

2019

CONVERTIDOR DC-DC PARA SISTEMA HÍBRIDO DE BATERÍA ION-LITIO Y SUPERCAPACITORES PARA APLICACIÓN EN ELECTROMOVILIDAD

ESCOBAR ÁLVAREZ, JAVIER IGNACIO

<https://hdl.handle.net/11673/47422>

Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA



UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Memoria de Título

Convertidor dc-dc para sistema híbrido de batería ion-litio y supercapacitores para aplicación en electromovilidad

Memoria de titulación para optar al título de
Ingeniero Civil Electrónico

Alumno

Javier Ignacio Escobar Álvarez

Profesor Supervisor

Dr. Samir Kouro Renaer

Comisión Co-Referente

Dra. Ana María Llor

14 Febrero, 2019, Valparaíso, Chile

AGRADECIMIENTOS

Quisiera comenzar agradeciendo a mi familia que ha sido el sustento dentro de toda mi etapa educacional y de formación emocional. Su apoyo incondicional ha sido el impulso para sobreponerme a toda adversidad y mejorar continuamente como persona. Sobre todo a mi hermano Fernando Escobar que me motiva a seguir creciendo personalmente y profesionalmente. A mi madre Ruth Álvarez por su cariño y amor incondicional. Finalmente a mi padre Luis Escobar por ser el pilar de la familia y por su esfuerzo por dar lo mejor de él siempre.

También agradezco a grupo Powerlab y al Centro Avanzado de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, AC3E, donde se tuvo un cómodo lugar de trabajo con las herramientas necesarias para la realización de este trabajo y también un grato ambiente de trabajo. En primer lugar agradecer a mi profesor guía, Dr. Samir Kouro por su ayuda en el trabajo y consejos. También al Dr. Marcelo Pérez por su disposición. Agradezco también a mis compañeros y compañeras de trabajo con los cuales compartí este tiempo. Especial agradecimiento a Nicolás Müller Pollmann por su apoyo, siendo un aporte directo durante el desarrollo de este trabajo y principal guía. Compartiendo además su experiencia, conocimiento y profesionalismo. También agradezco a Diana López por generar un grato ambiente de trabajo, compañerismo y su disposición a la discusión de problemas relacionados con el trabajo. A los demás integrantes Julián Rojas, Mario López, Matías Aguirre, Daniel Pesantez, Henry Zapata, Michelle Viscaino, Tito Arevalo, Miguel López, Freddy Flores, Matías Jofre, Eduardo Galdames, Enzo Alegría, Daniel Morales, Fernando Cabrera, Juan Villacrés, Camilo Urqueta. También agradecer a mis amigos de la vida por sus risas y buenos momentos vividos durante esta etapa. También mis compañeros de Hermexlink por su apoyo durante el desarrollo de este trabajo. Finalmente y no menos importante a Adriana Villegas por su amor, apoyo y optimismo para poder concluir esta etapa. Gracias totales.

Javier Ignacio Escobar Álvarez

RESUMEN

Las baterías de ion-litio tienen una alta densidad de energía aunque un limitado almacenamiento de potencia. Esto limita el frenado regenerativo debido a que la batería no es capaz de almacenar toda la potencia. Los supercapacitores en cambio poseen una alta densidad de potencia y baja densidad de energía, por lo cual este sistema de almacenamiento es capaz de almacenar un frenado regenerativo. En este trabajo se busca realizar el diseño y control de un convertidor DC-DC bidireccional para un sistema híbrido entre batería de ion-litio y supercapacitores para un vehículo eléctrico. Por medio del control de un convertidor DC-DC se busca manejar la potencia que recibe la batería y los supercapacitores, para mantener la batería a niveles óptimos definidos por el fabricante.

Se presenta en este trabajo un estado del arte de vehículos eléctricos, baterías, supercapacitores y convertidores DC-DC para el sistema híbrido. Se modelan los almacenamiento energéticos (baterías y supercapacitores), definiendo sus niveles de operación y finalmente se realizan simulaciones en Plecs para comprobar su funcionamiento. Posteriormente se diseña el convertidor para los niveles de potencia requeridos por la aplicación, corroborando su funcionamiento en simulaciones en lazo abierto en Plecs. Luego de esto se obtiene un modelo del convertidor para poder sintonizar los controladores del sistema. Finalmente se realizan simulaciones en Plecs del sistema integrado para diferentes maniobras de conducción del vehículo, como aceleraciones, frenado, adelantamiento, subidas, bajadas y el vehículo detenido. Para esto se utiliza un modelo equivalente de un vehículo eléctrico, las baterías de ion-litio, supercapacitores y el convertidor.

Palabras Claves

Sistemas de almacenamiento energéticos, baterías supercondensadores, convertidor DC-DC, Plecs, vehículo eléctrico.

ABSTRACT

Lithium-ion batteries have a high energy density although limited power storage. This limits the regenerative braking because the battery is not able to store all the power. The supercapacitors, on the other hand, have a high power density and low energy density, so this storage system is capable of storing regenerative braking. In this work, the aim is to design and control a bidirectional DC-DC converter for a hybrid system between lithium-ion battery and supercapacitors for an electric vehicle. By means of the control of a DC-DC converter one looks for to handle the power that receives the battery and the supercapacitors, to maintain the battery at optimal levels defined by the manufacturer.

This work presents a state of the art of electric vehicles, batteries, supercapacitors and DC-DC converters for the hybrid system. Energy storage (batteries and supercapacitors) are modeled, defining their operation levels and finally simulations are carried out in Ples to check their operation. Subsequently, the converter is designed for the power levels required by the application, corroborating its operation in open loop simulations in Ples. After this a model of the converter is obtained to be able to tune the system's controllers. Finally, simulations are carried out in Ples of the integrated system for different driving maneuvers of the vehicle, such as accelerations, braking, overtaking, ascents, descents and the stopped vehicle. For this use an equivalent model of an electric vehicle, lithium-ion batteries, supercapacitors and the converter are used.

Keywords

Energy storage systems, supercapacitor batteries, DC-DC converter, Ples, electric vehicle.

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
ÍNDICE DE FIGURAS	VII
ÍNDICE DE TABLAS	X
ABREVIACIONES	XI
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Estado del arte	5
1.1.1. Aplicación en electromovilidad	5
1.1.2. Sistemas de almacenamiento energético	6
1.1.2.1. Baterías de ion litio	7
1.1.2.2. Supercapacitores	8
1.1.3. Convertidor DC-DC	10
1.1.3.1. Configuración del sistema	10
1.1.3.2. Topologías del convertidor	12
1.1.3.3. Elección de configuración del sistema y topología del convertidor	16
1.2. Objetivo	17
1.2.1. Objetivo General	17
1.2.2. Objetivos específicos	17
1.2.3. Metodología	17
2. SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO ENERGÉTICO	18
2.1. Batería de ion-litio	20
2.1.1. Modelo de batería	20
2.1.2. Determinación de parámetros	23

2.1.3.	Validación de batería comercial	24
2.1.3.1.	Estimación de parámetros	26
2.1.3.2.	Operación del banco de baterías	27
2.1.3.3.	Resultados de simulación	28
2.1.4.	Estado de carga batería	29
2.2.	Supercapacitores	31
2.2.1.	Modelo Supercapacitor	32
2.2.2.	Determinación empírica de parámetros	33
2.2.3.	Validación del supercapacitor comercial	34
2.2.3.1.	Estimación de parámetros	35
2.2.3.2.	Operación del banco de SC	35
2.2.3.3.	Resultados de simulación	37
3.	CONVERTIDOR DC-DC	39
3.1.	Diseño del convertidor	40
3.1.1.	Configuración del sistema	40
3.1.2.	Topología de convertidor	40
3.1.2.1.	Operación del convertidor en boost	41
3.1.2.2.	Operación del convertidor operando en buck	42
3.1.2.3.	Análisis del convertidor boost bidireccional interleaved	43
3.1.2.4.	Diseño de parámetros del convertidor	45
3.2.	Resultados en lazo abierto	49
4.	CONTROL DEL CONVERTIDOR DC-DC	53
4.1.	Modelado del convertidor(Análisis dinámico)	54
4.1.1.	Diseño de controladores	60
4.2.	Estrategias de control	65
4.3.	Lógica de control	66
5.	SIMULACIÓN DEL SISTEMA HÍBRIDO	69
5.1.	Drive del vehículo	69
5.2.	Maniobras de conducción	72
5.3.	Resultados de simulación	75
5.3.1.	Frenado completo	75
5.3.2.	Aceleración desde reposo	76
5.3.3.	Aceleración y desaceleración	77
5.3.4.	Subida de una cuesta y bajada de una cuesta a velocidad constante	78
5.3.5.	Carga de batería con vehículo detenido	79
6.	CONCLUSIONES	85
6.1.	Conclusiones	85
6.2.	Trabajo futuro	87
A.	ANÁLISIS CONVERTIDOR DC-DC Y SELECCIÓN SEMICONDUCTORES	89
A.1.	Análisis en modo discontinuo	89

A.2. Mosfet seleccionados	90
B. SIMULACIÓN SISTEMA DE ALMACENAMIENTO HÍBRIDO EN PLECS	91
C. C-SCRIPT PLECS	95
C.1. Código lógica de control	95
C.2. Código control proporcional interleaved	99
C.3. Código control integración interleaved	100
BIBLIOGRAFÍA	102

Índice de figuras

1.1. Evolución de capacidad de EV a nivel mundial [3]	2
1.2. Matriz energética de Chile por sector año 2015	2
1.3. Energía específica [Wh/kg] vs Potencia específica [W/kg] de ESS	4
1.4. Arquitecturas del sistema de vehículos [13].	5
1.5. Clasificación Sistemas de almacenamiento energético (ESS)	6
1.6. Esquema del proceso de descarga en baterías de litio	8
1.7. Esquema electroquímico de un EDLC	9
1.8. Configuraciones del sistema	11
1.9. Convertidores : a) Convertidor boost unidireccional b) Convertidores boost bidireccional	13
1.10. Configuración de convertidores en multiboot unidireccional	13
1.11. Configuración de convertidores en string bidireccional	14
1.12. Topología en cascada bidireccional	14
1.13. Topología buck unidireccional con semiconductor de bypass y desconexión de batería	15
1.14. Configuración de convertidores boost bidireccional en interleaved	16
2.1. Modelo equivalente de batería: Ideal, Lineal y Thevenin con una constante de tiempo	22
2.2. Curva de descarga en una batería.	23
2.3. Baterías LG 18650HG2 (3Ah) [43]	25
2.4. Curva de descarga dada por el fabricante de una celda a 3[A] constante	26
2.5. Descarga banco batería 72 [V] nominal a 1C y 2C	28
2.6. Descarga a 0.5C	29
2.7. Descarga a 1C desde 100% de SOC	30
2.8. Modelo supercapacitor	32
2.9. Supercapacitor Maxwell 3000 F	34
2.10. Descarga a 100[A] banco de SC de 166[F]	37
2.11. Carga completa a 100[A] banco de SC	38
3.1. Configuración CPAS	41
3.2. Análisis flujos de corriente convertidor boost	41
3.3. Análisis flujos de corriente convertidor buck	42
3.4. Corrientes por inductancia en modo continuo para convertidor boost	43
3.5. Corrientes por inductancia en modo continuo para convertidor buck	44

3.6. Curvas de corriente por inductancias para convertidor interleaved	45
3.7. Ripple de corriente de entrada del convertidor vs ciclo de trabajo por numero de convertidores interleaved	45
3.8. Inductancia planar de $220[\mu H]$	48
3.9. Capacitor de Film de $220[\mu F]$	49
3.10. Convertidor boost bidireccional con carga resistiva	49
3.11. Portadoras para modulación de convertidor boost bidireccional interleaved	50
3.12. Resultados en lazo abierto con zoom en torno a $0.18[s]$: a) Ciclos de trabajo. b) Corrientes en inductancias del convertidor. c) Corriente de salida del convertidor.	51
3.13. Voltaje de salida en el convertidor con zoom en torno a $0.18[s]$	52
4.1. Esquema de convertidor boost bidireccional	54
4.2. Sistema completo de almacenamiento híbrido con aplicación	61
4.3. Balance de potencia para estimar referencia para inductancias	62
4.4. Esquema de control convertidor DC-DC	62
4.5. Respuestas en frecuencia de los sistemas: a) Diagrama de Bode de planta de corriente. b) Diagrama de Bode función de sensibilidad complementaria en lazo cerrado	63
4.6. Respuesta escalón de T_o	64
4.7. Características dinámicas de lazo cerrado de control de potencia: a) Diagrama de bode función de sensibilidad complementaria. b) Respuesta escalón.	64
4.8. Modulación del convertidor	65
4.9. Diagrama de flujo para referencias de convertidor para lazo de corriente	67
4.10. Modos de operación dependiendo de la corriente en el EV	68
4.11. Máquina de estados de modos de operación del convertidor	68
5.1. Motor BLDC $3000[W]$	70
5.2. Caso 1: Flujo de potencia hacia el EV desde batería y SC.	73
5.3. Caso 2: Flujo de potencia desde el EV hacia batería y SC.	73
5.4. Caso 3: Flujo de potencia desde la batería al EV.	74
5.5. Caso 4: Flujo de potencia desde EV a la batería.	74
5.6. Caso 5: Flujo de potencia desde el SC a la batería.	75
5.7. Caso 6: Flujo de potencia desde la batería al SC.	75
5.8. Frenado de EV desde $60[km/h]$ a $0[km/h]$ con sistema de almacenamiento híbrido: (a) Velocidad EV. (b) Corriente EV. (c) Corrientes en las inductancias de los convertidores en interleaved (referencia y medición). (d) Corriente de salida del convertidor (referencia y medición). (e) Corriente hacia la batería. (f) Zoom de corriente por la batería durante inicio y fin del funcionamiento del convertidor. (g) Indices de modulación por convertidor en interleaved. (h) SoC batería y voltaje en el SC durante frenado.	80

5.9. Aceleración del vehículo desde 0[<i>km/h</i>] a 60[<i>km/h</i>] con sistema de almacenamiento híbrido. (a) Velocidad EV. (b) Corriente requerida por EV. (c) Corrientes en las inductancias de los convertidores en interleaved (referencia y medición). (d) Corriente de salida del convertidor (referencia y medición). (e) Corriente desde la batería. (f) Zoom de corriente por la batería durante inicio y fin del funcionamiento del convertidor. (g) Indices de modulación por convertidor en interleaved. (h) SoC batería y voltaje en el SC durante aceleración.	81
5.10. Aceleración desde vehículo desde 40[<i>km/h</i>] a 60[<i>km/h</i>] con sistema de almacenamiento híbrido. (a) Velocidad EV. (b) Corriente requerida por EV. (c) Corrientes por el convertidor (referencia y medición). (d) Corrientes en las inductancias por convertidor en interterleaved. (e) Corrientes por la batería del sistema híbrido. (f) Indices de modulación por convertidor en interleaved. (g) SoC batería y voltaje en el SC durante adelantamiento.	82
5.11. Subida y bajada con inclinación de 7° a velocidad constante de 60[<i>km/h</i>] con almacenamiento híbrido: (a) Velocidad EV. (b) Corriente requerida por EV. (c) Corriente de salida del convertidor (referencia y medición).(d) Corrientes en las inductancias de los convertidor en interleaved . (e) Corriente por la batería del sistema híbrido. (f) Indices de modulación por convertidor en interleaved. (g) SoC batería y voltaje en el SC durante subida y bajada de cuesta.	83
5.12. Carga de batería de EV durante 50[<i>seg</i>] a voltaje constante	84
A.1. Corrientes por inductancia en modo discontinuo para convertidor boost	89
A.2. Pack de mosfets SiC seleccionados para posterior implemetación CCS050M12CM2 [50]	90
B.1. Simulación convertidor boost bidideccional en lazo abierto	91
B.2. Sistema de almacenamiento híbrido con aplicación en electromovilidad a simular	92
B.3. Bloques de control de voltaje y corriente del convertidor	93
B.4. Bloques de : (a) Script de lógica de control.(b)Balance de potencia para referencia del sistema. (c)Modulación de circuito de disparo	94

Índice de tablas

2.1. Especificaciones baterías de ion-litio y supercapacitores	19
2.2. Parámetros del modelo de la batería	22
2.3. Características batería LG 18650HG2 (3Ah) [43]	25
2.4. Estimación pack batería de 72[V] LG 18650HG2 (45Ah)	27
2.5. Parámetros de un SC 3000F Maxwell dados por el fabricante	35
2.6. Parámetros de de banco de SC a simular	36
3.1. Variables para diseño de inductancia de magnetización para $\Delta i_{L1} = 5[A]$ y $\Delta i_{L1} = 1[A]$	47
3.2. Parámetros de simulación en lazo abierto del convertidor	51
4.1. Variable de decisión de la lógica de control	66
5.1. Datos motor BLDC 3000[W] proporcionados por el fabricante	70
5.2. Maniobras a simular para un EV	73
5.3. Parámetros de simulación	76

ABREVIACIONES

Mayúsculas

SC	: SuperCondensador
SOC	: Estado de carga
DOD	: Profundidad de descarga
PsCs	: Pseudo capacitor
HC	: Hybrid capacitor
EDLC	: Electric double-layer capacitors
PCC	: Configuración paralela pasiva
PCA	: Configuración paralela activa
PCAB	: Configuración paralela activa batería
PCAS	: Configuración paralela activa SC

Minúsculas

dc	: direct current
ac	: alternate current

INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años debido al incremento del deterioro ambiental ha existido un aumento en el uso de energías renovables y el uso de vehículos eléctricos(EV). La Agencia Internacional de Energía (IEA) predice un aumento del consumo de petróleo en un 70 % y un incremento de 150 % de emisiones de CO_2 en el año 2050. Las emisiones de CO_2 han experimentado un aumento anual de 2,5 % desde el año 2010 a 2015. El sector de transporte contribuye en un 23 % de emisiones de CO_2 a nivel mundial [1], lo cual se debe principalmente al elevado uso de combustibles fósiles en el sector de transporte en la actualidad. Del mismo modo, el ritmo de crecimiento de consumo energético en transporte se encuentra relacionado con el aumento en el uso de EV's. El año 2017 hubo un récord en ventas a nivel mundial de vehículo eléctricos, alcanzando un millón de unidades vendidas, lo que equivale a un 54 % más que el año 2016. China abarca la mayor capacidad de EV's a nivel mundial llegando al 40 % del mercado, en la figura 1.1 se puede apreciar el aumento de capacidad de EV y PHEV (vehículos eléctricos híbridos enchufables) a nivel mundial [2]. La IEA prevé que en el 2030 exista una capacidad de 140 millones de EV [3]. Este aumento de capacidad de EV ha provocado que los costos de producción de baterías de litio decaigan en el tiempo. En 2015 los costos de baterías eran de 268[USD/kWh] y se prevé que lleguen a valer 125[USD/kWh] el 2022 [3].

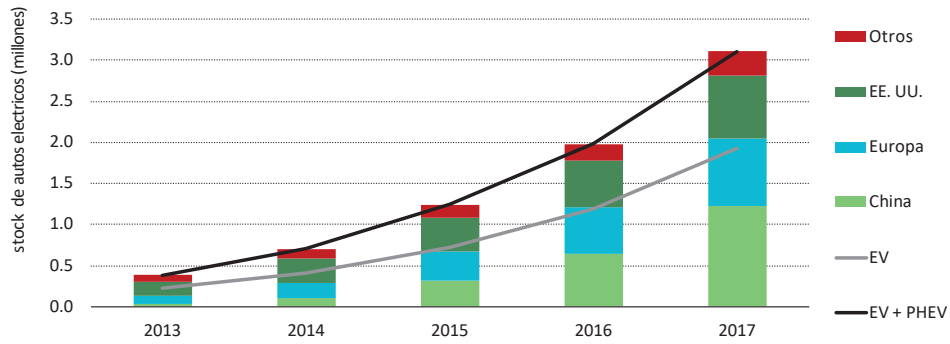


Figura 1.1: Evolución de capacidad de EV a nivel mundial [3]

De acuerdo a la gráfica anterior China y Estados Unidos son los principales dominadores del mercado mundial en esta materia. Sudamérica no se queda atrás en este creciente aumento en el mercado de la electromovilidad. Donde Brasil, México y Chile el 2014 tenían un stock de 60, 150 y 30 vehículos eléctricos respectivamente. En 2017 las cifras aumentaron para todos llegando a poseer en stock 680, 920 y 250 EV respectivamente, teniendo un aumento de 833 % en 3 años en el caso de Chile.

Dentro del consumo energético a nivel mundial el transporte es uno de los que mas contribuyen en la demanda de petróleo y emisiones de CO_2 [1]. El transporte es el principal consumo de energía de Chile. El 2015 el transporte consumió el 35 % del total de energía, equivalente a 323,384943[TWh] como se puede apreciar en la figura 1.2 [4]. Donde el 83 % del consumo en transporte equivale a terrestre [5].

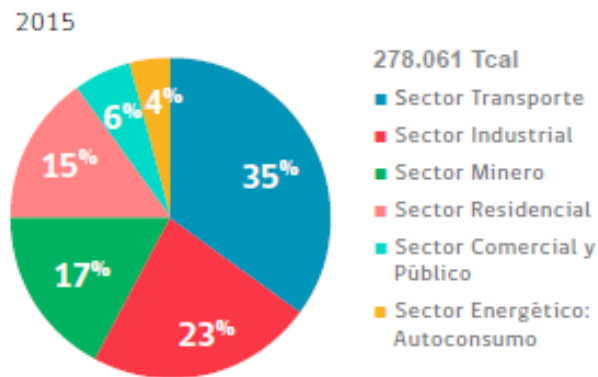


Figura 1.2: Matriz energética de Chile por sector año 2015

Por esto es que la electromovilidad es uno de los temas que se encuentran latentes en los cambios del consumo energético a lo largo del mundo. Considerando que Chile posee alrededor del 52 % de las reservas mundiales de litio [6] y ademas es uno de los mayores pro-

ductores de cobre del mundo, materias primas principales para la construcción de baterías de ion-litio. Por lo que habrá un aumento del consumo de estos recursos para la producción de sistemas de almacenamiento energético como baterías de litio. También surge una oportunidad en cuanto a producción de estos sistemas de almacenamiento energético en Chile.

La tecnología de almacenamiento de energía es clave en electro movilidad y lo más usado es el almacenamiento electroquímico con baterías de ion-litio [7]. Las cuales poseen una alta densidad de energía, permitiendo llegar a niveles de autonomía que hacen realidad la utilización de medios de transporte como automóviles, buses y motocicletas. Sin embargo esta tecnología posee una serie de limitaciones como rangos de operación de temperatura, baja densidad de potencia, bajo número de ciclos de carga y descarga. Estos varían entre 2000 y 3000 ciclos dependiendo del Estado de Carga (SoC) de la batería. La baja densidad de potencia limita principalmente la carga de una batería de litio. La medida de carga de una batería se mide en la corriente necesaria para la carga de una hora, a la cual se le denomina C. Se recomienda una carga de hasta $0,8C$ para prolongar la vida útil de la batería [8]. El número de ciclos de carga y descarga tiene directa relación con las exigencias de potencia y el aumento de temperatura que sufren las baterías de ion-litio, un aumento de estas exigencias reduce su vida útil. Las baterías poseen además densidad de potencia en torno a $20-100 [Wh/Kg]$ [9]. A diferencia de las baterías de litio existen los SuperCapacitores (SC), los cuales poseen una alta densidad de potencia en torno a $1-10 [kW/Kg]$ [9]. Los ciclos de carga y descarga son de aproximadamente de 1 millón. La principal desventaja es la baja densidad de energía, que bordea entre $1[Wh/kg]$ y $10[Wh/kg]$ [9]. Debido a que la batería de ion litio posee una baja tasa de corriente de carga, no es recomendado cargarla a niveles de corriente mayores que los recomendados por el fabricante. Donde a medida que mayor sea su tasa de corriente de carga más disminuirá su vida útil y capacidad de almacenar energía [10]. En una aplicación en electromovilidad son frecuentes los frenados, en donde dependiendo de la batería, motor, masa y velocidad puede entregar niveles de corriente del orden de los $100 - 300[A]$. Hoy en día esta energía es quemada por medio del frenado mecánico para no dañar la batería y perdida posteriormente en forma de calor. Por lo cual con el uso de SC y baterías de ion litio se logra obtener un desempeño tanto para tener una alta energía específica y autonomía con la batería. Como también para poder almacenar alta potencia con el uso de supercapacitores y así no perder esa energía en forma de calor.

La combinación entre las baterías de litio y SC da como resultado una batería híbrida con mejores niveles de potencia y energía. En la figura 1.3 se comparan distintos tipos de almacenamientos energéticos en un Diagrama de Ragone [11], se posiciona la combinación entre baterías de litio y SC. Todo lo anterior tendría un impacto positivo en la autonomía y durabilidad del sistema de almacenamiento. También las baterías se conocen por lo tóxicas que son haciendo daño al medio ambiente, aunque se busca reducir su toxicidad y/o reciclarlas [12]. Por lo que debido a las proyecciones de su aumento en ventas el cuidado de su vida útil no debe quedar exento.

Se busca por tanto diseñar un convertidor DC-DC capaz de integrar la batería de ion-litio con supercapacitores. Para obtener una mayor densidad de energía ($[kWh/m^3]$) y densidad de potencia ($[kW/m^3]$) para una aplicación de electro movilidad. Con lo cual se podrán entregar niveles de corriente de orden de los 100 a $150[A]$ sin que la corriente de la batería de ion litio sobrepase la nominal. Como también absorber la energía de frenados, en donde la batería no tiene la capacidad de poder almacenar el total de energía.

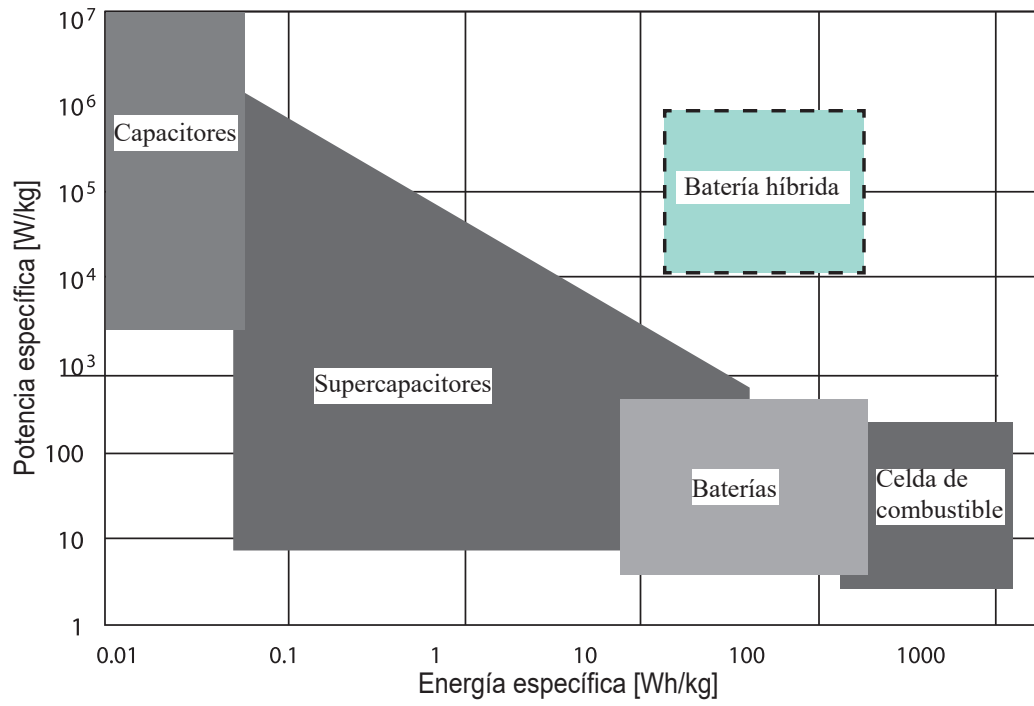


Figura 1.3: Energía específica [Wh/kg] vs Potencia específica [W/kg] de ESS

1.1. Estado del arte

1.1.1. Aplicación en electromovilidad

Existen diferentes arquitecturas posibles a utilizar para esta aplicación. Tales como los vehículos eléctricos híbridos (HEV), vehículos eléctricos híbridos enchufables (PHEV) y vehículos eléctricos (EV). En la figura 1.4 se pueden apreciar estas distintas arquitecturas.

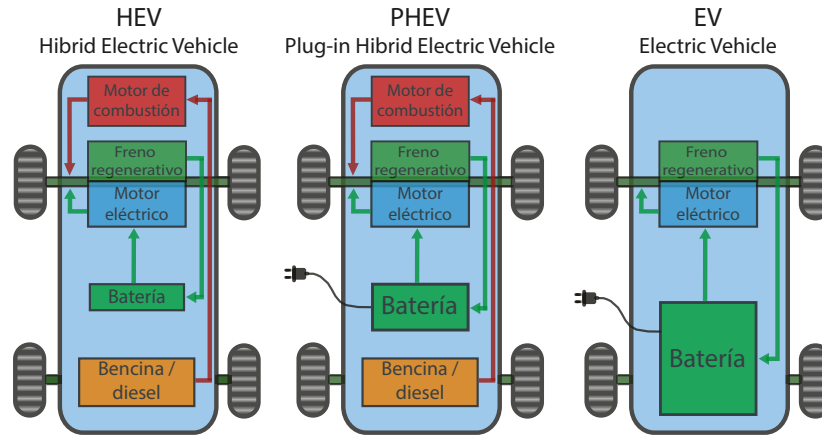


Figura 1.4: Arquitecturas del sistema de vehículos [13].

Los HEV utilizan combustible fósil y se busca reducir el consumo por medio del uso de energía eléctrica, en donde se aprovecha el frenado regenerativo en las baterías. Los PHEV buscan tener una mayor autonomía eléctrica para reducir las emisiones de CO_2 , por lo cual se puede cargar la batería con una fuente externa de energía [13]. Los EV tienen autonomía eléctrica con el uso de baterías y pueden utilizar un motor eléctrico o más.

La aplicación en electromovilidad a utilizar como prueba para este trabajo es el vehículo eléctrico (EV) desarrollado por USMZero (iniciativa estudiantil de la Universidad). Este vehículo eléctrico tiene una capacidad de dos pasajeros y un motor con solo un eje de tracción. Por lo que para definir los niveles de potencia de las maniobras se utilizarán los parámetros asociados al motor de esta aplicación. El vehículo consta de distintos sistemas que hacen posible su funcionamiento. Como piezas mecánicas, el carenado del vehículo y el sistema eléctrico. Para poder obtener la potencia requerida para las diferentes maniobras de conducción del EV, es necesaria la masa de todas estas piezas y parámetros del motor dados por el fabricante. La masa total del vehículo a considerar es de $388[kg]$.

Por lo tanto para poder realizar los análisis de potencia por maniobra del EV se considera el motor que utiliza el vehículo y la masa que es trasladada por el vehículo. El motor a utilizar Este dará la operación del motor del vehículo y sus limitaciones, en donde luego utilizando las ecuaciones de mecánicas de las máquinas se simula la potencia del EV. En cuanto a las maniobras de conducción estas serán definidas y luego con ellas se obtendrán los distintos niveles de potencia y energía requeridas por la aplicación.

1.1.2. Sistemas de almacenamiento energético

Los sistemas de almacenamiento energético (ESS) han tenido un rol fundamental en el último tiempo. Estos son esenciales en el mercado para incrementar el uso de energías renovables y reducir emisiones de gases de efecto invernadero como el CO_2 . Durante las pasadas décadas, los ESS han ayudado a consumidores fuera de la red eléctrica con el uso de energías renovables. El incremento del uso de EV ha aumentado la utilización de ESS, sustituyendo fuentes de energía fósil [14].

Existen diferentes tipos de almacenamientos energéticos, los cuales se clasifican de acuerdo a su forma de almacenar energía. Estos son: mecánico, electro-químico, químico, eléctrico y térmico. Dentro de ellos existen clasificaciones de acuerdo a sus formaciones y materiales de composición. En la figura 1.5 se presenta un diagrama con una clasificación de ESS [14], [15].

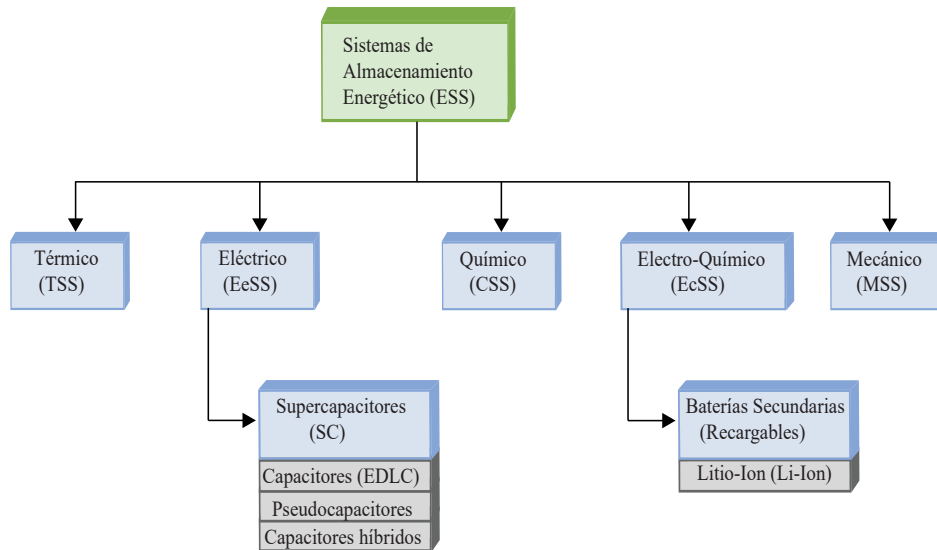


Figura 1.5: Clasificación Sistemas de almacenamiento energético (ESS)

Dentro de la clasificación de almacenamientos energéticos la utilización de baterías como las de ion-litio son preferidas en aplicaciones para EV. Debido a su alta densidad de energía (kWh/m^3), alta energía específica (kWh/kg) y bajo peso. Además las baterías de litio no tienen efecto memoria a diferencia de las baterías de mercurio o plomo. Sin embargo las baterías de Li-Ion son más costosas y necesitan protección para una operación segura y un sistema de balance de celdas para tener un buen rendimiento al mismo voltaje y nivel de carga [14].

Por otro lado en los sistemas de almacenamiento eléctricos se encuentran los SuperCapacitores(SC). Estos son similares a los capacitores normales, en términos de estructura y

función. Sin embargo un supercapacitores tiene una energía mayor a un capacitor normal debido a las altas capacitancia, del orden de Faradios a Kilo Faradios. La potencia específica (kW/kg) de un supercapacitor se encuentra en torno a los 1000-2000 [W/kg] con un 95 % de eficiencia. De todos los ESS el SC es el que posee la mayor vida útil de 1.000.000 de ciclos dependiendo de la aplicación y el uso que tenga. Debido a su alta densidad de potencia los UC pueden ser utilizados en aplicaciones de EV, también debido a su bajo mantenimiento. Debido a sus dinámicas de rápida carga y descarga son utilizados para almacenamiento de energía durante frenados y rápidas aceleraciones en un EV [14].

En este trabajo se utilizara un sistema de almacenamiento híbrido (HSS) compuesto por: baterías de litio y supercapacitores. Donde estas dos tecnologías poseen diferentes cualidades eléctricas Por un lado las baterías de litio poseen una alta densidad de energía y los supercapacitores una alta densidad de potencia. Por lo que el uso de estas dos tecnologías nos permite tener un sistema de almacenamiento que cumple con estas dos características. A continuación se desarrolla en mas detalle una descripción estas dos tecnologías de ESS.

1.1.2.1. Baterías de ion litio

Las baterías de ion-litio son sistemas de almacenamiento energético electroquímico que generan energía eléctrica debido a las reacciones químicas que ocurren en su interior. Estas se encuentran formada por un ánodo, cátodo y un electrolito. El ánodo y el cátodo son electrodos cargados que darán la polaridad de la batería y el electrolito permite las reacciones químicas de oxidación y reducción que ocurren dentro de la batería [16]. Estas baterías son populares para almacenamiento de energía para productos portables debido a su pequeño tamaño y peso liviano. Donde tienen una alta densidad de energía desde 500 a 2000 [W/kg]. Sin embargo el ciclo de vida de la batería esta afecto a las temperaturas y a las descargas profundas [14].

Durante la descarga de una batería, como una de ion-litio, el ánodo cede electrones de iones de litio (Li^+) a la carga externa y se oxida durante la reacción, mientras que el cátodo acepta electrones de iones de litio desde la carga externa y se reduce durante la reacción [13]. Durante la carga se realiza el proceso inverso. En la figura 1.6 se tiene la composición de la batería y una ilustración de como ocurre el proceso de descarga en una batería de litio.

Las características básicas de una batería son su composición química, voltaje y capacidad. La composición química define el desempeño de la potencia que es capaz de entregar la batería. También con las limitaciones para la entrega de energía en algún aspecto del funcionamiento eléctrico o condiciones ambientales necesaria para su correcto funcionamiento en un auto eléctrico, como en este caso por ejemplo. El voltaje nominal de la batería se encuentra definido por la composición química de la batería. La capacidad de la batería representa la energía en Ah la cual corresponde corriente que entrega continuamente durante una hora hasta su descarga [13].

Dependiendo de cátodo las baterías de ion-litio pueden ser clasificadas de acuerdo a su composición: Litio Cobalto($LiCoO_2$), Óxido de Litio Manganese($LiMn_2O_4$), Litio Fierro Fosfato($LiFePO_4$), Óxido de Litio Níquel-Manganese-Cobalto($LiNiMnCoO_2$), Oxido de Litio Níquel-Cobalto-Aluminio($LiNiCoAlO_2$) y Litio Titanio($Li_4Ti_5O_{12}$) [13], [14], [17].

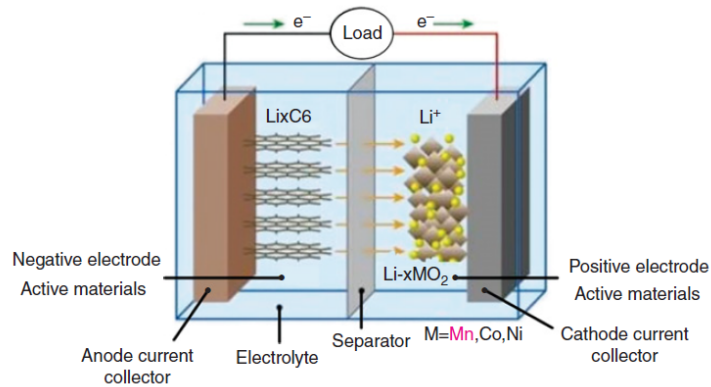


Figura 1.6: Esquema del proceso de descarga en baterías de litio

Las baterías poseen dinámicas, las cuales pueden ser representadas por distintos modelos. Existen modelos físicos basados en principios electroquímicos [18], modelos matemáticos provenientes de ecuaciones empíricas ó métodos matemáticos como aproximaciones estocásticas [19] y modelos eléctricos basados en las respuestas dinámicas de las baterías [20], [21], [22], [23]. Los modelos eléctricos son los preferidos para poder realizar las estimaciones debido a que son más intuitivos para el área de ingeniería electrónica. Existen tres categorías para estos modelos: Thevenin, Impedancia y basado en tiempo de ejecución. Siendo el modelo de Thevenin el utilizado en el desarrollo de este trabajo, este modelo se encuentra más detallado en el capítulo dos de almacenamientos energéticos.

1.1.2.2. Supercapacitores

Un capacitor es un dispositivo eléctrico capaz de almacenar energía en forma de campo eléctrico, esto ocurre mediante acumulación de cargas eléctricas (y por ende campo eléctrico) entre dos placas paralelas con un dieléctrico entremedio. Un supercapacitor (SC) tiene el mismo funcionamiento, la diferencia se encuentra en los mayores valores de capacitancia que presenta. La capacitancia se encuentra directamente relacionada con la carga eléctrica y el potencial entre las placas. La capacitancia se puede calcular además en base a las dimensiones físicas de las placas que lo componen y del material del dieléctrico que separa a las placas.

Los altos valores de capacitancia se deben a la distancia entre las placas que almacenan el campo eléctrico y el área del electrodo. Al disminuir la distancia entre las placas aumenta la capacitancia y también al aumentar el área del electrodo. La curva de carga de un supercapacitor es aproximadamente [24], [25]. Los SC poseen una alta densidad de potencia (kW/m^3), lo que permite que sean utilizados como fuentes de energía intermitente permitiendo actuar ante requerimientos de potencia abruptos. Poseen además una temperatura estable por lo que el deterioro es bajo y por ende tienen alto ciclo de vida útil [26]. Una de las mayores desventajas es su baja densidad de energía con respecto a baterías de litio o ácido.

Los SC pueden clasificarse además en capacitores eléctricos de doble capa (EDLCs), PseudoCapacitores(PsCs) y Capacitores Híbridos (HCs). Los EDLC almacenan la carga de forma electrostática, en donde los electrodos consisten en estructuras de microporos que permiten aumentar el área de superficie y el electrolito se encarga de proveer de iones para el transporte de las cargas eléctricas entre los electros. Los EDLC debido a que no poseen reacciones químicas tienen un alto número de ciclos de vida. Los PsCs almacenan la energía de forma electroquímica, esto debido a reacciones redox, procesos de electro absorción e intercalado químico consiguiendo capacidades de mayor que un EDLC. Finalmente los HCS almacenan energía tanto electroquímicamente como electrostáticamente, consiguiendo así tener mayor energía y la potencia de un EDLC sin sacrificar su ciclo de vida [11].

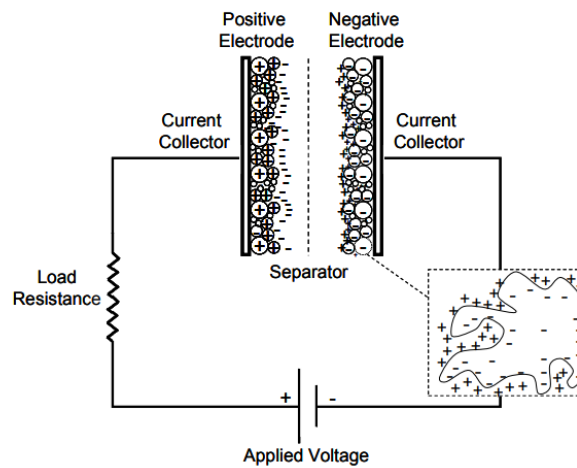


Figura 1.7: Esquema electroquímico de un EDLC

Para realizar simulaciones de un SC se debe utilizar un modelo que describa las dinámicas asociadas. Para esto existen modelos eléctricos que describen el comportamiento físico de un SC, estos son: Modelo simple, Modelo con auto-descarga y Modelo de línea de transmisión. En el modelo simple se tiene una resistencia en serie a la capacitancia, que modela las pérdidas por conducción. En el modelo con auto-descarga se agrega una resistencia en paralelo debido a la auto descarga del capacitor, esta resistencia es mucho mayor en comparación a la resistencia en serie. Finalmente se tiene el modelo de línea de transmisión, el cual además el fenómeno de redistribución de cargas en el capacitor, dando así una mejor aproximación del sistema real [9], [27], [28] [29], [26], [11], [30], [14]. Para el caso del presente trabajo se utilizará el modelo con autodescarga, debido a que la exactitud que posee este modelo es suficiente para realizar simulaciones para esta aplicación.

1.1.3. Convertidor DC-DC

Como se dijo anteriormente se busca un ESS híbrido, el cual se compone por el uso de baterías de ion-litio y SC para poder apoyar en aceleraciones y absorber los elevados niveles de potencia durante frenados en un vehículo eléctrico. En vez de convertir el excedente de energía en calor debido a sus limitaciones [30]. Para ello es necesaria la utilización de un convertidor de potencia DC-DC, con el cual se pueda regular la potencia que pasa por cada componente (SC y Li-Ion) del ESS. De esta forma la batería no sobrepasa niveles peligrosos para su operación y así tampoco se debe sobre dimensionar la batería para absorber el total de potencia en un frenado.

El convertidor a utilizar debe ser eficiente, de fácil control y de un bajo rizado para no dañar la batería. Las diferentes configuraciones del sistema a utilizar y convertidores posibles poseen distintas cualidades que serán abordadas a continuación.

1.1.3.1. Configuración del sistema

Antes de seleccionar cual será la topología de convertidor a utilizar se debe considerar como será la configuración del sistema. Donde el sistema se encuentra compuesto por: Baterías de ion-litio, SuperCapacitores y el EV. En donde la aplicación se encuentra compuesta por un inversor, el motor y el sistema mecánico (chasis, carenado, eje, entre otros). Existen cuatro principales configuraciones que se encuentran en la figura 1.8 los cuales son: ambos sistemas de ESS (SC y Li-ion) en paralelo al inversor del vehículo o configuración paralela pasiva (CPP), las baterías de ion-litio con un convertidor DC-DC en paralelo a los SC y el inversor del vehículo o configuración paralela activa batería (CPAB), los SC con un convertidor DC-DC en paralelo a las baterías de ion-litio y el inversor del vehículo o configuración paralela activa SC (CPAS), y finalmente ambos ESS con un convertidor DC-DC en conexión paralela al inversor del vehículo o configuración paralela activa (CPA) [31], [1], [7]. En la figura 1.8 se presentan las diferentes configuraciones mencionadas anteriormente.

Cada una de estas combinaciones tienen sus ventajas y desventajas. La CPP tiene un intercambio de energía que variara dependiendo del voltaje del bus-DC, por lo cual no se tendrá un total control sobre el SC directamente. En la configuración CPA ambos ESS utilizan convertidores DC-DC y luego son conectados al DC-link. Con esto se logra mejorar la actuación y así obtener un mayor control de ambas baterías, pero en consecuencia aumenta el costo del sistema. En el caso de la configuración CPAB la batería de Ion-litio con convertidor DC-DC. Para la ultima configuración solo el SC tiene un convertidor DC-DC bidireccional, esto nos permitirá controlar los peaks de potencia durante aceleraciones y almacenar energía durante el frenado en el SC [7].

El caso de la configuración CPP de la figura 1.8 se plantea que además de no tener control de la corriente que entregan al inversor del motor, esta dependerá directamente de la dinámica de la batería y el SC. Aunque típicamente para requerimientos altos de corriente tendera el SC a entregar corriente al sistema debido a que la impedancia de los SC es mucho menor. También las fluctuaciones de voltaje en el DC-link son mucho menores si la batería se encuentra en la barra DC y el SC actúa como un filtro pasa-bajos que atenúa peaks de corriente. Además esta configuración es simple, de bajo costo y no tiene una mayor

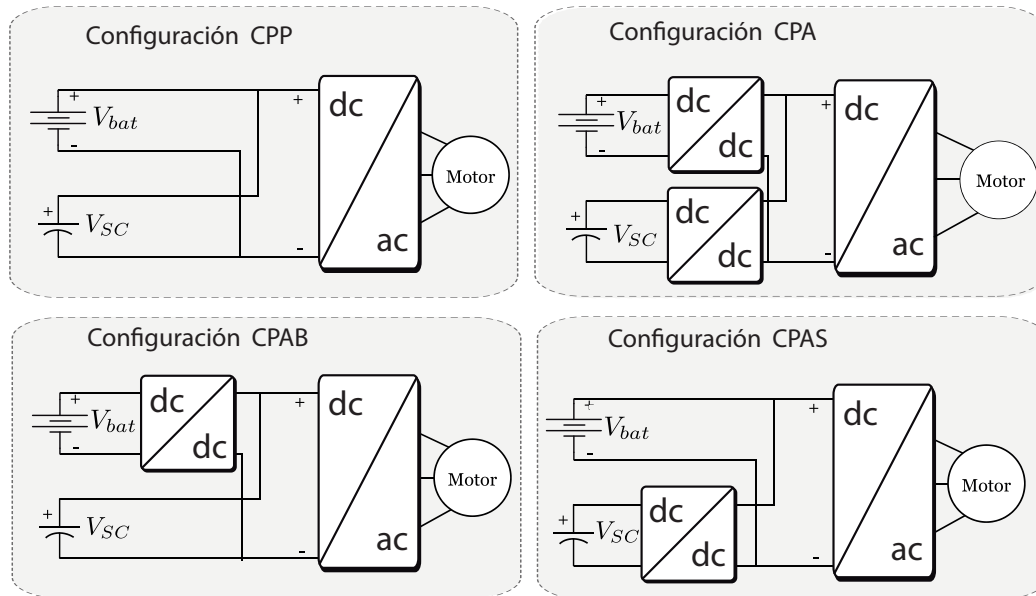


Figura 1.8: Configuraciones del sistema

complejidad en cuanto a la electrónica de potencia que requiere [1].

Las configuraciones CPAS y CPAB se plantean como SC con convertidor DC-DC y batería con convertidor DC-DC respectivamente. Con la configuración CPAS se puede obtener un uso óptimo de los SC y de la batería. En donde idealmente se busca que la potencia que entregue la batería de litio sea constante para no incrementar su deterioro. Por lo cual con esto se puede lograr que las altas demandas de potencia sean suministradas por los SC como en el caso de regeneración por frenado o aceleraciones. Una de las ventajas de esto es que se puede utilizar todo el rango de voltaje del SC ya que se encuentra desacoplado de la batería por medio del convertidor DC-DC. Como por ejemplo en caso de regeneración se puede dejar un rango de voltaje pequeño en el SC para que este logre absorber esa energía sin dañar así la batería por lo altos peaks de corriente, que dependiendo de la aplicación pueden llegar a rangos entre 100 a 200 [A] [13]. Aunque esto agrega un poco más de peso y volumen, además de modificar la estrategia de control [1]. La gran diferencia entre cada una de las configuraciones se debe a que utilizar un convertidor en paralelo a la batería implica pérdidas por conducción del convertidor, que pueden ser suplidas por la batería en el caso de entregar potencia. Para CPAB el DC-link variara dependiendo del voltaje en el SC. Con el control del convertidor y SoC de la batería se debe manejar la corriente por el SC. Al tener una baja densidad energía, el SC variara su voltaje abruptamente ante carga o descargas desde la aplicación. En el caso de CPAS ahora las pérdidas de conducción serán suministradas por el SC que es un almacenamiento auxiliar y el DC-link estará fijado por la batería, el cual es menos oscilante que CPAB.

Otra opción es la CPA donde se separan la batería y el SC y se conectan por medio

de un convertidor DC-DC cada uno al DC-link, donde las salida de ambos convertidores se conectan en paralelo. Esta configuración nos da un control independiente de la batería y el SC, además nos permite tanto a las baterías como al SC tener tensiones menores al DC-link lo que reduce el costo y tamaño de ambas fuentes de energía [1].

1.1.3.2. Topologías del convertidor

Existen distintas topologías para el convertidor DC-DC a utilizar en esta aplicación, en donde preferentemente se utilizan convertidores buck, boost y buck-boost dependiendo de los niveles de voltajes de los ESS a utilizar en el sistema híbrido. Estos convertidores a su vez pueden ser unidireccionales o bidireccionales, en donde se prefiere que sean bidireccionales para poder entregar o recibir energía en el SC. También existen variaciones del número de estos convertidores y su conexión entre sí (paralelo o serie) para elevar o disminuir tensión, este tipo de variaciones se considera como un cambio en la topología de convertidor.

Boost unidireccional o bidireccional:

Las topologías de convertidor boost unidireccional o bidireccionales son las utilizadas preferentemente [1], [29], [30], [32]. La topología boost requiere de una tensión menor en la entrada del convertidor que en la salida, por lo que el voltaje del SC debe ser menor al de batería. Esto provoca que la corriente de entrada sea mayor a la corriente de salida del convertidor, en donde la corriente se puede encontrar en dos modos de operación: modo continuo o discontinuo. Esta topología posee un bajo número de semiconductores por lo que su costo no es elevado, aunque dependiendo de distintos factores como las componentes y frecuencia de conmutación el rizado en la salida puede aumentar o disminuir. El rizado en la salida de este convertidor provoca un rizado en la batería, el cual dependiendo de su amplitud puede ser dañino para ella. Existen niveles de corriente admisible en la batería los cuales dependerán de los niveles de corriente dados por el fabricante de la batería a utilizar para esta aplicación. Con estos niveles de corriente se diseña el rizado que se busca en la salida del convertidor. Se presenta en la figura 1.9 las topologías descritas anteriormente.

Multiboost:

Al utilizar múltiples convertidores boost unidireccionales con un celda de SC en su entrada con la salida del convertidor conectada en paralelo en el DC-link, se le denomina configuración en multi-boost [33]. La gran ventaja de esta configuración es la eficiente conversión de energía ya que al dividir la potencia en el número de convertidores disminuye el tamaño de las componentes. Por esto disminuyen pérdidas por conmutación en el caso de los semiconductores y al dividir la corriente las pérdidas por conducción de las componentes disminuyen. La unidireccionalidad es un problema ya que no le permite recibir potencia durante el frenado regenerativo del vehículo, por lo que cada SC debe ser cargado antes de ser utilizado. El balanceo de las celdas de SC es otra de las problemáticas la cual en implementación puede traer problemas en caso de que uno de los convertidores deba elevar más tensión que su nominal provocando que el índice de modulación sea mayor al resto y por ende provocar que exista en su salida un mayor rizado de voltaje el cual puede provocar daños en la batería. En la figura 1.10 se presenta la topología descrita anteriormente.

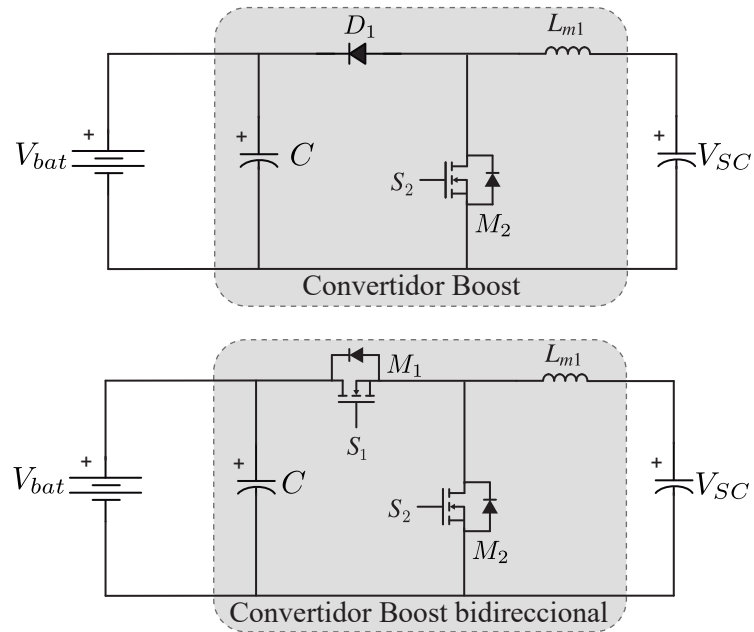


Figura 1.9: Convertidores : a) Convertidor boost unidireccional b) Convertidores boost bidireccional

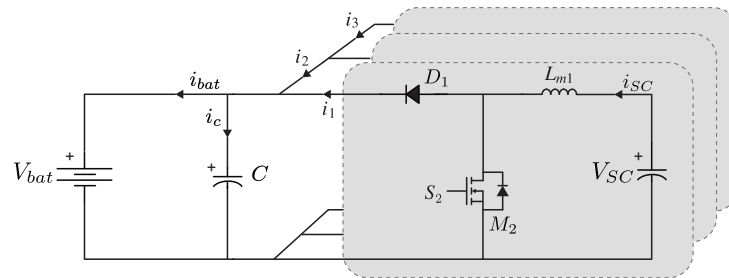


Figura 1.10: Configuración de convertidores en multiboot unidireccional

String:

En la figura 1.11 se utiliza la configuración de convertidores boost bidireccionales en serie o string a cada una de las celdas de la batería [34]. Esta topología en comparación a la anterior tiene la ventaja de que además de ser mas eficiente puede tanto entregar como recibir potencia desde la aplicación. Una de las complejidades que se agrega a esta topología es la corriente que recibe cada uno de los SC, la cual debido a que cada convertidor tendrá leves diferencias provocara que exista un desbalanceo de la corriente de carga en cada SC.

Cascada:

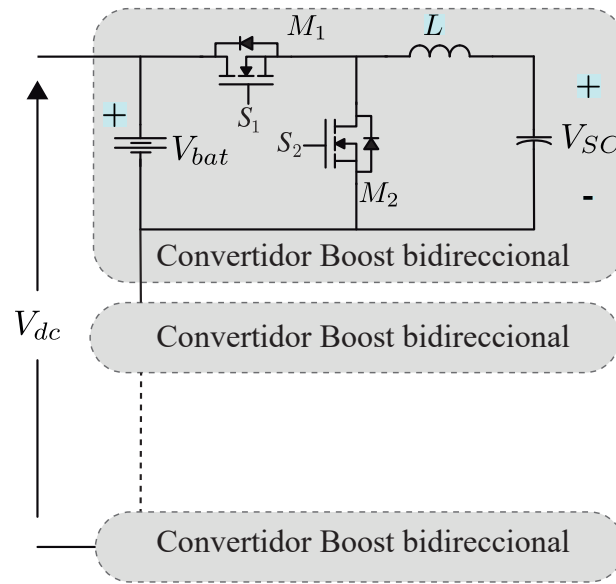


Figura 1.11: Configuración de convertidores en string bidireccional

En la figura 1.12 se considera la configuración con un convertidor buck y otro boost bidireccionales en cascada conectados mediante la inductancia [35]. En este convertidor a pesar de que el voltaje del SC sea menor al de la batería existe una manera de elevar tensión en la salida y viceversa. El número de semiconductores se eleva, debido a que se conectan directamente sin paralelizar dos convertidores lo que provoca que aumente el rizado en el voltaje de la batería. En esta topología durante su funcionamiento operan tres semiconductores (uno conmutando, dos como diodo y el cuarto bloquea). En comparación a un buck o boost normal que utilizan dos semiconductores. Por lo cual este convertidor tiene mayores pérdidas debido al aumento de semiconductores.

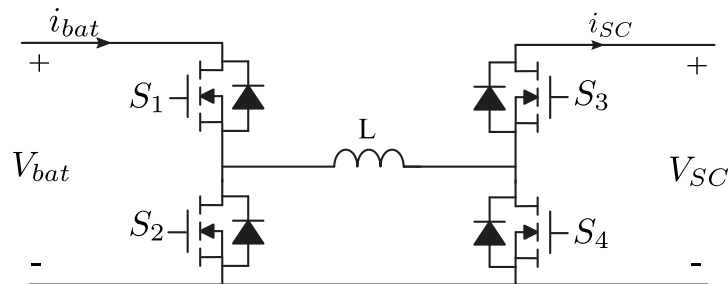


Figura 1.12: Topología en cascada bidireccional

Buck con desconexión:

En la figura 1.13 se tiene la configuración de convertidor que consiste en un convertidor buck unidireccional con el voltaje de salida V_{dc} mayor al de entrada V_{sc} [36]. Esta configuración de convertidor posee un semiconductor que desconecta al convertidor con un semiconductor, permitiendo el flujo de corriente hacia el SC sin pasar por el convertidor. Además se tiene otro semiconductor para la conexión o desconexión de la batería. Por lo que el sistema puede entregar o recibir potencia en el SC y/o a la batería dependiendo de la acción que tengan estos semiconductores. Esta configuración de convertidor dependiendo de la utilización puede poseer pérdidas desde uno a tres semiconductores por lo que no tiene altas pérdidas por conmutación. Como no existe funcionamiento del convertidor en estos casos no se tiene rizado por la conmutación del semiconductor del convertidor. Debido a que existen momentos en que se conecta sólo el SC el DC-link de la aplicación estará dado por el voltaje en el SC el cual puede ser muy bajo o muy alto dependiendo de la capacidad que se busque provocando así que no se trabaje en el punto más eficiente para el drive del motor haciendo ineficiente su funcionamiento en algunos periodos de tiempo, por lo que el control de esos tiempos de funcionamiento debe ser de acuerdo a la correcta operación del sistema. Como el convertidor que se utiliza en esta propuesta de configuración de convertidor es un buck, por lo que el voltaje de SC debe ser mayor al de la batería siempre para poder utilizar el SC de forma controlada.

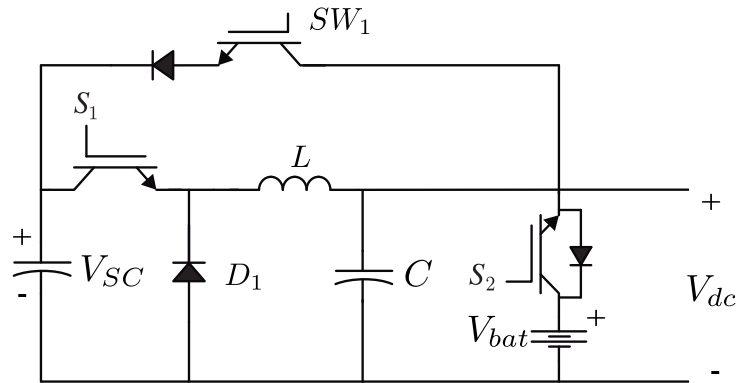


Figura 1.13: Topología buck unidireccional con semiconductor de bypass y desconexión de batería

Interleaved:

En la figura 1.14 se encuentra la configuración de convertidor interleaved compuesta por convertidores boost bidireccionales en paralelo [37]. Esta topología al tener un mayor número de semiconductores aumenta su costo. Aunque considerando que la corriente que requiere la aplicación se divide por el número de convertidores en paralelo provoca que las pérdidas decaigan. Una de las características de la configuración interleaved es que se utilizan portadoras desfasadas en el número de convertidores en paralelo para la modulación de cada uno de los convertidores en paralelo, esto provoca que la corriente en la salida de la configuración tenga un rizado menor al de cada uno de los convertidores. La disminución del rizado es beneficioso en comparación a la utilización de un solo convertidor. Donde a pesar de que con un sólo convertidor en promedio se puede entregar o recibir la potencia necesaria para disminuir el promedio de corriente en exceso, el rizado será más elevado que con el uso de convertidores en paralelo. También esto provoca una disminución en el tamaño de las componentes necesarias, generando así el volumen del circuito disminuya en su totalidad. El control de esta topología no varía en comparación a la utilización de solo un convertidor, aunque considerando una implementación el cálculo realizado por el procesador central del microcontrolador aumenta. En la figura 1.14 se presenta la topología anterior.

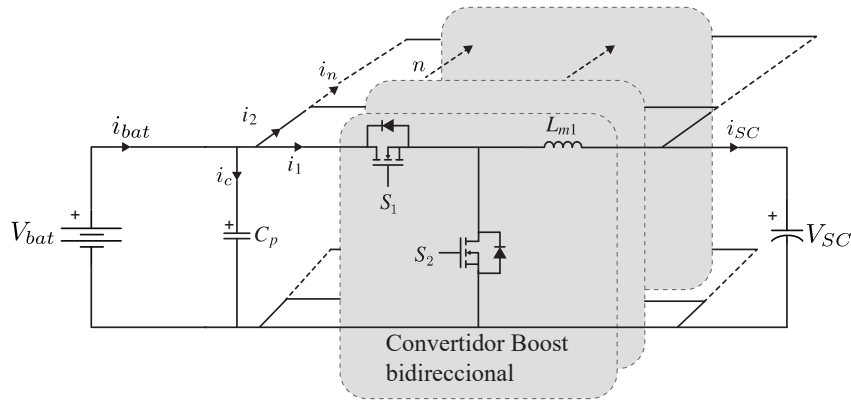


Figura 1.14: Configuración de convertidores boost bidireccional en interleaved

1.1.3.3. Elección de configuración del sistema y topología del convertidor

Para la elección de la configuración del sistema se utiliza la CPAS. Con esta configuración se consigue controlar de forma indirecta la corriente por la batería con el uso del banco de SC. Además se disminuye el número de convertidores a utilizar, reduciendo así el costo y mejorando la eficiencia del sistema completo.

Para la topología de convertidores se escogió la interleaved con convertidores boost bidireccionales. Debido a la disminución del rizado en la batería, la reducción de pérdidas del convertidor y la reducción del tamaño de las componentes del convertidor.

1.2. Objetivo

1.2.1. Objetivo General

Diseño de un convertidor DC-DC para un sistema de almacenamiento híbrido(SC y Li-ion) para poder almacenar y entregar energía controlada a una aplicación en electromovilidad.

1.2.2. Objetivos específicos

- Modelar y simular batería de ion-litio.
- Modelar y simular banco de supercapacitores.
- Diseñar convertidor DC-DC con su respectivo control y modulación para simular carga y descarga de SC.
- Modelar consumo de corriente de un vehículo eléctrico para diferentes maniobras de conducción.
- Simular funcionamiento de convertidor para una aplicación en electromovilidad.

1.2.3. Metodología

Para el desarrollo de cada uno de los dispositivos se deben realizar modelado y simulación, en donde además se deben considerar parámetros de diseño dados por la aplicación para la cual se está diseñando.

Para el modelado se describen mediante ecuaciones matemáticas los fenómenos físicos que ocurren en los dispositivos o por medio de un modelo eléctrico para poder comprender y comparar con valores reales. En la etapa de simulación se busca observar y medir los resultados de los modelos para corroborar el funcionamiento.

SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO ENERGÉTICO

Durante el desarrollo del siguiente capítulo se abordarán los sistemas de almacenamiento energético a utilizar. Donde se consideran las características del funcionamiento de estos sistemas, en donde aspectos como la energía que son capaces de almacenar y su capacidad para entregar o recibir energía serán considerados. Donde además de acuerdo a los datos dados por el fabricante se definirán los niveles de operación de estos sistemas de almacenamiento. También se abordarán los modelos a utilizar para su simulación y así poder posteriormente validar su funcionamiento con estos.

Las características técnicas a considerar de las baterías de ion-litio y los supercapacitores son las siguientes:

- Energía Específica [Wh/Kg]: Cantidad de energía por unidad de masa .
- Potencia Específica [W/Kg]: Cantidad de potencia por unidad de masa .
- Densidad de energía [Wh/m^3]: Cantidad de energía por unidad de volumen .
- Densidad de potencia [W/m^3]: Cantidad de potencia por unidad de volumen .
- Voltajes de cada celda [V]: Voltaje nominal, máximo y mínimos de cada dispositivo de almacenamiento .
- Corrientes [A]: Corriente nominales, mínimas y máximas tanto de carga como descarga de los dispositivos .

- Ciclos de carga [*ciclos*]: Numero de ciclos de carga estimados por el fabricante .
- Autodescarga [%/*dia*]: Porcentaje de autodescarga por día .

Una alta tasa de corriente de carga y descarga en una batería es requisito en un vehículo eléctrico, dado los peaks de corriente que requiere para contrarrestar la inercia del vehículo y frenados. Si bien la batería puede entregar altas corrientes, no se recomienda trabajarla a niveles de corriente más altos que los dados por el fabricante. Por esto se incluyen SC's con tal de conformar un sistema de almacenamiento híbrido, para que pueda entregar corriente en los peaks de arranque del vehículo. Además, por el principio de funcionamiento de los SC basado en almacenamiento electro estático de energía el cual permite generar grandes flujos de potencia tanto en la descarga cómo en la carga. Lo que permite absorber peaks de potencia durante un frenado regenerativo, permitiendo un mayor almacenamiento de potencia. De esta forma se incrementa la eficiencia energética del vehículo.

Considerando que estos dos sistemas de almacenamiento tienen distintas características técnicas a considerar, se presenta a continuación una tabla con rangos especificaciones relevantes [1], [9].

Tabla 2.1: Especificaciones baterías de ion-litio y supercapacitores

Descripción	Baterías ion-litio	Supercapacitores	Unidad
Energía Específica	80 - 600	2.5 - 15	[<i>Wh/kg</i>]
Potencia Específica	250 - 3000	500 - 100000	[<i>W/kg</i>]
Densidad de energía	250 - 2600	10 - 30	[<i>Wh/m³</i>]
Autodescarga	0.1 - 32	20 - 40	[% /día]
Ciclos de vida	80 - 1000	> 100000	[<i>ciclos</i>]

De acuerdo a los datos dados en la tabla 2.1 la energía específica en las baterías de li-ion es mayor que en los supercapacitores y la potencia específica menor. Los tipos de baterías de Li-ion se puede subdividir dependiendo del polímero utilizado para su fabricación.

También existen variables que describen el estado actual de una batería, como el Estado de Carga (SoC), Profundidad de descarga (DoD), Estado de salud (SoH), Voltaje en los bornes de la batería y Resistencia interna (ESR). Todas estas variables logran dar una apreciación del estado de la batería. A continuación se presenta una descripción de estas características.

- Capacidad [Ah]: La corriente de descarga durante una hora que es capaz de entregar un ESS hasta descargarse.
- SOC [%]: Representa el porcentaje de capacidad que tiene el ESS con respecto al máximo capaz de entregar.

- DOD [%]: El porcentaje de descarga que ha tenido el ESS con respecto al máximo de capacidad [22].
- SOH [%]: Indica el estado de un ESS con respecto a los cambios en parámetros de algún ESS, como la capacidad o la resistencia interna [22].
- Voltaje batería [V]: El voltaje en la batería, el cual depende del SOC actual.
- Resistencia interna[Ω]: El fabricante estima una resistencia interna, dependiendo de factores como SOC y/o temperatura esta puede variar en el tiempo.

Todas estas características dan una aproximación del estado actual de la batería y permite a su vez poder definir límites de carga. En el caso de SOH es necesaria la prueba de la batería real o realizar un análisis térmico, esto no se aborda durante el desarrollo de este trabajo.

2.1. Batería de ion-litio

La batería es uno de los sistemas indispensables dentro del funcionamiento de un EV ya que provee de energía al sistema completo. Un pack de baterías se encuentra compuesto por módulos, cada uno de estos módulos es un arreglo de celdas conectadas en paralelo y serie dependiendo de los niveles de voltaje y de corriente requeridas. Las baterías de ion-litio son sistemas de almacenamiento energético electroquímicos que generan y almacenan energía eléctrica debido a las reacciones químicas que ocurren en su interior, el cual se encuentra formada por un ánodo, cátodo y un electrolito.

En las descripciones de las baterías dadas por los fabricantes la corriente de descarga se encuentra dada en C-rate. Esta es una medida utilizada para normalizar la capacidad de las baterías. Una tasa de descarga de 1C se refiere a la corriente necesaria para descargar completamente una batería en una hora (de 100 % a 0 % de SoC). Por ejemplo si un pack de baterías tiene una capacidad de 100[Ah], equivale a que a una tasa de descarga de 100[A](1C) durante una hora hasta descargarse completamente [38], [39].

2.1.1. Modelo de batería

Los modelos de baterías de litio se pueden separar en tres tipos: experimental, electroquímico y basado en circuitos eléctricos. En el modelo experimental se realiza la medición de las curvas de carga y descarga de voltaje para luego obtener un modelo aproximado del comportamiento de la batería. El modelo electroquímico tiene en cuenta características químicas, térmicas y físicas de las baterías, en la cual se simulan procesos de interacción entre estos elementos. Los modelos electroquímicos suelen proporcionar información del SoC, SoH, capacidad y /o voltaje de la batería. Usualmente requieren de alto nivel de computo. En el modelo basado en circuitos eléctricos se relacionan diferentes dinámicas de la batería con circuitos eléctricos, estos modelos presentan un compromiso exactitud y resolución matemática.

El tipo de modelo a utilizar durante el desarrollo de este trabajo corresponde al modelo basado en circuitos eléctricos. Existen distintos modelos basados en circuitos eléctricos como el modelo ideal, modelo lineal, modelo de Thevenin, Modelo de Impedancia de Warburg y el Basado en Tiempo de Ejecución [23], [20].

En el Modelo Ideal se representa la batería de Li-ion con una fuente de voltaje controlada que proviene originalmente del modelo de Shepperd [23], la cual corresponde al voltaje de circuito abierto de la batería. Este voltaje es no lineal y depende de la carga actual de la batería. Se deben extraer parámetros como el voltaje de carga completa, el final de la zona exponencial (voltaje y carga) y el final de la zona nominal (voltaje y carga). En la ecuación 2.1 se describe el voltaje de la fuente controlada E .

Usualmente un Modelo ideal no es suficiente para obtener el comportamiento aproximado de una batería, por lo que se debe agregar mayor exactitud a este modelo. La resistencia interna R_{se} da un grado mayor de exactitud al modelo, la cual representa la caída de voltaje en la batería debido a las variaciones de corriente en la batería y las pérdidas. Usualmente este valor viene dado por los fabricantes de baterías en la hoja de datos, aunque existen variaciones con respecto al valor nominal para tener una buena aproximación de las variaciones de corriente por el modelo propuesto [23]. A este modelo se le llama Modelo Lineal.

El Modelo de Thevenin es el más preciso de los anteriores. Este presenta un circuito RC en paralelo para poder describir el efecto de relajación y la impedancia AC de la batería, lo que brinda el comportamiento dinámico de la batería. Este efecto se puede apreciar en ciclos de carga y descarga de la batería, el cual representa la lenta convergencia del voltaje de la batería al punto de equilibrio luego de horas de descanso pasados algunos ciclos de carga y descarga. En la figura 2.1 se presenta la evolución del modelo lineal al modelo Thevenin al ir incorporando mayor complejidad y exactitud al modelo [23].

Para el modelo de Impedancia de Warburg se representa la difusión elemental en una celda electroquímica. También se encuentra compuesto por la RSE de la batería y su voltaje en circuito abierto. Esta impedancia se identifica con una técnica llamada espectroscopia de impedancia [40].

El modelo de Thevenin fue el seleccionado para esta ocasión debido a la baja complejidad y la alta exactitud que posee [41], [42].

$$E = E_0 - K \frac{Q}{Q - it} + Ae^{-Bit} \quad (2.1)$$

Cada uno de los parámetros de la ecuación 2.1 corresponde a los siguientes. Con it_{end} la integral de la corriente desde $t = 0$ hasta el tiempo final de simulación $t = t_{end}$.

- E : Voltaje sin carga de batería [V].
- E_0 : Voltaje nominal batería [V].
- K : Factor de polarización de voltaje [V], indica tanto el cambio en la resistencia de polarización como en los cambios de profundidad de descarga.

- Q : Capacidad de batería total [Ah], se refiere a la capacidad de descarga a la tasa de $1 C$.
- it_{end} : Carga actual de la batería [Ah] desde la carga completa.
- A : Factor de voltaje en zona exponencial [V].
- B : Factor de capacidad en zona exponencial [Ah^{-1}].

Tabla 2.2: Parámetros del modelo de la batería

Símbolo	Descripción	Unidad
E	Voltaje batería	[V]
E_o	Voltaje interno de la batería	[V]
K	Factor de polarización de voltaje	[V]
Q	Capacidad total de la batería	[Ah]
$\int_0^{t_{end}} i dt$	Capacidad actual de la batería	[Ah]
A	Factor de voltaje en zona exponencial	[V]
B	Factor de capacidad en zona exponencial	[Ah ⁻¹]

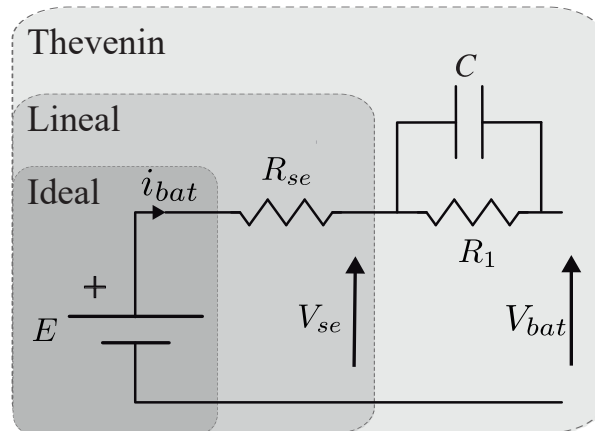


Figura 2.1: Modelo equivalente de batería: Ideal, Lineal y Thevenin con una constante de tiempo

2.1.2. Determinación de parámetros

El modelo de Thevenin representa un voltaje de circuito abierto (E), una resistencia en serie (R_{se}) y un circuito RC en paralelo (R_1 y C_1), como se muestra en la figura 2.1.

Para determinar los parámetros del modelo se utilizan puntos de la curva de descarga dado por el fabricante. Estos puntos son:

- Voltaje de carga completa batería
- Fin de la zona exponencial (Q_{exp} y V_{exp})
- Fin de la zona nominal (Q_{nom} y V_{nom})

La zona exponencial se refiere al área donde el voltaje decae de forma exponencial durante el proceso de descarga en la batería, esto ocurre en el inicio de la descarga de la batería. En la zona nominal ocurre una descarga de la batería más lenta, manteniendo un voltaje más estable en comparación a la zona exponencial. Finalmente se encuentra la zona lineal, en la cual existe una disminución del voltaje en la batería desde el voltaje nominal al mínimo durante el ultimo tramo de descarga de una batería. En la figura 2.2 se muestra una curva típica en donde se describen las zonas dichas anteriormente.

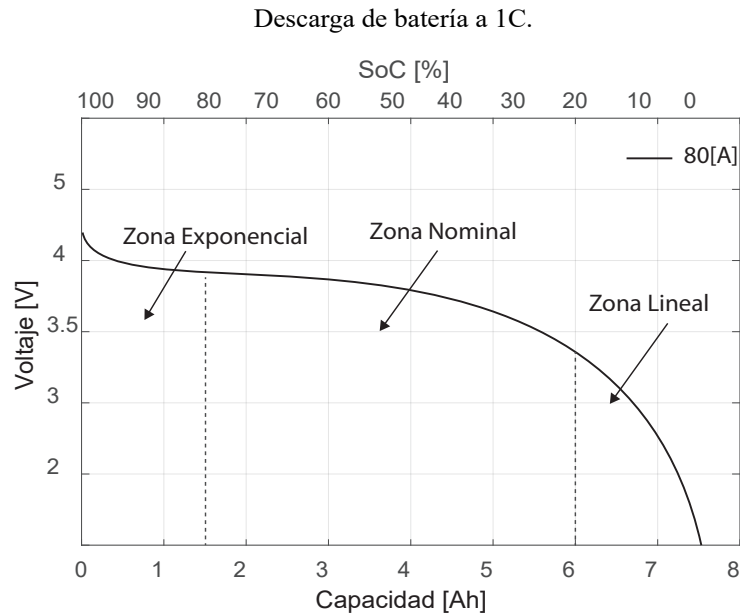


Figura 2.2: Curva de descarga en una batería.

En la ecuación (2.1) se tiene la representación del voltaje de circuito abierto. La parte exponencial de esta ecuación ($Ae^{(-B \cdot it)}$) se calcula utilizando el voltaje con carga completa de la batería (V_{full}), el voltaje al final de la zona exponencial (V_{exp}) y la carga de la batería

al final de la zona exponencial (Q_{exp}).

En las ecuaciones (4.36) y (4.38) se tiene el cálculo para la amplitud y la constante de tiempo inversa de la zona exponencial respectivamente.

$$A = V_{full} - V_{exp} \quad (2.2)$$

$$B = \frac{3}{Q_{exp}} \quad (2.3)$$

Para el tramo nominal en la ecuación se debe calcular el factor de polarización. Para este cálculo se utilizan el voltaje y carga completa de la batería V_{full} y Q respectivamente, el voltaje y carga al fin de la zona nominal V_{nom} y Q_{nom} respectivamente, además de los parámetros A y B calculados para la zona exponencial. Para el cálculo de K se utiliza la ecuación (2.4).

$$K = \frac{(V_{full} - V_{nom} + A(e^{-B \cdot Q_{nom}}) - 1)(Q - Q_{nom})}{Q_{nom}} \quad (2.4)$$

El voltaje nominal E_0 se deduce al obtener todos los parámetros anteriores resolviendo el circuito de la figura 2.1. Para esto se considera el voltaje de carga completa de la batería y la corriente nominal (i_{nom}) equivalente a $0.2 C$. En la ecuación 2.5 se encuentra expresado el calculo de E_0 .

$$E_0 = V_{full} + K + R \cdot i_{nom} - A \quad (2.5)$$

2.1.3. Validación de batería comercial

Para validar el modelo a utilizar es necesario tomar datos dados por el fabricante, realizar las estimaciones y luego comprobar mediante resultados de simulación. Para el desarrollo del proyecto se utilizará un banco de baterías de 72[V] nominal, el cual esta compuesto por cuatro conjuntos de cinco celdas en serie y quince en paralelo. Los cuatro conjuntos de baterías, de 18[V] cada uno, se encuentran conectados en serie. Las baterías a utilizar corresponden a **LG 18650HG2** [43], las cuales se pueden apreciar en la figura 2.3.



Figura 2.3: Baterías LG 18650HG2 (3Ah) [43]

En la tabla 2.3 se encuentran los datos de la batería a utilizar, con características de importancia para poder modelar el sistema.

Tabla 2.3: Características batería LG 18650HG2 (3Ah) [43]

Símbolo	Descripción	LG 18650HG2	Unidad
Q	Capacidad nominal	3	[Ah]
E_{es}	Energía específica	240	[Wh/kg]
V_{nom}	Voltaje nominal	3.6	[V]
V_{max}	Voltaje máximo	4.2	[V]
V_{min}	Voltaje mínimo	2.5	[V]
IC_{nom}	Corriente de carga nominal	1.5	[A]
IC_{rapida}	Corriente de carga rápida	4	[A]
ID_{max}	Corriente descarga máx.	20	[A]
R_{se}	Resistencia serie inicial	30	[mΩ]
R_{AC}	Impedancia AC inicial	17	[mΩ]
m_{celda}	Masa por celda	48	[g]

2.1.3.1. Estimación de parámetros

Se debe realizar la estimación de los parámetros del modelo de thevenin en base a los datos dados por el fabricante. Se tiene en la figura 2.4 la curva de descarga dada por el fabricante de una celda.

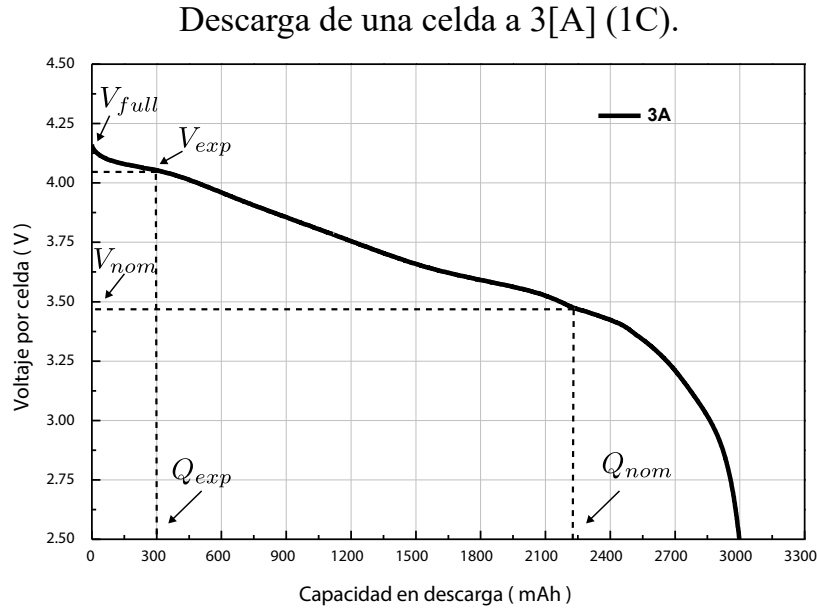


Figura 2.4: Curva de descarga dada por el fabricante de una celda a 3[A] constante

Donde se presentan cuales son los valores con los que se realizara la estimación de los parámetros de la batería. Estos parámetros son aproximaciones las cuales dependerán de que tan precisos sean los datos elegidos para su cálculo, por lo que la estimación realizada esta sujeta a errores de cálculo.

Se realiza en primera instancia la estimación de los parámetros para una celda y luego estos valores son escalados en voltaje y corriente debido al numero de celda en serie (escalamiento en voltaje) y en paralelo (escalamiento en corriente). Donde de acuerdo a lo dicho se tiene 20 celdas en serie y 15 en paralelo para el banco completo de baterías.

En el caso de la resistencia en serie R_{se} se utilizan los valores dados por el fabricante de una celda. Luego se realiza el calculo para el numero de celdas en serie y paralelo. El condensador del circuito RC se calcula para la descarga de la batería a 1C (45[A]) con los voltajes máximo y mínimo durante una hora. Finalmente la resistencia en paralelo de este circuito se estima con la impedancia AC R_{AC} dada por el fabricante y el condensador calculado para esta impedancia. De acuerdo a la estimación de los parámetros de obtienen los siguientes datos para el banco completo de baterías.

Tabla 2.4: Estimación pack batería de 72[V] LG 18650HG2 (45Ah)

Símbolo	Descripción	Valor	Unidad
Q_{max}	Carga máxima (1C=45[A])	45	[Ah]
A	Amplitud zona exponencial	3	[V]
B	Constante de tiempo exponencial	0.5	[Ah] ⁻¹
K	Amplitud zona nominal	0.07	[V]
E_o	Voltaje nominal estimado	79.8	[V]
R_{int}	Resistencia interna	0.04	[Ω]
R_1	Resistencia interna paralelo	0.004	[Ω]
C	Condensador en paralelo	4700	[F]

2.1.3.2. Operación del banco de baterías

De acuerdo a los datos dados por el fabricante y el diseño del banco de baterías existen diferentes puntos en que se busca trabajar la batería. Estos puntos dependen si la batería se encuentra en modo carga o descarga, por lo que se procede a definir cuales son los niveles de corriente para estos casos principalmente.

Modo carga

Para ambos casos se considera que el número de baterías en paralelo es de 15 unidades como se explicó anteriormente. De acuerdo a los datos dados por el fabricante la corriente nominal de carga es de 1,5[A] de una celda se busca trabajar en torno a esos niveles de corriente por celda. Ahora considerando el número de baterías en paralelo se tiene que la corriente por el banco completo no debe exceder 22,5[A].

Otro de los aspectos a considerar es el ripple provocado por el convertidor, en donde se deben dar márgenes que sean bajo el nivel de operación máximo de la corriente de carga de la batería. Por seguridad la corriente de operación se considera del 50% de los 22,5[A] de la capacidad de corriente de carga. Con esto se da un margen tanto para mantener la batería dentro de los niveles de operación nominal y que el ripple del convertidor no permita que la batería pase a encontrarse en carga. Por lo cual se consideran 11,25[A] para el control del convertidor en modo de carga nominal. Lo que da un ripple de corriente de $\Delta I_{carga} = 11,25$ como máximo.

Modo descarga

En el caso de la descarga el fabricante considera que la corriente máxima es de $20[A]$ por celda. Considerando el número de baterías en paralelo el banco en total es capaz de entregar como máximo $300[A]$. Se propone no trabajar en estos límites dados por el fabricante, sino que, por temas de seguridad y salud de la batería, operar a por lo menos al 50% de la capacidad para descarga de corriente. Esto equivale a $150[A]$ de corriente de descarga por la batería. Aún así con el fin de poder asegurar la descarga del SC durante una aceleración se consideran $100[A]$.

2.1.3.3. Resultados de simulación

La batería a utilizar es de un voltaje nominal de $72[V]$ con una tasa de carga y descarga nominal de $45[A]$, equivalente a $1C$. En la figura 2.5 se tienen curvas de descarga de la batería a utilizar para simulaciones, en donde las tasas de descarga corresponden a $1C$ y $2C$.

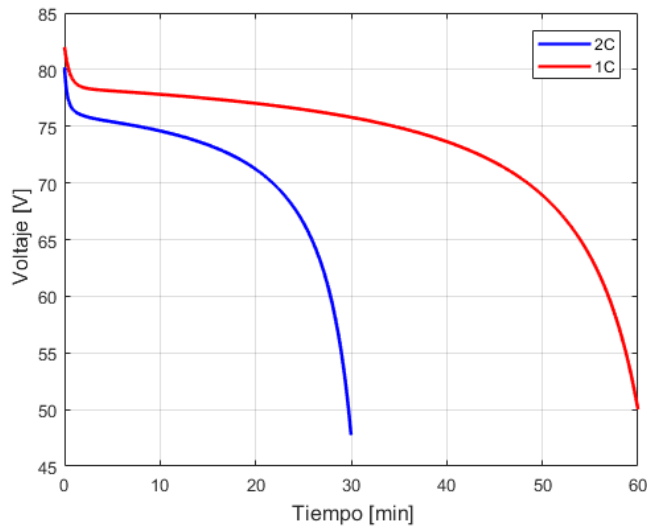


Figura 2.5: Descarga banco batería $72[V]$ nominal a $1C$ y $2C$

Se puede apreciar que se cumple en ambos casos los tiempos de descarga. En el caso de descarga a $1C$ el tiempo de descarga es de $1[hora]$ y en la caso de una descarga a $2C$ el tiempo de descarga es de $30[minutos]$.

La resistencia interna del banco de baterías depende del número de celdas a utilizar, en donde el banco a utilizar consta de 20 celdas en serie y 15 en paralelo. La resistencia interna dada por el fabricante para una celda corresponde a $R_{se} = 30m[\Omega]$. Por lo cual la resistencia interna final del banco completo de baterías es $R_{int} = 40m[\Omega]$.

El efecto de este parámetro se puede observar al realizar un cambio de requerimiento de corriente. Donde la variación en la tensión por un cambio de corriente es proporcional a la resistencia interna con respecto a la corriente. Para observar este efecto en la simulación se realiza una descarga de corriente a $0,5C$ lo que equivale a $22,5[A]$. Donde la resistencia en serie se calcula con la ecuación (2.6).

$$R_{se} = \frac{\Delta V_{R_{int}}}{22,5} \quad (2.6)$$

En la figura 2.6 se presenta la curva de descarga del banco de baterías a $0.5C$.

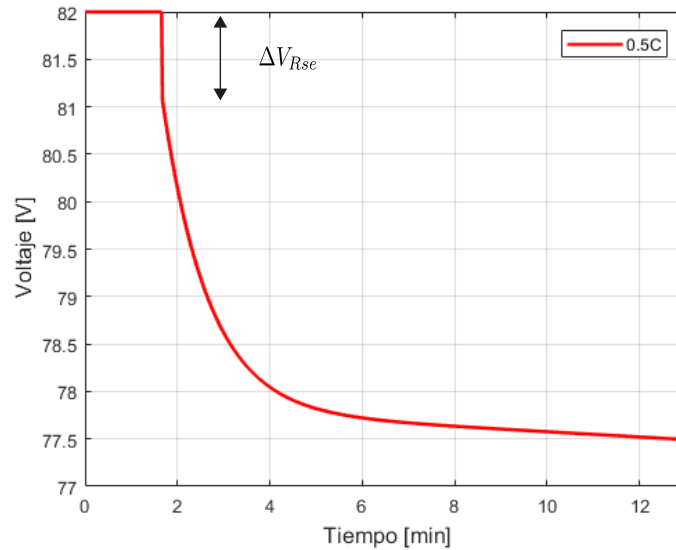


Figura 2.6: Descarga a $0.5C$

Donde la diferencia de voltaje en la batería es $\delta V_{R_{int}} = 0,9[V]$ y evaluando en la ecuación 2.6 se obtiene que la resistencia en serie equivalente es de $R_{int} = 40m[\Omega]$. La cual corresponde al valor dado por el fabricante.

2.1.4. Estado de carga batería

La estimación del estado de carga de la batería (SOC) es esencial para poder realizar la optimización del uso de la batería y carga de esta. Así es posible saber cuando la batería se encuentra cargada y de esta forma poder prevenir sobrecargas y mantener la seguridad de la batería.

Una aplicación de electro movilidad se encuentra sujeta a cambios de velocidad, frenados y tiempo de movimiento provocando así cambios de requerimientos energéticos. Por lo que sa-

ber el SoC es necesario para poder manejar los niveles energéticos de la batería [41], [44], [16]. Se considera la siguiente forma para realizar la estimación del SoC de la batería en la cual se cuenta la cantidad de carga que entra y sale de la batería (As=Coulomb) en la ecuación (2.7).

$$SOC_f = SOC_0 + \frac{1}{Q_{max}} \int_{t_0}^{t_f} id\tau \quad (2.7)$$

Donde SOC_0 es el estado de carga inicial de la batería y SOC_f es el estado de carga final. La carga máxima se entrada dada por la capacidad de la batería, que en este caso de 45[Ah].

Para representar que tan descargada se encuentra una batería se utiliza la profundidad de descarga o DOD (depth of discharge), la cual depende del SOC de la batería. En la ecuación (2.8) se representa este termino.

$$DOD_{bat} = 1 - SOC_{bat} \quad (2.8)$$

En la figura 2.7 se encuentra graficado el SOC del banco de baterías desde un 100% a una tasa de descarga de 1C(45 [A]).

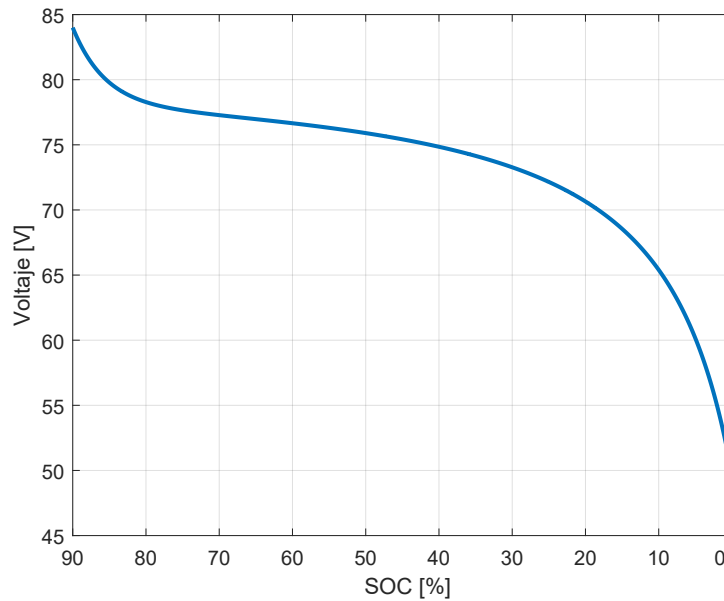


Figura 2.7: Descarga a 1C desde 100% de SOC

2.2. Supercapacitores

Los supercapacitores (SC) son un tipo de capacitores con una mayor densidad de energía que los electrolíticos comunes, debido a la alta capacidad que poseen del orden de mil veces mayor. Los SC se clasifican en [25]: Capacitores Eléctricos de Doble Capa o Electrochemical Double-Layer Capacitor (EDLCs), Pseudocapacitores (PsCs) y Capacitores Híbridos (HCs). Los EDLC almacenan energía electrostáticamente entre sus placas. Los PsCs almacenan la energía electroquímicamente. Finalmente los HCs almacenan energía tanto de forma electrostática como electroquímica. Durante el desarrollo del trabajo se hará uso de los EDLC dentro de la clasificación de SC vista anteriormente.

La capacidad (C) que posee un capacitor y SC para almacenar carga se mide a través de la capacitancia. La cual se encuentra directamente relacionada con el potencial eléctrico entre cargas (V) y la carga (Q) almacenada entre sus placas. La relación que cumplen se encuentra descrita en la ecuación (2.9).

$$C = \frac{Q}{V} \quad (2.9)$$

Esta no es la única manera de expresar la capacitancia, también se puede realizar en base a las dimensiones físicas de las placas que componen al SC. Como se puede ver en la ecuación (2.10).

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \quad (2.10)$$

Donde A es el área de las placas que componen al capacitor, ϵ es la permisividad eléctrica del material y d es la distancia entre las placas [24].

En comparación a sistemas de almacenamiento como baterías de Li-ion los SC poseen alta densidad de potencia a diferencia de las baterías de litio que tienen una alta densidad energética. Una de las más grandes limitaciones de un SC es la baja densidad de energía que son capaces de almacenar, la cual puede ser calculada a partir de la ecuación (2.11).

$$E = \frac{VC^2}{2} \quad (2.11)$$

A continuación se presentan los modelos eléctricos para representar las dinámicas en un SC, en donde para este caso solo se utilizara un supercapacitor con resistencia en serie y autodescarga. Luego se definirá la operación de un banco de SC y se comprobará su funcionamiento mediante simulación.

La estimación de estos parámetros puede ser realizada de diferentes maneras, como el Modelo en Base a Impedancia el cual se basa en el principio de espectroscopia, en donde se inyecta una pequeña corriente AC y mide la tensión del capacitor. También existe el Modelo Basado en Línea de Transmisión, el cual busca emular los efectos de distribución de cargas existentes en los SC realizando carga y descarga a corriente constante. En este modelo se realiza la estimación de parámetros como la resistencia equivalente en serie (ESR), capacitancia (fija o variable), resistencia de línea y la rama secundaria. Para ver como se realiza

esta estimación revisar [24]. En el modelo de línea de transmisión se realizan mediciones para poder estimar estos parámetros. Para este trabajo se considera utilizar un modelo que considera la resistencia equivalente en serie (R_{se}), la resistencia de autodescarga y la capacitancia equivalente del SC [28], [29], [30].

Las estimaciones de los parámetros para el modelo se pueden realizar en base al datasheet entregado por el fabricante, sin embargo se explicará como se debe realizar las mediciones para estimar esto en base resultados empíricos.

2.2.1. Modelo Supercapacitor

Para el modelado de supercapacitores existen distintas dinámicas a representar en el modelo a utilizar, como la resistencia equivalente en serie, la resistencia de auto-descarga y la capacitancia equivalente. Durante el desarrollo de esta sección se utilizara un modelo con auto-descarga, el cual se compone de la resistencia equivalente en serie, la resistencia de auto-descarga y la capacitancia

En la figura 2.8 se tiene un circuito del modelo a utilizar, en donde los parámetros y sus características serán descritas a continuación.

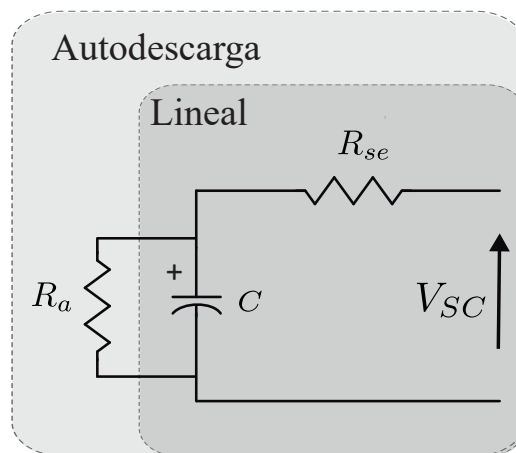


Figura 2.8: Modelo supercapacitor

Resistencia equivalente en serie:

El modelo mas simple para un SC representa una de las características más importantes: la Resistencia Equivalente en Serie o ESR. La cual modela las pérdidas que hay entre los elementos químicos que componen el SC y los terminales del SC. Mediante el uso de la Ley de Ohm se puede realizar la estimación de la resistencia. Esta resistencia representa las pérdidas de energía existentes durante la carga y descarga del SC. De la misma manera se realiza la estimación de la capacitancia equivalente del SC considerando una capacitancia

constante, con el uso de la ecuación del condensador.

Solo con el modelo lineal con los parámetros de R_{se} y C no es suficiente para representar las dinámicas del SC. Por lo que a continuación se presenta un modelo más completo que representa además la autodescarga.

Autodescarga:

Un modelo más exacto para un SC se puede obtener al incluir en el modelo lineal la resistencia de autodescarga (R_{leak}) en paralelo a la capacitancia C del SC, esta representa cuanta energía se pierde en el tiempo por la autodescarga de un SC debido a las fugas de corriente. Por lo cual se puede calcular esta resistencia considerando un circuito RC de descarga entre la capacitancia y la resistencia de auto-descarga. La estimación de la constante de tiempo TAU que caracteriza a la impedancia equivalente entre la capacidad y resistencia de fuga, se realiza mediante la medición del tiempo que toma al condensador descargarse completamente desde una carga completa.

2.2.2. Determinación empírica de parámetros

Como se dijo anteriormente existen diferentes parámetros a utilizar para obtener un modelo equivalente que sea cercano al SC real a utilizar durante una simulación. Donde la resistencia en serie R_{se} , la resistencia de autodescarga R_{leak} y la capacitancia C , la que representa el voltaje de circuito abierto del SC son los parámetros que se utilizarán en este modelo. Para la estimación de estos parámetros utilizan mediciones con corriente constante tanto en carga como descarga, las cuales presentan diferencias despreciables en carga y descarga. A continuación se presentan las metodologías que se utilizan para la estimación de estos parámetros.

Para la estimación de la resistencia en serie se mide la diferencia de tensión (ΔV) luego de la descarga a corriente constante del supercondensador. Utilizando la Ley de Ohm se realiza el cálculo de la resistencia interna como en la ecuación 2.10. Donde i_{des} es la tasa de descarga utilizada para el experimento.

$$R_{se} = \frac{\Delta V}{i_{des}} \quad (2.12)$$

Para el cálculo de la capacitancia del SC se realiza la estimación en base a la ecuación del condensador, tal como se puede apreciar en la ecuación 2.13. Para realizar esta estimación se descarga el SC a una corriente constante, en donde luego de un tiempo determinado se mide la diferencia de voltaje luego de ese tiempo reemplazando estos valores finalmente en la ecuación 2.13.

$$C = i \frac{\Delta t}{\Delta V} \quad (2.13)$$

Finalmente para estimar la resistencia de auto-descarga se tiene la ecuación 2.14, la cual depende de la constante de tiempo del circuito RC de la resistencia de auto-descarga con la

capacitancia interna del SC.

$$R_{leak} = \frac{\tau}{C} \quad (2.14)$$

Para seleccionar el valor de τ se elige un quinto del tiempo que tome la descarga completa del SC.

$$\tau = \frac{t_{med}}{5} \quad (2.15)$$

Todos estos experimentos descritos anteriormente corresponden las formas usuales de poder determinar los parámetros de manera empírica. Durante el desarrollo de este trabajo no se utilizaron estas metodologías, aunque si se considero el modelo de un banco de SC con los datos dados por el fabricante.

2.2.3. Validación del supercapacitor comercial

Para el desarrollo del proyecto se utilizara un banco de SC Maxwell K2 2.7V 3000F [45] como el de la figura 2.9 de 18 celdas en serie. El cual tiene un voltaje nominal de 48,6[V] y una capacitancia de 166[F] en total. Esto equivale de acuerdo a la ecuación 2.11 a una energía de 54[Wh].



Figura 2.9: Supercapacitor Maxwell 3000 F

2.2.3.1. Estimación de parámetros

Para realizar la estimación de parámetros se utilizarán los datos entregados por el fabricante, para poder estimar un modelo de un SC y posteriormente escalar esto considerando la cantidad de SCs que contiene el banco de SC a utilizar. Estos datos se encuentran en la tabla 2.5.

Tabla 2.5: Parámetros de un SC 3000F Maxwell dados por el fabricante

Símbolo	Descripción	Maxwell BCAP3000	Unidad
V_{nom}	Voltaje nominal	2.7	[V]
V_{max}	Voltaje máximo	2.85	[V]
I_{max}	Corriente máxima	1900	[A]
C_{nom}	Capacitancia nominal	3000	[F]
C_{max}	Capacitancia máxima	3600	[F]
R_{se}	Resistencia en serie	2.9	[mΩ]
m_{ucap}	Masa por Ucap	510	[g]
i_{leak}	Corriente de fuga	5.2	[mA]

El fabricante entrega en el datasheet del producto la resistencia en serie de una celda, por lo que la ESR del banco de SC en su totalidad tiene un valor de $R_{se} = 2,9[mΩ]$.

La capacitancia interna para simulación se considera como el valor nominal que entrega el fabricante. Por lo que la capacitancia equivalente del banco de SC es de $C = 166[Ω]$.

Finalmente la resistencia de auto-descarga puede ser estimada con la corriente de fuga dada por el fabricante. Obteniendo así R_{leak} con la corriente de fuga y con el voltaje nominal de un SC, tal como se puede apreciar en la ecuación (2.16).

$$R_{leak} = \frac{V_{max}}{i_{leak}} \quad (2.16)$$

Obteniendo así una resistencia de auto-descarga de $R_{leak} = 550[Ω]$ aproximadamente. En la tabla 2.6 se presentan los parámetros de simulación para el banco de SC final.

2.2.3.2. Operación del banco de SC

Antes de realizar las simulaciones del banco de SC se deben definir cuales son los regímenes de operación de este y así poder tener los rangos de funcionamiento en los que el banco de supercapacitores puede funcionar. De acuerdo a los datos dados por el fabricante la corriente máxima de descarga es de 1900 [A] y la aplicación tendrá una corriente que no debería

Tabla 2.6: Parámetros de de banco de SC a simular

Símbolo	Descripción	Valor	Unidad
C	Capacitancia	167	[F]
V_{max}	Voltaje máximo	51	[V]
V_{nom}	Voltaje nominal	49	[V]
E_{max}	Energía máxima	60	[Wh]
E_{nom}	Energía nominal	55	[Wh]
I_{max}	Corriente máxima	1900	[A]
R_{se}	Resistencia serie	5.22	[mΩ]
R_{leak}	Resistencia auto-descarga	550	[Ω]
m_{sc}	Masa banco supercapacitores	12	[kg]

superar los 200[A] de requerimiento, por lo que la corriente no es una limitación para el banco de supercapacitores.

Para ejemplificar la descarga del banco de SC se considera una descarga de 15[s], una diferencia de voltaje de $\Delta V = 48,6$ para descarga completa del banco de SC y una capacitancia equivalente de $C = 166[F]$ se obtiene la siguiente corriente máxima de I_{max} tanto para carga como descarga son iguales.

$$I_{max} = C \frac{\Delta V}{\Delta t} = 540[A] \quad (2.17)$$

Si se considera un frenado de un vehículo de 400[kg] realizando el calculo de energía cinética desde 60[km/h] a 0[km/h] durante 8[seg] se obtiene una potencia estimada de 6950[W], sin considerar perdidas y roce del vehículo. Considerando el voltaje nominal del pack de baterías de 72[V] se obtiene una corriente de 96[A] requeridos por el EV. Para la corriente por el banco de SC a un voltaje nominal de 48[V] se requiere de 143[A]. En la ecuación (2.18) se presenta el tiempo de descarga completa a corriente constante de 143[A] del banco de SC. Con $\Delta V = 48,6[V]$, $C = 166[F]$ y $I_{cte} = 143[A]$.

$$\Delta t = C \frac{\Delta V}{I_{cte}} = 56[s] \quad (2.18)$$

Por lo cual los rangos de tiempo de descarga o carga completa del banco de SC pueden ser considerados dentro de 1[*min*].

2.2.3.3. Resultados de simulación

Finalmente se presentan los resultados de simulación para el banco de supercapacitores con los parámetros calculados para su resistencia interna y autodescarga, se realiza una descarga de 100[A] constante. Al iniciar la descarga se puede apreciar un decaimiento abrupto de voltaje, el cual representa las pérdidas por la ESR del banco SC.

En figura 2.10 se presenta la descarga del banco de SC, en donde haciendo uso de la Ley de Ohm se calcula la resistencia en serie.

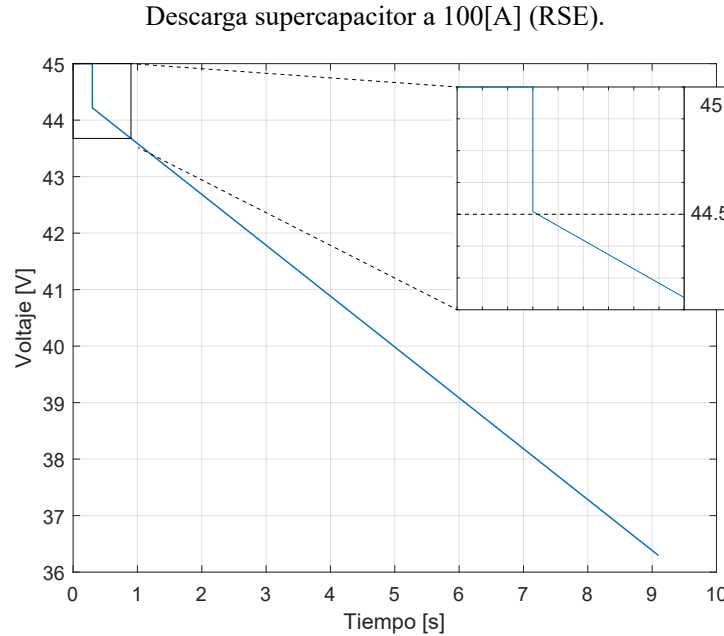


Figura 2.10: Descarga a 100[A] banco de SC de 166[F]

De la figura 2.10 se obtiene $\Delta V = 0,522[V]$ a una tasa de corriente de 100[A] y utilizando la Ley de Ohm se obtiene la RSE equivalente en serie de $R_{se} = 5,22[m\Omega]$ dada por el fabricante.

Finalmente se presenta la curva completa de carga del SC en la figura 2.11 a una tasa de 100 A desde su total descarga, en donde se considera en el eje de las abscisas el SOC de un SC, para lo cual considera la ecuación 2.19 [44].

$$SOC_{sc} = \frac{V_{sc}^2}{V_{sc,max}^2} \quad (2.19)$$

El voltaje máximo del banco de SC utilizado durante este trabajo es de 51,3[V] y V_{sc} corresponde al voltaje medido en los terminales del SC en el momento de realizar el cálculo de SOC de este. En la figura 2.11 se presenta el estado de carga del banco de SC y el voltaje

en sus terminales.

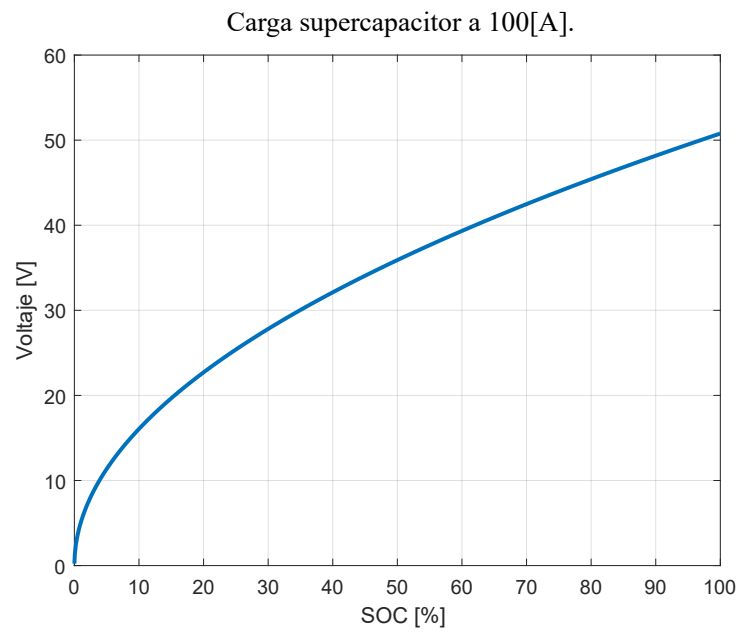


Figura 2.11: Carga completa a 100[A] banco de SC

CONVERTIDOR DC-DC

Para realizar la hibridación de la batería de ion-litio y tener control del sistema se debe diseñar un convertidor DC-DC. Durante este capítulo se realizara el diseño del convertidor de acuerdo a sus requerimientos del EV. La configuración del sistema a utilizar es uno de los aspectos que deben ser analizados en detalle y también la topología de convertidor a utilizar. Donde el tipo de ESS es uno de los aspectos que definen la configuración del sistema y los niveles de potencia definen la topología del convertidor con sus componentes.

Por lo cual durante el desarrollo de esta sección se presenta en primera instancia el análisis de las configuraciones con sus ventajas, desventajas y la elección de la configuración. Posteriormente se analiza el convertidor a utilizar, luego se definen los parámetros de componentes del circuito y de funcionamiento del convertidor, como inductancias de magnetización, semiconductores, capacitor de salida, frecuencia de conmutación y el numero de convertidor en interleaved.

En cuanto a la configuración del sistema se utiliza la configuración CPAS, configuración con la cual controlando la corriente en el SC se controla indirectamente la corriente por la batería. La configuración a utilizar busca reducir perdidas del convertidor al dividir la corriente entre tres convertidores en paralelo. Debido a que las celdas o bancos de SC tiene un voltaje menor al de la batería, es que será necesario elevar el nivel de tensión a la salida del convertidor, para lo cual se utiliza una configuración capaz de elevar voltaje. Para los casos en que la aplicación se encuentra frenando el convertidor se encontrara trabajando en modo continuo (CCM). En cambio cuando el requerimiento de corriente sea muy pequeño para cada uno de los convertidores que se encuentran en paralelo, inevitablemente su modo de operación será en modo discontinuo (DCM).

Finalmente, se realizaran simulaciones en lazo abierto del convertidor con una carga resistiva para observar así su funcionamiento y validar su diseño.

3.1. Diseño del convertidor

El sistema completo se encuentra compuesto por un banco de baterías de ion-litio, un banco de SC, convertidor DC-DC y la aplicación en electromovilidad compuesta por: conjunto de convertidores y respectivos motores conectados a las ruedas del vehículo. Por lo que las diferencias entre las configuraciones se debe a la interconexión entre estos elementos. Se seleccionó la topología boost en configuración interleaved, para unir el banco de SC al banco de baterías, la elección se debe a la capacidad inherente de elevar tensión y la distribución de corriente entre los convertidores en paralelo. Por lo que se realiza un análisis del funcionamiento en modo continuo (CCM) de este convertidor y luego se realiza el diseño. En el caso de modo de conducción discontinuo solo se considera el análisis del funcionamiento del convertido, debido a que no se realiza el diseño para este modo de conducción. Para no tener que considerar modelos de control tanto en modo DCM y CCM se busca operar en CCM.

3.1.1. Configuración del sistema

Durante la sección del capítulo 1 se presentaron cuatro tipos de configuraciones: PCC, CPAB, CPAS y CPA, las cuales se encuentran en la figura 1.8. Se realiza un análisis de la configuración CPA seleccionada para este trabajo [1], [31].

Configuración CPAS:

Para esta configuración solo el banco de SC tiene un convertidor DC-DC, esto permitirá tener control solo del banco de SC cuando se requiera su funcionamiento. En este caso existen pérdidas de conducción en el banco de SC. Debido a las conmutaciones del convertidor con el banco de SC existe un ripple asociado al convertidor en la batería. Con esta configuración la potencia de la batería puede ser manejada indirectamente de la siguiente manera como aparece en la ecuación 3.1. En esta ecuación se tiene la potencia del banco de baterías P_b , P_L es la potencia requerida por la aplicación y P_{SC} es la potencia del banco de SC.

$$P_b = P_L - P_{SC} \quad (3.1)$$

Durante el desarrollo del trabajo se utiliza la configuración CPAS debido a que permite un manejo de la potencia del banco de SC y mantiene al banco de baterías sin pérdidas por conmutación y se reduce el número de convertidores. En la figura 3.1 se encuentra un esquema de la conexión del sistema.

3.1.2. Topología de convertidor

La topología de convertidor a utilizar durante este trabajo es la boost (elevador) bidireccional interleaved. Para realizar el diseño de los componentes de esta topología se procede primero a realizar un análisis del funcionamiento de un único convertidor boost. En la figura 1.9 se presenta la estructura de un convertidor boost bidireccional.

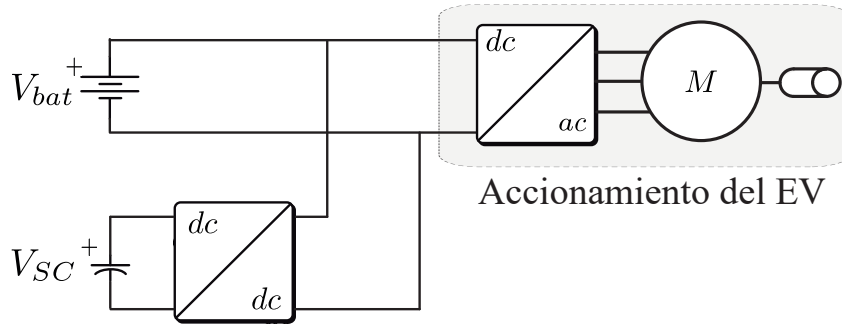


Figura 3.1: Configuración CPAS

Se considerara el régimen de conducción en modo continuo del convertidor, en estado estacionario. Al ser un convertidor bidireccional se deben considerar los casos en que el flujo de potencia va desde el SC hacia la batería y el segundo caso en el cual el flujo de potencia va desde la batería al SC.

3.1.2.1. Operación del convertidor en boost

En el caso del convertidor boost con flujo de potencia desde el banco de SC hacia el banco de baterías, el semiconductor M_1 se encuentra siempre abierto ($S_1 = 0$), siendo el semiconductor M_2 el que puede abrirse o cerrarse dependiendo si la inductancia se encuentra en modo de descarga o carga respectivamente. En la figura 3.2 se ilustran los flujos de corriente dependiendo del estado del switch M_2 .

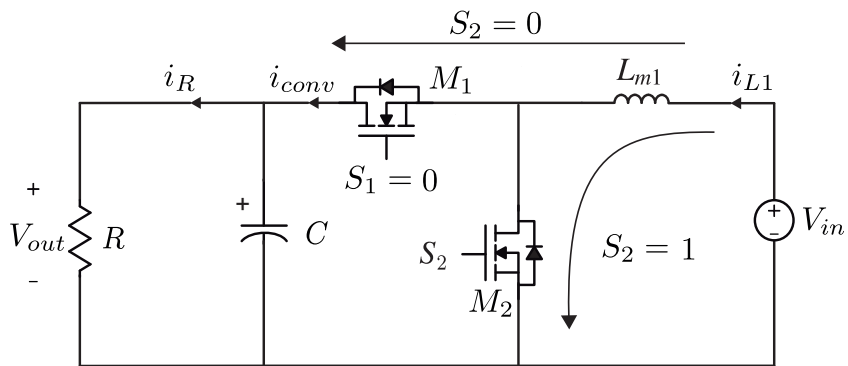


Figura 3.2: Análisis flujos de corriente convertidor boost

Durante el funcionamiento del convertidor boost se pueden analizar dos estados posibles:

- S_2 On: La inductancia se encuentra en carga desde el SC.
- S_2 Off: La corriente sigue el camino por el diodo de M_1 hacia la carga.

3.1.2.2. Operación del convertidor operando en buck

Como el convertidor boost que se utilizará es bidireccional, se debe analizar también que sucede con la potencia del sistema se dirige hacia el banco de SC. En la figura 3.3 se presenta el flujo de corriente por los semiconductores. Donde el switch S_2 se encuentra apagado ($S_2 = 0$) y el switch S_1 se encuentra es estado de conmutación.

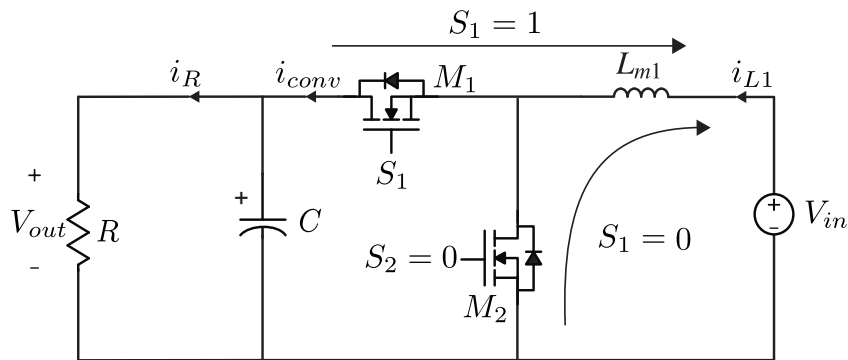


Figura 3.3: Análisis flujos de corriente convertidor buck

Durante los distintos estados del switch S_1 se tiene el siguiente funcionamiento:

- S_1 On: Durante el tiempo de conducción de este semiconductor la corriente por la inductancia de magnetización se encuentra en aumento y el voltaje de la inductancia es la diferencia entre el voltaje del banco de baterías y el banco de SC.
- S_1 Off: El voltaje del inductor cambia su polaridad durante este estado de conducción, en donde la corriente de la inductancia va en sentido hacia el banco de SC.

3.1.2.3. Análisis del convertidor boost bidireccional interleaved

En la figura 3.4 se presentan las curvas de corrientes por la inductancia usuales en un convertidor boost en CCM. El ciclo de trabajo es D y T_s es un periodo de la frecuencia de conmutación de la portadora $f_s = \frac{1}{T_s}$.

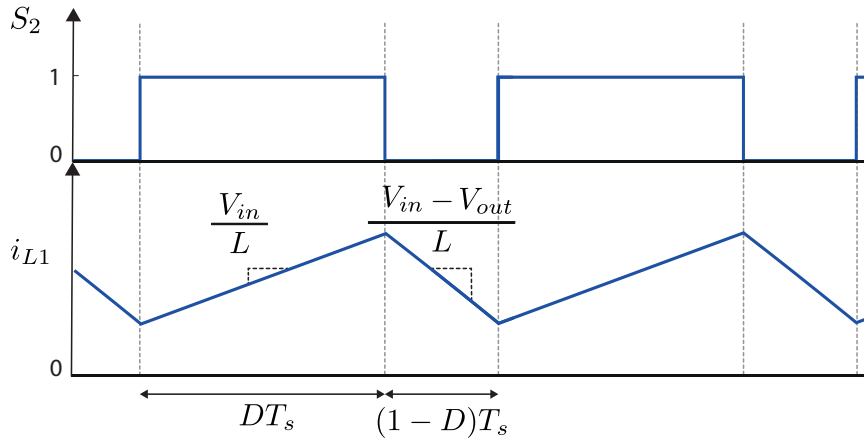


Figura 3.4: Corrientes por inductancia en modo continuo para convertidor boost

El ciclo de trabajo D es el tiempo en que el semiconductor M_2 se encuentra encendido, esto se define de la siguiente manera.

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = f_s t_{on} \quad (3.2)$$

Donde t_{on} representa el tiempo en que el semiconductor M_2 se encuentra en conducción y t_{off} es el tiempo en que el semiconductor se encuentra abierto. Como se puede apreciar en la figura 3.4 durante el modo de conducción continuo la corriente por la inductancia tiene un valor distinto de cero. Dependiendo del voltaje en el inductor esta corriente puede aumentar o decrecer con una razón dada por la ecuación (3.3).

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.3)$$

Para el caso en que el flujo de potencia es desde la batería al banco de SC la corriente i_{L1} se dirige al banco de SC. En la figura 3.5 se presenta la corriente en modo continuo para cuando el flujo de potencia es desde la batería al SC.

En los anexos de este trabajo se adjunta el análisis del modo de conducción discontinuo (DCM).

Durante el tiempo en que el semiconductor M_2 se encuentra abierto en el caso de un convertidor boost, la diferencia de corriente se puede describir como en la ecuación (3.4).

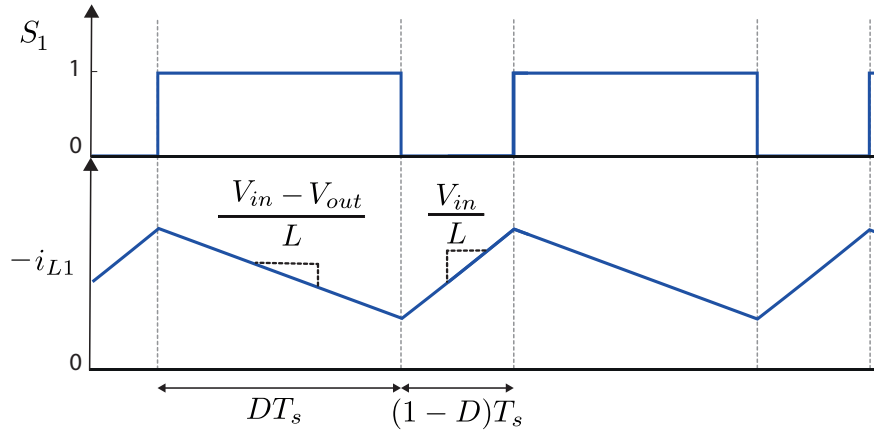


Figura 3.5: Corrientes por inductancia en modo continuo para convertidor buck

$$\Delta i_L = (1 - D)T_s \frac{V_{bat} - V_{sc}}{L} \quad (3.4)$$

Ahora que se tiene una descripción general de un convertidor boost, se debe considerar el análisis para un convertidor boost interleaved. Para esta topología de convertidor se considera un aumento en el número de convertidores en paralelo, los cuales utilizan la misma fuente de tensión en la entrada y salida. Esta paralelización de convertidores provoca una disminución en la corriente que circula por cada uno de los convertidores, disminuyendo así las pérdidas por conducción. Las pérdidas disminuyen a medida que se incrementa la cantidad de convertidores en paralelo.

Otra de sus características es la disminución del ripple de corriente en la entrada y salida del convertidor. Para esto se debe realizar un desfase en las señales portadoras del sistema de modulación PWM de cada uno de los convertidores que se encuentran en interleaved. El desfase de cada una de las portadoras $2\pi/n$ con n correspondiente en el número de convertidores en interleaved.

En la figura 3.6 se representan las corrientes por las inductancias de tres convertidores boost en interleaved como ejemplo. El rizado en la entrada total del convertidor disminuye en comparación a cada uno de los convertidores.

3.1.2.4. Diseño de parámetros del convertidor

La relación de disminución de ripple debido a la paralelización de convertidores no es lineal, sino que depende de los ciclos de trabajo de los convertidores y número de convertidores. En la figura 3.7 se tiene el ripple de la corriente normalizada con respecto al ciclo de trabajo para distintos números de convertidores boost interleaved [46]. La corriente utilizada

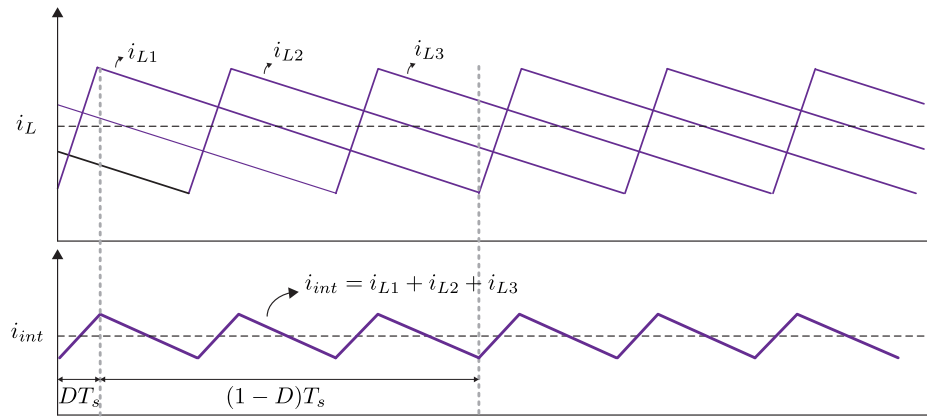


Figura 3.6: Curvas de corriente por inductancias para convertidor interleaved

como referencia es la de solo un convertidor boost.

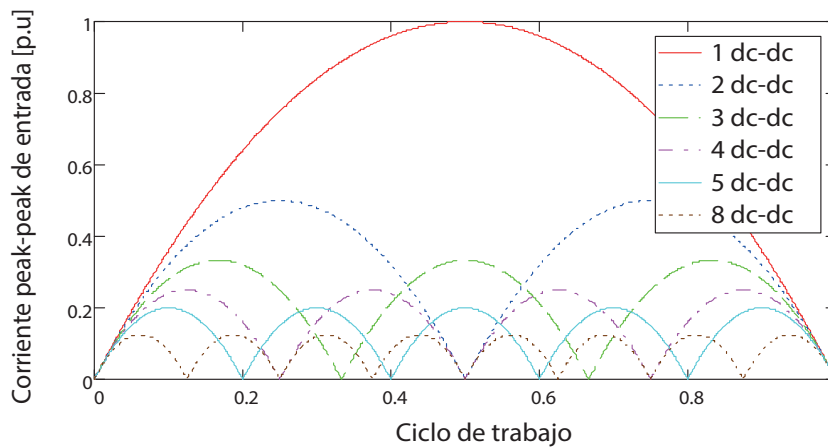


Figura 3.7: Ripple de corriente de entrada del convertidor vs ciclo de trabajo por numero de convertidores interleaved

De esta última imagen se puede apreciar que en los casos en que el numero de convertidores en paralelo es par y con un ciclo de trabajo $D = 0,5$ el ripple de corriente se anula. Caso contrario ocurre en los números impares de de convertidores en paralelo, en donde en ciclo de trabajo $D = 0,5$ genera el máximo de amplitud de corriente .

Durante el desarrollo de este trabajo los voltajes de ambos almacenamiento energéticos varían durante el tiempo. En el caso del banco de baterías se mantendrá en torno al voltaje nominal (72[V]). El caso del banco de SC es mas complejo debido a su baja densidad energética aumenta o disminuye su voltaje rápidamente dependiendo de su SOC. Por lo cual

se deben definir rangos de voltaje en los cuales trabajara el banco de SC.

Se considera un rango de operación de voltaje en el banco de SC entre $52,2[V]$ a $26,1[V]$ para realizar el diseño. Obteniendo así una variación en los ciclos de trabajo del convertidor descrito en la ecuación 3.5.

$$0,36 < D < 0,725 \quad (3.5)$$

Utilizando el gráfico de la figura 3.7 se puede estimar un numero de convertidores. De acuerdo al gráfico mientras más convertidores se utilicen en paralelo el ripple de corriente disminuirá mas, aunque ya desde cuatro convertidores en paralelo la diferencia no es notoria como al cambiar desde uno a dos convertidores en paralelo.

Por esto se acota la elección a tres o cuatro convertidores en paralelo. Para cuatro convertidores en paralelo los puntos de máximo rizado se encuentran en torno a 0.4 y 0.6 de ciclo de trabajo. Para el caso de tres convertidores en paralelo el punto máximo de rizado esta en torno a 0.5 de ciclo de trabajo, aunque luego de 0.4 y 0.6 el rizado de corriente es menor al caso anterior. La elección de tres convertidores en paralelo es más atractiva si se considera que el funcionamiento del convertidor se encontrara en torno a un ciclo de trabajo $D = 0,5 \pm 0,25$ aproximadamente. La elección de tres convertidores también recae en una futura implementación del sistema en una placa de circuito impreso (PCB). Para la cual se puede utilizar un modulo de seis Mosfet Sic prefabricados para montar en una PCB, en los anexos se encuentra un modulo de seis Mosfet que cumple con los requerimientos de diseño.

Otro aspecto a considerar es el modo discontinuo, el cual preferentemente se busca evitar en el funcionamiento del convertidor debido a que el control del convertidor no será diseñado para el caso DCM. Este análisis se encuentra en los anexos de este trabajo.

Para el diseño de la inductancia de un convertidor boost se considera la siguiente ecuación.

$$V_{sc} - V_{bat} = L \frac{\Delta i_{L1}}{(1-D)T_s} \quad (3.6)$$

Un periodo de conmutación esta dado de la siguiente manera $T_s = \frac{1}{f_s}$ y f_s corresponde a la frecuencia de conmutación de la señal portadora de la modulación PWM (la cual será explicada posteriormente). Además se considera $\Delta V = V_{sc} - V_{bat}$ y finalmente despejando el valor de L se obtiene lo siguiente:

$$L = \frac{\Delta V(1-D)T_s}{\Delta i_{L1}} \quad (3.7)$$

De todos estos parámetros se debe fijar el valor del rizado de corriente Δi_{L1} , el cual depende de los niveles de corriente mínimos requeridos desde la aplicación que entrega en este caso el SC. Por lo cual se consideran dos casos para el rizado de corriente: el primero $\Delta i_{L1} = 1[A]$ y el segundo $\Delta i_{L1} = 5[A]$.

Para el caso en que $\Delta i_{L1} = 1[A]$ consideran los distintos valores de voltajes en el SC. En la tabla 3.1 se tienen las variables para el cálculo de la inductancia. Para el segundo caso se considera un rizado de corriente de $\Delta i_{L1} = 5[A]$ para el diseño de la inductancia, en la cual se considera la misma frecuencia de portadora y los mismos valores para las variables de voltajes de los ESS. Se selecciona una frecuencia de portadora de $20[khz]$ con la cual se realizan los cálculos para las inductancias.

Tabla 3.1: Variables para diseño de inductancia de magnetización para $\Delta i_{L1} = 5[A]$ y $\Delta i_{L1} = 1[A]$

$V_{bat}[V]$	$V_{sc}[V]$	$D[-]$	$f_s[khz]$	$L_{5A}[\mu H]$	$L_{1A}[\mu H]$
72	36	0.5	20	180	900
72	26.1	0.3625	20	166	832
72	52.2	0.725	20	144	717

Por lo que los rangos de inductancias para el caso en que el rizado de corriente es $\Delta i_{L1} = 1[A]$ es el de la ecuación 3.8.

$$717[\mu H] < L < 900[\mu H] \quad (3.8)$$

En el caso de $\Delta i_{L1} = 5[A]$ se tienen los rangos dados por la ecuación 3.9.

$$144[\mu H] < L < 180[\mu H] \quad (3.9)$$

Se debe considerar además que los requerimientos de corriente para el SC son cercanos a $150[A]$, por lo que cada una de estas inductancias debe ser capaz de operar en torno a los $50[A]$. Considerando una futura implementación de este convertidor se busca inductancias de un tamaño capaz de ser integradas en una PCB y cumplan con los requerimientos. En la figura 3.8 se presenta la inductancia, la cual es de $220[\mu H]$ con una corriente nominal de $50[A]$.

Las inductancias tienen además una resistencia interna asociada a las pérdidas que tienen por conducción, esta resistencia es de $R_L = 10[m\Omega]$. Finalmente uno de los parámetros que falta por definir es la capacitancia de salida del convertidor. La cual será definida de

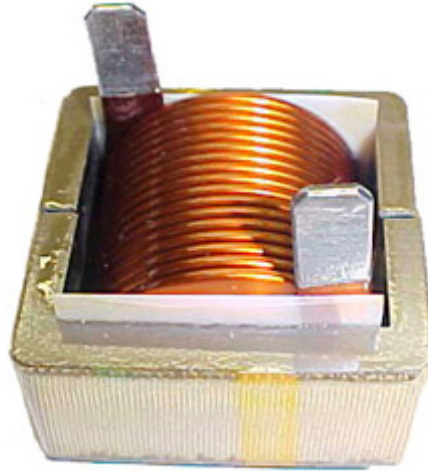


Figura 3.8: Inductancia planar de $220[\mu H]$

acuerdo a la ecuación del condensar descrita en la ecuación 3.10.

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (3.10)$$

En este caso como se utiliza una frecuencia de conmutación de $f_s = 20[khz]$ por cada uno de los convertidores, en la salida del convertidor el capacitor tendrá tres veces esta frecuencia osea $f_s = 60[khz]$. Por lo cual el diseño se debe realizar a esta frecuencia en el caso del capacitor. Se busca una corriente por el condensador $i_c = 100[A]$ y un rizado de voltaje $\Delta V_c = 5[V]$. Otro de los requerimientos para el capacitor es que pueda soportar voltajes en torno a los $72[V]$, por lo que un voltaje en torno a $100[V]$ de voltaje como mínimo se utiliza para elección. Considerando los rangos de ciclo de trabajo de las tablas ?? y 3.1 se obtiene el siguiente rango de capacitancias para la salida del convertidor descrito en la ecuación 3.11.

$$121[\mu F] < C < 242[\mu F] \quad (3.11)$$

Dentro de sitios web como mouser y digikey se buscaron capacitores dentro de los requerimientos. Finalmente se llega a un capacitor de Film de $220[\mu F]$, el cual es capaz de soportar un voltaje nominal de $160[V]$ DC [47]. En la figura 3.9 se tiene una imagen de como es el capacitor físicamente.



Figura 3.9: Capacitor de Film de $220[\mu F]$

3.2. Resultados en lazo abierto

Considerando ahora los valores de diseño descritos anteriormente se procede a realizar simulaciones en lazo abierto para el convertidor interleaved, con una fuente de tensión ideal de $36[V]$ y una resistencias de salida del convertidor de $R_{out} = 1[\Omega]$. Estas pruebas solo serán realizadas para el funcionamiento en elevación (boost) del convertidor, con el fin de comprobar el diseño y además validar el funcionamiento del convertidor.

En la figura 3.10 se presenta la configuración a utilizar con tres convertidores boost bidireccionales en paralelo con un voltaje de entrada y una resistencia de salida.

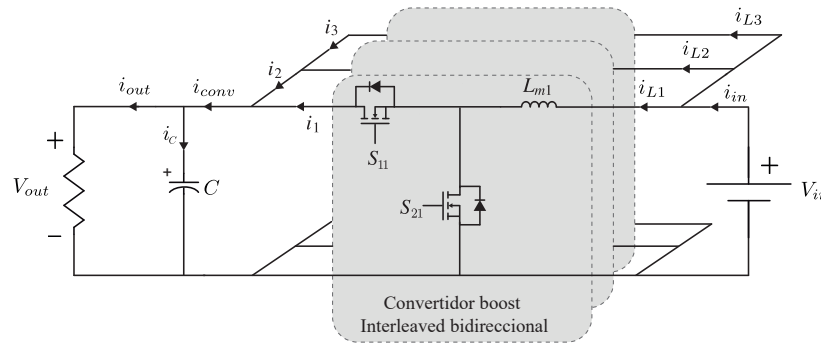


Figura 3.10: Convertidor boost bidireccional con carga resistiva

En el caso de este convertidor se utiliza una modulación *Phased Shifted* con tres portadoras desfasadas en 120° entre si. En la figura 3.11 se tienen las señales de disparo para los semiconductores S_{2n} con $n \in 1, 2, 3$.

Para las siguientes simulaciones se utilizan los datos dados en la tabla 3.2, el desfase

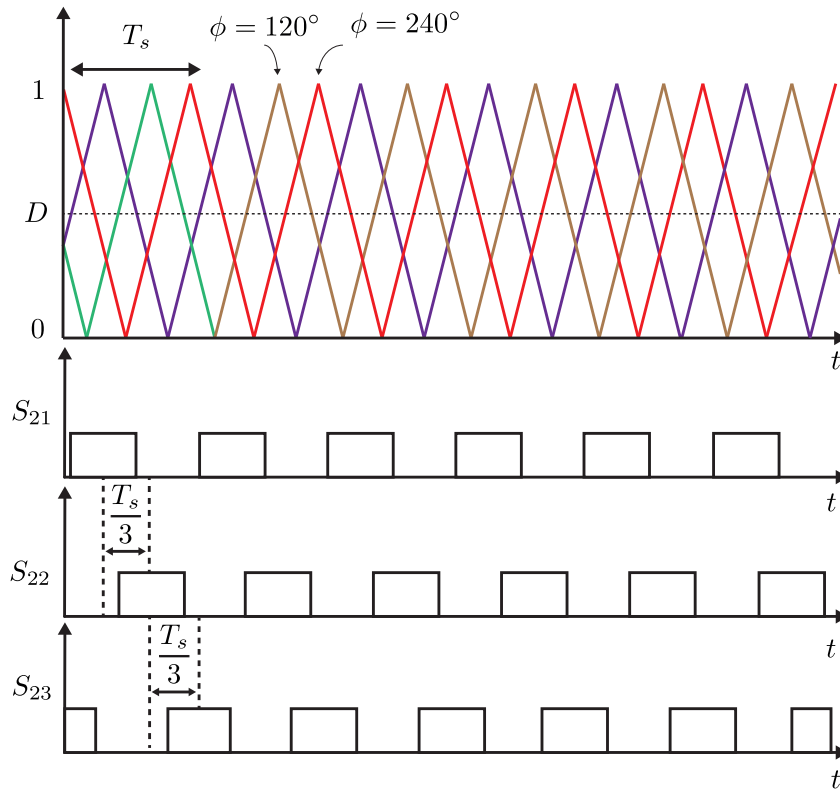


Figura 3.11: Portadoras para modulación de convertidor boost bidireccional interleaved

temporal esta dado por ΔT_s de las señales de disparo entre los semiconductores.

Tabla 3.2: Parámetros de simulación en lazo abierto del convertidor

Parámetro	Valor	Unidad
L	220	$[\mu H]$
R_L	10	$[m\Omega]$
C	220	$[\mu F]$
D	0.5	$[-]$
f_s	20	$[kHz]$
ΔT_s	50	$[\mu s]$

Como la simulación es en lazo abierto se utilizan trenes de pulsos para activar o desactivar los semiconductores S_{2n} . Los semiconductores S_{1n} se encuentran en todo momento

apagados debido a que la simulación busca observar la salida del convertidor cuando se encuentra en boost.

En la figura 3.12 se encuentran los pulsos de disparo para cada uno de los semiconductores, las corrientes por las inductancias y las corrientes de salida del convertidor contrastadas.

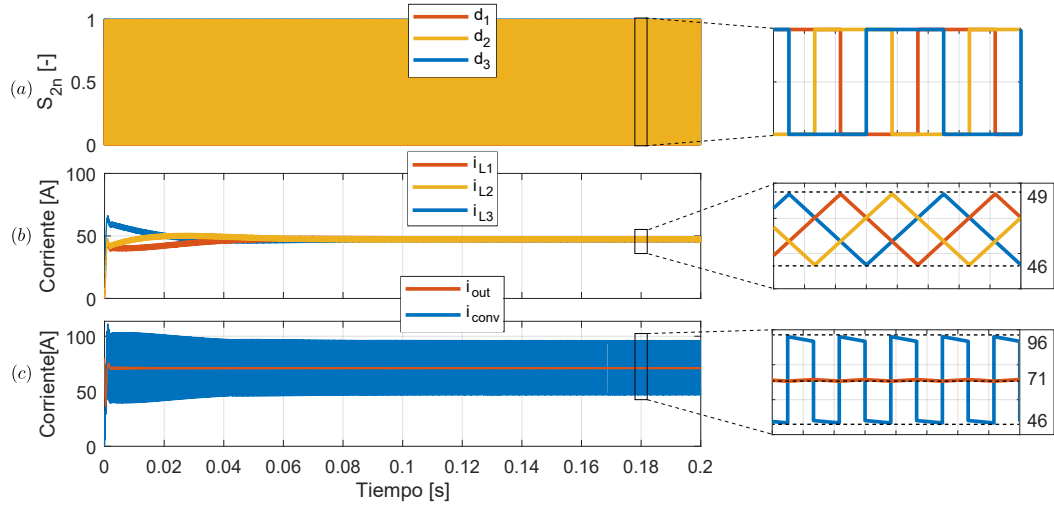


Figura 3.12: Resultados en lazo abierto con zoom en torno a 0.18[s]: a) Ciclos de trabajo. b) Corrientes en inductancias del convertidor. c) Corriente de salida del convertidor.

De acuerdo al ciclo de trabajo $D = 0,5$ utilizado el ripple de corriente por cada una de las inductancias debe estar en torno a $\Delta i_L = 4,1[A]$. En la simulación se obtiene un valor $\Delta i_L = 4,04[A]$, diferencia que debe a que la simulación fue realizada por la resistencia interna de la inductancia, por lo cual el funcionamiento corrobora al diseño.

En la figura 3.13 se presenta el voltaje en la salida del convertidor y el voltaje de entrada de este. El voltaje de entrada se considero en este caso como una fuente ideal de $36[V]$. De acuerdo al funcionamiento en CCM del convertidor boost, la salida de este convertidor se encuentra dada por la ecuación 3.12.

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (3.12)$$

De acuerdo al ciclo de trabajo utilizado durante esta simulación, el voltaje de salida del convertidor debe tener un valor promedio de $V_{out} = 72[V]$. Estos resultados se encuentran en la figura 3.13.

En promedio en la salida se tienen $72[V]$, por lo que el funcionamiento del convertidor se corrobora. De acuerdo al desarrollo del diseño del convertidor se considero un ripple de

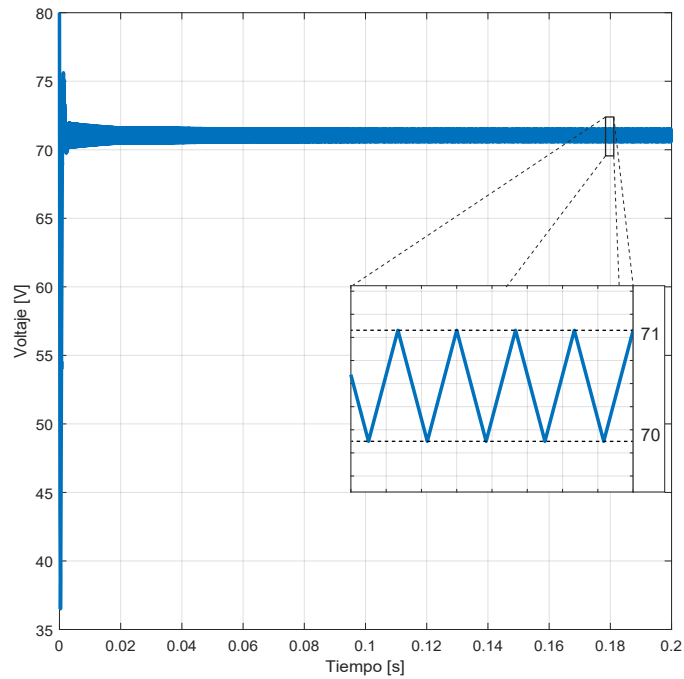


Figura 3.13: Voltaje de salida en el convertidor con zoom en torno a 0.18[s]

voltaje $\Delta V_c = 5[V]$, en la simulación se obtienen resultados de 1[V] de ripple debido a que la corriente de diseño del capacitor fue de 100[A]. De acuerdo a la simulaciones obtenida la corriente por el capacitor se encuentra en torno a los 20[A], por lo cual el diseño se encuentra dentro de los rangos planteados.

CONTROL DEL CONVERTIDOR DC-DC

Durante el desarrollo de este capítulo se realiza el diseño del control del convertidor boost bidireccional interleaved. Para poder realizar este diseño se debe representar el modelo del convertidor. El convertidor presenta una naturaleza híbrida, debido a la composición de componentes dinámicas (inductancias, capacitores y ESS) y discretas (semiconductores). Para poder utilizar teorías de control clásicas se realiza una representación lineal de este modelo en torno a un punto de operación.

El control del convertidor consta de dos lazos, uno de estos es un lazo de control interno de corriente y el otro un lazo de control externo de voltaje. Dependiendo de la operación del sistema se requiere utilizar el control de corriente o de voltaje del convertidor.

Para obtener un modelo del control de corriente del convertidor se realiza un análisis en modo continuo (CCM) con los parámetros diseñados en el tercer capítulo. Luego se plantean las ecuaciones correspondientes a las Leyes de Kirchhoff para cada uno de estados de conmutación de los semiconductores con las variables del sistema (corrientes del convertidor de entrada y salida, corrientes por las inductancias, voltajes de entrada y salida). Luego de esto se plantean estas variables del sistema como un promedio durante un ciclo de conmutación de los semiconductores. Posteriormente se realiza una representación en variables de estado del sistema, para luego poder obtener finalmente obtener el modelo de la planta a controlar. Para el caso del control de voltaje del convertidor se considera un lazo externo en el cual se realiza el control del capacitor de salida del convertidor. Para poder obtener el modelo del control de voltaje se realiza un balance de energía en el capacitor, en donde la energía de entrada debe ser igual a la de salida del convertidor.

Luego de obtener ambos modelos se realizan los cálculos de los controladores en el dominio de laplace. Posteriormente se realiza la discretización de los controladores para realizar

el control digital de los lazos de control de corriente y voltaje.

4.1. Modelado del convertidor(Análisis dinámico)

El análisis dinámico del convertidor a utilizar se realiza primero para solo un convertidor boost bidireccional. En el esquema de la figura 4.1 se presenta la topología del convertidor a utilizar. Aquí se identifican cuales son las variables de estado del sistema, señales de entrada y perturbaciones del sistema.

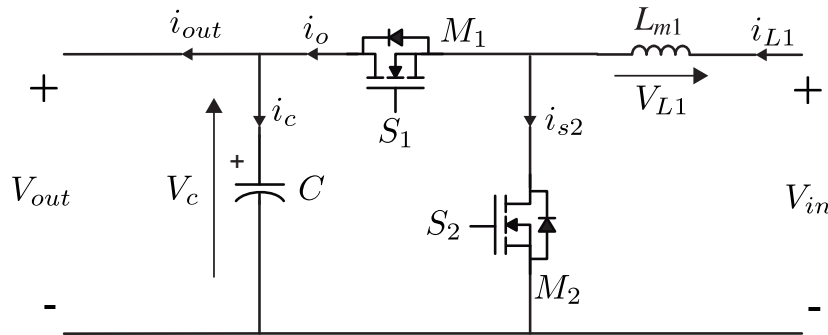


Figura 4.1: Esquema de convertidor boost bidireccional

De acuerdo a lo analizado durante el capítulo anterior si el semiconductor M_2 se encuentra conmutando y el semiconductor M_1 se encuentra conmutando el convertidor se encuentra operando como elevador (boost). Por el contrario para el caso del convertidor operando como un convertidor reductor (buck), se debe conmutar con el semiconductor M_1 . El análisis se realiza en este caso con M_2 conmutando, de acuerdo a la figura 4.1 se realiza este análisis.

Para realizar este análisis se realizan además una serie de suposiciones:

- El banco de baterías y de SC se encuentran modelados como una fuente de tensión ideal. Las cuales corresponden a V_{out} y V_{in} respectivamente.
- Se considera que la conversión de energía es ideal, por lo cual se utilizan semiconductores ideales.
- La inductancia L_{m1} posee resistencia interna R_L , la cual será considerada dentro del modelo.

Considerando entonces que $S_2 = 0$ se plantea la Ley de Corriente de Kirchhoff (LCK) en el nodo de la capacitancia C y en el nodo de la inductancia L_{m1} . Luego utilizando la Ley de Voltaje de Kirchhoff (LVK) en la malla entre la inductancia y la salida del convertidor se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$i_{out} + i_c = i_o \quad (4.1)$$

$$i_o = i_{L1} \quad (4.2)$$

$$i_{s2} = 0 \quad (4.3)$$

$$V_{out} + V_{L1} = V_{in} \quad (4.4)$$

Para $S_2 = 1$ se realiza el mismo análisis que en el caso anterior:

$$i_{out} + i_c = 0 \quad (4.5)$$

$$i_o = 0 \quad (4.6)$$

$$i_{s2} = i_{L1} \quad (4.7)$$

$$0 + V_{L1} = V_{in} \quad (4.8)$$

Para la corriente por la capacitancia i_c y el voltaje por la inductancia V_{L1} se consideran las ecuaciones (4.9) y (4.10) respectivamente. Estas dos variables representan las dinámicas del convertidor.

$$i_c = C \frac{dV_{out}}{dt} \quad (4.9)$$

$$V_{L1} = L_{m1} \frac{di_{L1}}{dt} + R_{L1} i_{L1} \quad (4.10)$$

Se unifican ahora las ecuaciones (4.1), (4.2), (4.3), (4.4), (4.5), (4.6), (4.7) y (4.8). Utilizando la variable binaria S_2 , se obtienen las siguientes ecuaciones que ahora dependen del ciclo de trabajo de semiconductor S_2 .

$$i_{out} + i_c = i_o(1 - S_2) \quad (4.11)$$

$$i_o = i_{L1}(1 - S_2) \quad (4.12)$$

$$i_{s2} = i_{L1}(S_2) \quad (4.13)$$

$$V_{L1} = V_{in} - V_{out}(1 - S_2) \quad (4.14)$$

Con estas ecuaciones es posible representar el comportamiento del convertidor por medio de ecuaciones continuas. Las que dependen del ciclo de trabajo S_2 del semiconductor M_2 , luego se reemplaza S_2 por d_2 . Esto proviene de la definición del valor promedio de una función dado en la ecuación (4.15), en donde $T_s = t_{on} + t_{off}$.

$$\overline{f(t)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} f(\tau) d\tau \quad (4.15)$$

Se obtienen así los valores medios de i_o , i_{L1} y V_{out} en la ecuaciones (4.16), (4.17) y (4.18).

$$\overline{i_o} = i_o(1 - d_2) \quad (4.16)$$

$$\overline{i_{L1}} = i_{L1}(1 - d_2) \quad (4.17)$$

$$\overline{V_{out}} = V_{out}(1 - d_2) \quad (4.18)$$

Finalmente las ecuaciones dependiendo del ciclo de trabajo d_2 quedan definidas como:

$$\overline{i_{out}} + \overline{i_c} = i_o(1 - d_2) \quad (4.19)$$

$$\overline{i_o} = i_{L1}(1 - d_2) \quad (4.20)$$

$$\overline{i_{s2}} = i_{L1}(d_2) \quad (4.21)$$

$$\overline{V_{L1}} = \overline{V_{in}} - V_{out}(1 - d_2) \quad (4.22)$$

Con las ecuaciones anteriores se pueden identificar variables de estado del sistema, entrada y perturbaciones. Las dinámicas del capacitor y la inductancia se consideran como variables de estado del sistema, con estas variables de estado se obtiene el vector de estado $x = [x_1 \ x_2]^T$.

$$x_1 = i_{L1} \quad (4.23)$$

$$x_2 = V_{out} \quad (4.24)$$

$$x_2 = V_c \quad (4.25)$$

Donde $\overline{V_c}$ corresponde a la salida del convertidor $\overline{V_{out}}$. Para la entrada del convertidor se considera el ciclo d_2 , la cual es el vector de entrada del sistema $y = [d_2]$. Finalmente como perturbación del sistema se considera $\overline{V_{in}}$, el cual recordando la composición del sistema corresponde al voltaje del SC $\overline{V_{sc}}$.

$$u = d_2 \quad (4.26)$$

$$p = \overline{V_{in}} \quad (4.27)$$

$$p = \overline{V_{sc}} \quad (4.28)$$

Se denota ahora de forma matricial las variables de estado del sistema en las ecuaciones (4.33) y (4.41) con el uso de las ecuaciones (4.19), (4.20) y (4.22).

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \frac{dx_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{m1}}(\overline{V_{in}} - x_2(1 - d_2) - R_L x_1) \\ \frac{1}{C}(x_1(1 - d_2) - \overline{i_{out}}) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{m1}}(\overline{V_{in}} - x_2(1 - d_2) - R_L x_1) \\ \frac{1}{C}(x_1(1 - d_2) - \overline{i_{out}}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x, u, p) \\ f_2(x, u, p) \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Esta ecuación matricial representa el valor promedio del convertidor boost, el representa un modelo no-lineal. Por lo cual si se quieren utilizar técnicas de control lineal, se debe obtener una representación lineal de este sistema. Para esto se representa el modelo en torno a un punto de operación, en donde el modelo se representa en espacio de estados como en las ecuaciones (4.31) y (4.32).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.31)$$

$$y = Cx + Du \quad (4.32)$$

La ecuación (4.31) representa las variables de estado y la ecuación (4.32) representa el vector de salida del sistema, las cuales dependen del vector de estado y el vector de entradas. También \dot{x} depende de A (matriz de estado) y B (matriz de entrada). En el caso de y depende de las matrices C (matriz de salida) y D (matriz de transmisión directa).

En el calculo de estas matrices se debe considerar un punto de operación. Para definir este punto se consideran las variables de estado en estado estacionario, obteniendo $\dot{x} = [0 \ 0]^T$. Se definen los parámetros de la ecuación (4.33) en torno al punto de operación $0 = f(x_q, u_q, p_q)$. Obteniendo así las siguientes ecuaciones para plantear los puntos de operación.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{m1}}(\overline{V_{inq}} - V_{cq}(1 - d_{2q}) - R_L i_{L1q}) \\ \frac{1}{C}(i_{L1q}(1 - d_{2q}) - \overline{i_{outq}}) \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Se obtienen así los puntos de equilibrio para las variables $\overline{V_{inq}}$ y $\overline{i_{outq}}$ en las ecuaciones (4.34) y (4.35). Estos puntos de equilibrio dependen de los valores de x_{1q} , x_{2q} y d_q .

$$\overline{V_{inq}} = x_{2q}(1 - d_{2q}) - R_L x_{1q} \quad (4.34)$$

$$\overline{i_{outq}} = x_{1q}(1 - d_{2q}) \quad (4.35)$$

Para poder representar finalmente el sistema en espacio de estados se deben obtener las matrices A , B , C y D . Las matrices A y B representan las dinámicas del vector de estados del sistema.

Las matrices A , B , C y D son evaluadas en torno al punto de operación (q). En la ecuación (4.36) se calcula la matriz A y en (4.37) se evalúa la matriz A .

$$A = \begin{bmatrix} \frac{df_1}{dx_1} & \frac{df_1}{dx_2} \\ \frac{df_2}{dx_1} & \frac{df_2}{dx_2} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L_{m1}} & -\frac{(1-d_{2q})}{L_{m1}} \\ \frac{(1-d_{2q})}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

En el caso de la matriz B se realiza el cálculo de acuerdo a la ecuación (4.38) y luego en la ecuación (4.39) se evalúa en torno a q .

$$B = \begin{bmatrix} \frac{df_1}{du} \\ \frac{df_2}{du} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_{outq}}{L_{m1}} \\ -\frac{i_{L1q}(1-d_{2q})}{C} \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

El vector de salida C del modelo en espacio de estados para este caso considera solo la corriente por la inductancia $\overline{i_{L1}}$. La matriz de transmisión directa es cero $D = 0$ en este caso. Por lo cual la matriz de salida queda finalmente como en la ecuación 4.40.

$$C = [1 \quad 0] \quad (4.40)$$

Finalmente la representación en variables de estado del sistema queda representado en la ecuaciones (4.41) y (4.42).

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \frac{dx_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L_{m1}} & -\frac{(1-d_q)}{L_{m1}} \\ \frac{(1-d_q)}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{outq}}{L_{m1}} \\ -\frac{i_{L1q}(1-d_q)}{C} \end{bmatrix} \cdot [d] \quad (4.41)$$

$$y = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + [0] \cdot [d_2] \quad (4.42)$$

Ahora que se tienen las matrices de estado en torno a un punto de operación es posible determinar la planta promedio de la corriente i_{L1} con respecto al ciclo de trabajo d en el dominio de laplace en la ecuación (4.43).

$$\bar{G}_{i_{L1},d}(s) = \frac{\bar{i}_{L1}(s)}{d_2(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (4.43)$$

Reemplazando las matrices A, B, C y D del sistema se obtiene en la ecuación (4.44) la planta de corriente en el inductor i_{L1} con respecto al ciclo de trabajo d .

$$G_{i_{L1}boost}(s) = \frac{sV_{outq}C + i_{L1q}(1 - d_{2q})}{s^2LC + sR_LC + (1 - d_{2q})^2} \quad (4.44)$$

Se debe considerar también el caso en que el convertidor se comporta como reductor (buck). Para esto se utiliza el mismo modelo que en la figura 4.1, con la diferencia que ahora la conversión es en el sentido contrario al anterior. Otra diferencia se encuentra en el semiconductor a conmutar durante este modo, para este caso S_1 ahora se encuentra conmutando y $S_2 = 0$.

Por lo cual realizando las operaciones pertinentes se obtiene el siguiente modelo promedio para el convertidor en modo buck en la ecuación (4.44). Aquí se busca controlar la corriente i_{L1} con respecto al ciclo de trabajo d_1 . La referencia de corriente en la inductancia planteada en el modelo del convertidor de la figura 4.1 se encuentra definida con sentido opuesto al de la corriente en el caso del convertidor en buck. Es por esto que además se incorpora un cambio de signo en la planta.

$$G_{i_{L1}buck}(s) = \frac{-i_{L1}(s)}{d(s)} = -\frac{sV_{outq}C + i_{L1q}(d_{1q})}{s^2LC + sR_LC + (d_{1q})^2} \quad (4.45)$$

Para el control de la corriente del convertidor en modo boost y buck se obtuvieron distintas plantas de acuerdo a las ecuaciones (4.44) y (4.45) respectivamente. Si se observan las diferencias entre las plantas del convertidor, estas dos plantas difieren en los parámetros d_{1q} y $1 - d_{2q}$. Si se considera un ciclo de trabajo de equilibrio $d_{nq} = 0,5$ con $n = 1, 2$ entonces la magnitud de ambas plantas se puede considerar igual, como en la ecuación 4.46.

$$G_{i_{Lboost}}(s) = -G_{i_{Lbuck}}(s) = \frac{sV_{outq}C + i_{L1q}(0,5)}{s^2LC + sR_LC + (0,5)^2} \quad (4.46)$$

Ahora en la ecuación (4.46) se puede apreciar que las plantas del convertidor boost y buck difieren en el signo de la planta. Para poder utilizar entonces solo un controlador para el sistema es necesario modificar la etapa de modulación. Esto será abordado en la estrategia de control de corriente del convertidor.

Para el control de voltaje en la salida del convertidor es indirecto debido a que se controla la potencia del capacitor del convertidor. Para conseguir este control primero se plantea la energía en la salida del capacitor, la cual esta dada por la ecuación (4.47).

$$E_C = \frac{1}{2}CV_C^2 \quad (4.47)$$

La energía en el capacitor se considera sin perdidas. En el capacitor se considera que la potencia se encuentra dada por la derivada de la energía.

$$\frac{dE_C}{dt} = i_oV_{out} \quad (4.48)$$

La ecuación (4.48) se lleva al dominio de laplace y reemplazando la ecuación (4.47) se obtiene la ecuación (4.49). Finalmente se busca controlar el voltaje en el convertidor, el cual entrega una referencia de corriente en su salida. Finalmente en la ecuación (4.51) se obtiene la planta para el control de voltaje.

$$s\left(\frac{1}{2}CV_C^2\right) = i_oV_{out} \quad (4.49)$$

$$G_v(s) = \frac{V_C(s)^2}{i_o(s)} \quad (4.50)$$

$$G_v(s) = \frac{2V_{out}}{sC} \quad (4.51)$$

4.1.1. Diseño de controladores

Para realizar el diseño de los controladores se presenta el esquema del sistema completo. En la figura 4.2 se encuentra el esquema del sistema completo. Este esta compuesto por la batería, el convertidor boost bidireccional diseñado, el banco de SC y el EV. Aquí se busca controlar de forma indirecta i_{out} por medio de las corrientes por las inductancias i_{L_n} . Con

el control de i_{out} se consigue mantener la corriente i_{bat} dentro de los niveles de operación definidos con anterioridad en el capítulo 2.

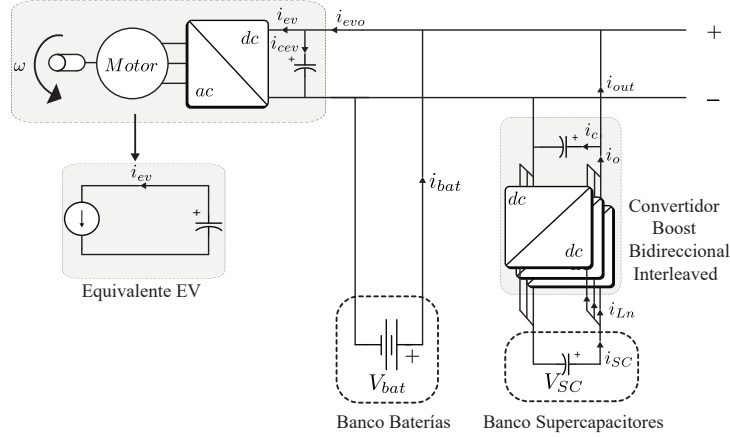


Figura 4.2: Sistema completo de almacenamiento híbrido con aplicación

Para la simulación de la aplicación de electromovilidad se realiza una equivalencia, la cual simula el requerimiento del drive del vehículo con una fuente de corriente controlada externamente por el modelo mecánico del motor del vehículo. Más adelante se define como es el cálculo de esta corriente para los diferentes modos de operación.

Las señales medidas i_c e i_{Ln} son filtradas, en donde se utilizan filtros pasabajos con un ancho de banda de $200[Hz]$. En el caso del voltaje de medido en la batería se utiliza un filtro notch a una frecuencia de $60[kHz]$ con un ancho de banda de $1[kHz]$.

La variable a controlar es la corriente por las inductancias i_{Ln} con $n = 1, 2, 3$ por convertidor. Para poder obtener la referencia i_{Ln} se realiza un balance de potencia de la potencia que entrega el convertidor y el SC. En la ecuación 4.53 se presenta el balance de potencia, con $i_{sc} = i_L$ la suma de todas las corrientes por las inductancias.

$$i_{sc} = i_L = \sum_{n=1}^3 i_{Ln} \quad (4.52)$$

$$P_{sc} \sim P_{conv} \Rightarrow i_L = \frac{i_{out} \cdot V_{bat}}{V_{sc}} \quad (4.53)$$

En la figura 4.3 se representa gráficamente este balance. Debido al ripple inducido por V_{bat} y V_{sc} se utiliza un filtro pasabajos en la referencia estimada a $200[Hz]$.

Esta referencia estimada se debe dividir en el numero de convertidor, tal como se puede apreciar en la figura 4.4.

En la figura 4.4 se presenta el esquema de control del sistema a utilizar para realizar el control de i_{Ln} con $n = 1, 2, 3$. Con la variable $Ci - Cv$ se realiza el cambio de control

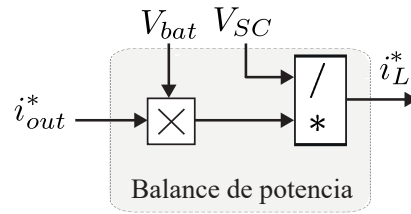


Figura 4.3: Balance de potencia para estimar referencia para inductancias

de corriente constante (Ci) a control de voltaje constante (Cv) dependiendo del SoC de la batería. Cuando $Ci_{Cv} = 1$ se utiliza control de corriente y si $Ci_{Cv} = 0$ entonces se utiliza control de voltaje externo con el lazo de corriente interno. En el caso de la variable $Buck - Boost$ se utiliza para cambiar la modulación que se utiliza en el control para cada uno de los convertidores. Esta variable depende de la dirección de la corriente de referencia dada por el balance de potencia que se presenta más adelante. Cuando $Buck - Boost = 1$ se encuentra el convertidor operando en modo Buck y cuando $Buck - Boost = 0$ se encuentra operando en modo Boost.

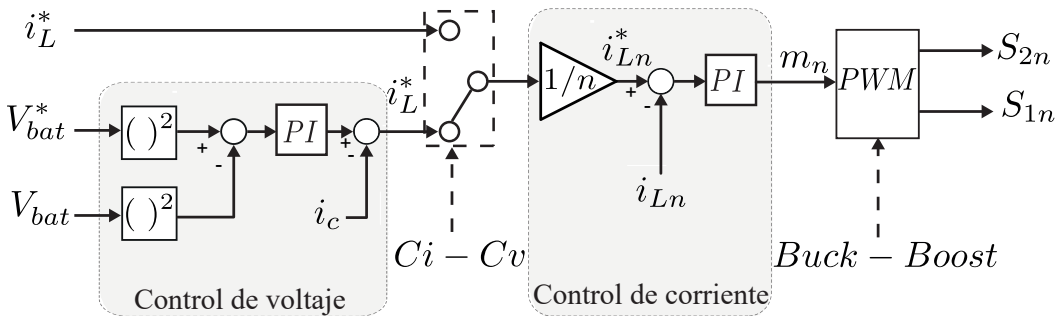


Figura 4.4: Esquema de control convertidor DC-DC

Como ya se tiene la planta de corriente del convertidor se realiza el diseño del controlador, para ello primero se deben reemplazar los parámetros de la planta en estado estacionario en las ecuación (4.34) y (4.35). Se considera una corriente $i_{iotq} = 100[A]$, un voltaje de entrada $V_{inq} = 36[V]$ y un ciclo de trabajo en el punto de equilibrio $d_q = 0,5$. Al utilizar tres convertidores en paralelo la corriente por la inductancia i_{Ln} se divide en tres, por lo cual la corriente de equilibrio en la inductancia i_{Lnq} también se divide en tres. Se obtiene así la siguiente planta para el convertidor en modo boost en la ecuación 4.54.

$$G_{i_L boost}(s) = \frac{3,273 \cdot 10^5 s + 3,444 \cdot 10^8}{s^2 + 0,01s + 5,165 \cdot 10^6} \quad (4.54)$$

Con un controlador PI es posible compensar las dinámicas del sistema, para conseguir el objetivo de controlar las corrientes por las inductancias i_{Ln} . Se busca además realizar

control discreto del sistema para una posterior implementación, por lo que se considera un tiempo de muestreo de $200[\mu s]$. Por ello se realiza el diseño del controlador para un ancho de banda de $1000[Hz]$ obteniendo así el siguiente controlador en la ecuación 4.55.

$$C_i(s) = 0,0251 + \frac{3,793}{s} \quad (4.55)$$

Se presenta el diagrama de bode de la planta de corriente $G_{i_{Lboost}}(s)$ y la función de sensibilidad complementaria T_o en la figura 4.5. También se presenta la respuesta a escalón de T_o en la figura 4.6.

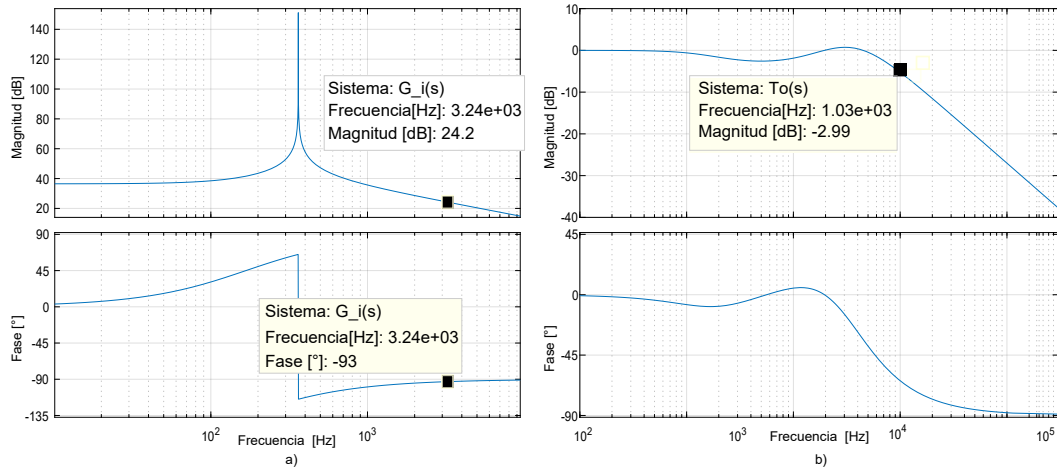


Figura 4.5: Respuestas en frecuencia de los sistemas: a) Diagrama de Bode de planta de corriente. b) Diagrama de Bode función de sensibilidad complementaria en lazo cerrado

De acuerdo a lo observado en la figuras 4.5 y 4.6 se puede apreciar que el sistema en lazo cerrado es estable y rechaza las perturbaciones provocadas por la frecuencia de conmutación de $20[kHz]$.

Para el diseño del controlador de voltaje del sistema se utiliza un controlador PI, el cual se sintoniza a un ancho de banda de $Bw = 200[Hz]$. En la ecuación 4.56 se presenta el controlador sintonizado para el control del voltaje en la salida el convertidor.

$$C_v(s) = 0,00136 + \frac{0,5755}{s} \quad (4.56)$$

En la figura 4.7 se presenta la respuesta en lazo cerrado del control de voltaje. En el diagrama de bode se puede apreciar la frecuencia de diseño y en la respuesta escalón un tiempo de asentamiento de $0,01[seg]$.

Finalmente se implementa en Plects un c-script para el control discreto de cada lazo de control utilizando aproximación de euler hacia adelante a $5[kHz]$, el cual se encuentra en los

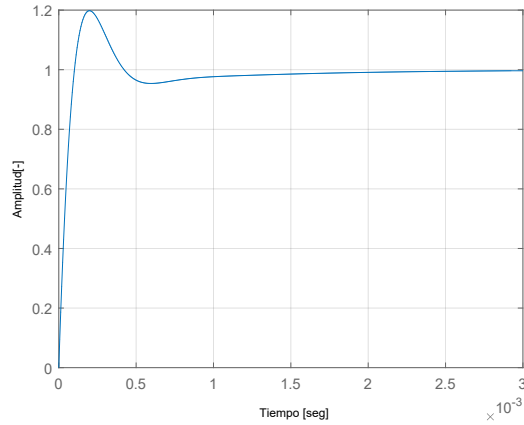


Figura 4.6: Respuesta escalón de T_o

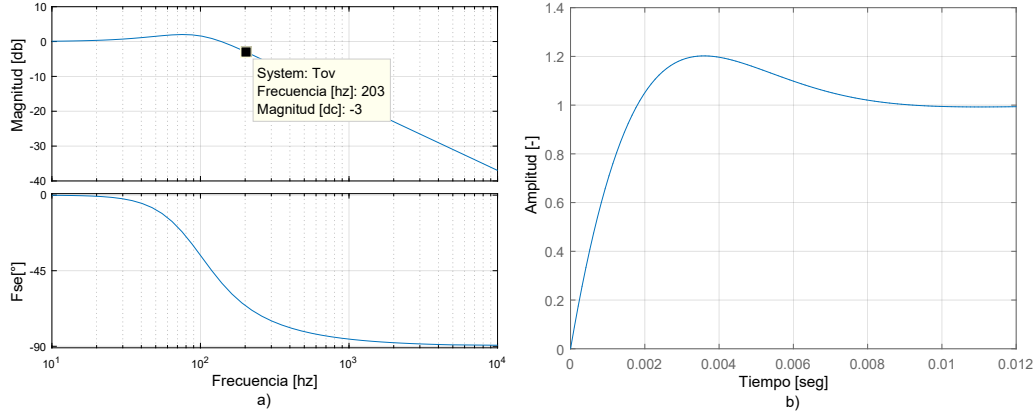


Figura 4.7: Características dinámicas de lazo cerrado de control de potencia: a) Diagrama de bode función de sensibilidad complementaria. b) Respuesta escalón.

anexos de este trabajo.

Para el cálculo de los controladores de corriente y voltaje discretos se realiza la transformación desde el plano de laplace al plano de Z (tiempo discreto) descrito en la ecuación (4.57).

$$s = \frac{Z - 1}{T_s} \quad (4.57)$$

Se reemplaza esta equivalencia en los controladores en tiempo continuo para obtener su equivalencia en el plano discreto. El tiempo de muestreo T_s corresponde a $200[\mu s]$. Debido a que se cuenta con tres convertidores en interleaved se implementa un código descrito en el

C-script de Plecs de los anexos del trabajo, en donde se realiza un desfase en el cálculo de los controladores debido al desfase de las portadoras por cada convertidor en interleaved.

4.2. Estrategias de control

Ahora que ya se ha realizado el diseño de los controladores de corriente constante y voltaje constante para el convertidor se deben presentar las estrategias de control del convertidor. En el esquema de control de la figura 4.4 se tiene un control interno que es el de corriente y otro externo de voltaje. Utilizando la variable $Ci - Cv$ se realiza el cambio de control de voltaje, en el que se puede apreciar que el controlador PI de corriente constante se utiliza durante todo el funcionamiento del sistema. En el caso en que la batería se encuentra a un SoC menor de 80% implica que $Ci - Cv = 0$. El lazo de control de voltaje constante se encuentra activo cuando el SoC de la batería es mayor o igual a 80% provocando que $Ci - Cv = 0$. Este lazo de control de voltaje le entrega al lazo de corriente la referencia para la corriente por la inductancias iL_n del convertidor.

Para las señales de disparo de los semiconductores se utiliza una modulación PWM. Debido a la diferencia en signos de las plantas a controlar se utiliza el esquema de modulación de la figura 4.8, aquí se utiliza la variable $Buck - Boost$ para definir cual de los semiconductores se utilizara. Durante el funcionamiento en boost del convertidor los semiconductores S_{2n} se encuentran conmutando, en cambio cuando el convertidor se encuentra en modo buck los semiconductores que se encuentran conmutando son S_{1n} . Esta etapa de modulación se implementa para cada uno de los convertidor por separado, en donde las tres señales portadoras por cada convertidor en interleaved se encuentran desfasadas en 120° entre si. Tal como fue dicho durante el capítulo 3 en el diseño del convertidor.

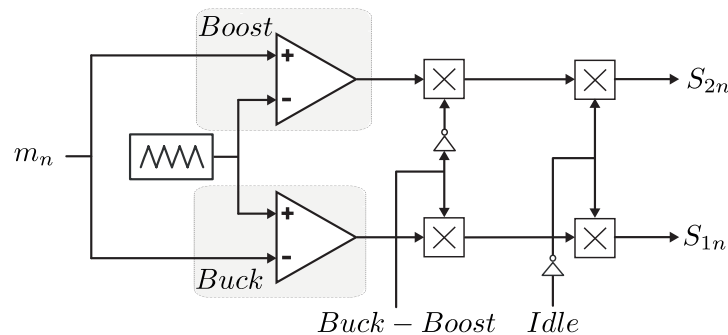


Figura 4.8: Modulación del convertidor

La variable *Idle* representa la etapa en la cual el convertidor se encuentra ni en modo buck, ni en modo boost. Se utiliza principalmente para poner fin al funcionamiento del convertidor en caso de que no sea necesario su uso. Esto será definido más adelante en la lógica de control.

4.3. Lógica de control

Debido a las distinta operación del sistema se define una lógica que realice el cambio de las referencias de carga o descarga del convertidor, los modos de operación del convertidor (buck o boost), los modos de operación del control (Ci o Cv) y estados de funcionamiento como *Idle*.

En la tabla 4.1 se muestran las variables de decisión del sistema con una descripción.

Tabla 4.1: Variable de decisión de la lógica de control

Variable	Descripción	Unidad
<i>Buck – Boost</i>	Define el modo de conversión del convertidor.	[-]
<i>Ci – Cv</i>	Define el modo de operación del control.	[-]
Idle	Operación del convertidor en que $S_{1n}=S_{2n} = 0$.	[-]
i_{out}^*	Referencia de corriente del convertidor para entregar o recibir.	[A]

Para poder decidir el valor de las variables *Buck – Boost* y *Ci – Cv* se deben realizar distintas mediciones. La medición que decide cual es el valor de *Buck – Boost* es i_{ev} . Si esta es mayor a cero entonces *Buck – Boost* = 0 y cuando es menor a cero *Buck – Boost* = 1. En el caso de *CiCv* depende del valor de la medición SOC_{bat} . Si la variable es mayor a 80 % entonces *Ci – Cv* = 0 y cuando es menor a cero *Ci – Cv* = 1.

En la figura 4.9 se presenta la lógica de control implementada para el caso en que el vehículo se encuentra en movimiento. La batería necesita apoyo tanto para entregar energía como para recibir. La variable *Buck – Boost* cambia de acuerdo a los niveles de corriente que requiere o entrega el vehículo. Recordando de capítulos anteriores se define para la batería una corriente máxima de $100[A]$ para entregar y una corriente mínima para recibir de $-11,25[A]$. En la figura 4.10 se presentan el modo de operación del convertidor dependiendo de los niveles de corriente de este. Luego se define cual es la referencia de corriente para el convertidor durante alguno de estos casos. Esto depende de la corriente del vehículo i_{ev} y si se encuentra dentro de los rangos mínimos y máximos la corriente de referencia es $i_{out}^* = 0[A]$. También se puede encontrar en el estado *Idle* en caso de que el convertidor no deba ser utilizado.

En el caso en que el vehículo se encuentra detenido, es decir $i_{ev} = 0[A]$ se debe descargar el SC para poder tener capacidad de almacenamiento en caso de frenados. Para ello se debe realizar la carga del banco de baterías dependiendo de los niveles de voltaje en el SC y SoC de la batería. El control del convertidor puede ser solo de corriente o control de voltaje con un lazo interno de corriente, esto dependerá del SoC de la batería. La variable a cambiar durante este modo de operación es *Ci – Cv*.

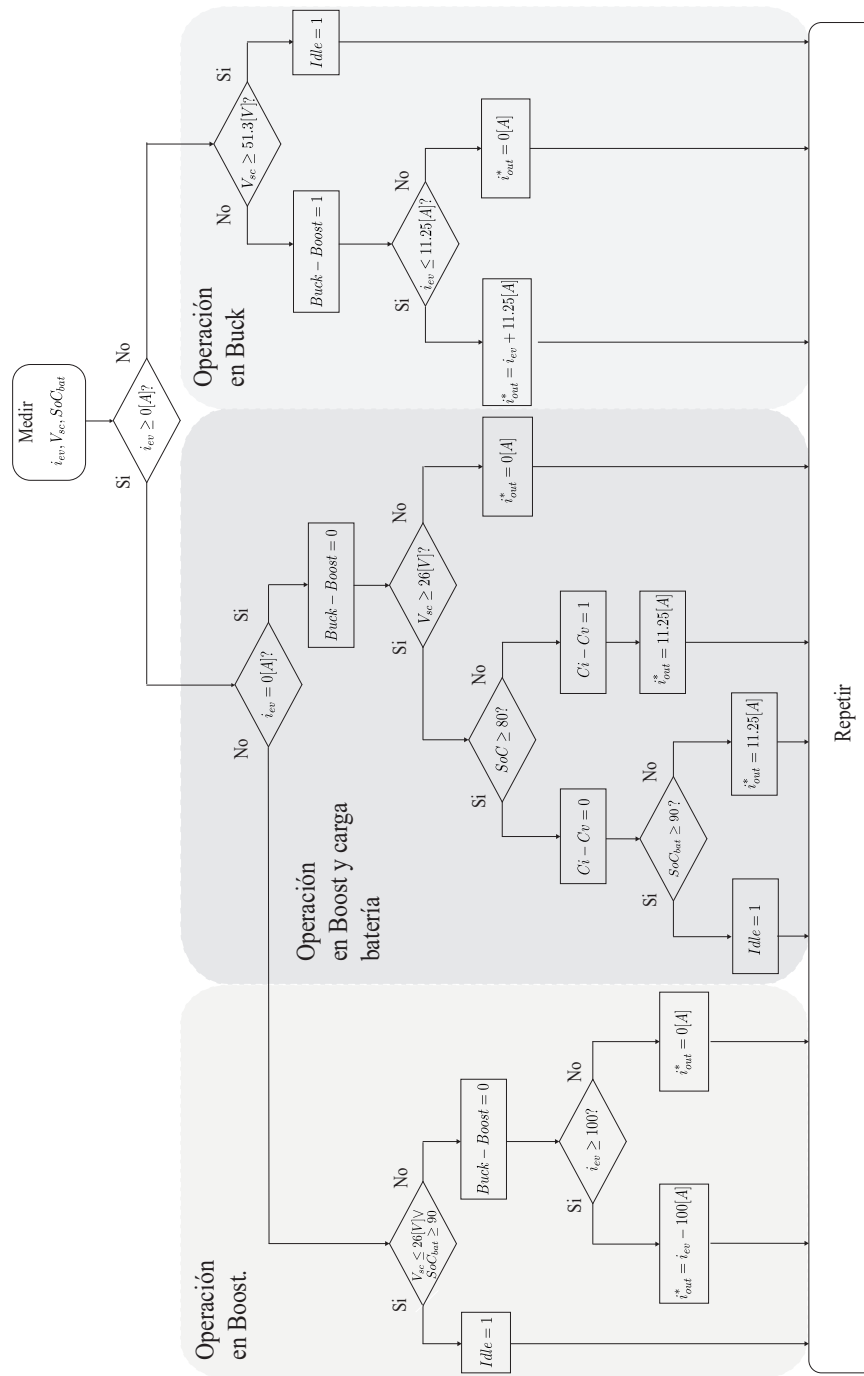


Figura 4.9: Diagrama de flujo para referencias de convertidor para lazo de corriente

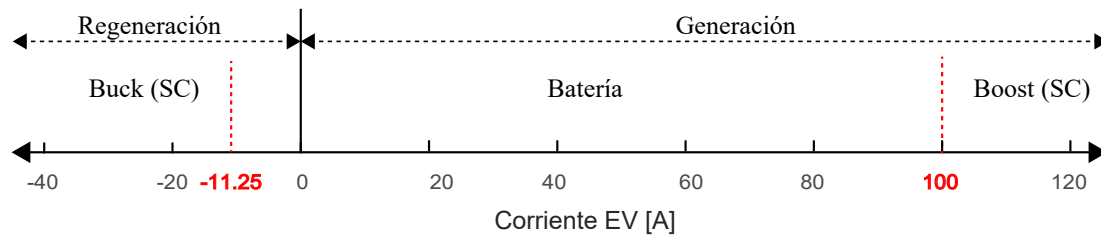


Figura 4.10: Modos de operación dependiendo de la corriente en el EV

Este diagrama de flujos fue implementado en un C-script de Plecs, el cual se encuentra en los anexos de este trabajo.

Para el funcionamiento del convertidor existe un estado inicial el cual se denomina Idle. Durante este estado los semiconductores S_{1n} y S_{2n} se encuentran abiertos, por lo cual el convertidor se encuentra sin funcionamiento. En los casos en que se requiera pasar a modo Buck desde modo Boost el funcionamiento del convertidor pasara por el estado Idle obligatoriamente y viceversa. En la figura 4.11 se encuentra el diagrama de estados que representa lo antes dicho.

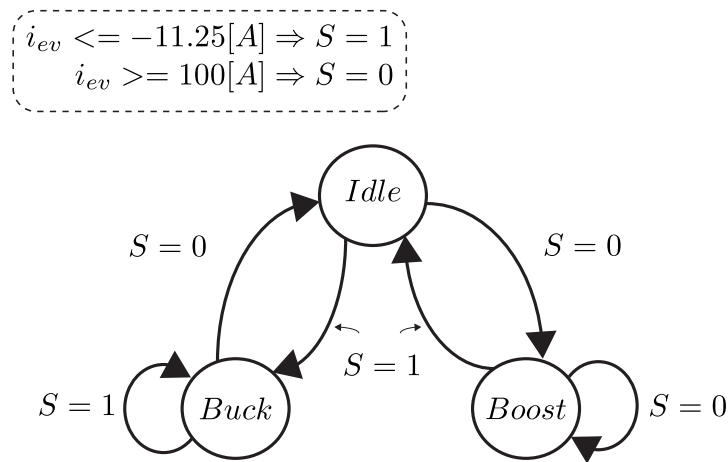


Figura 4.11: Máquina de estados de modos de operación del convertidor

SIMULACIÓN DEL SISTEMA HÍBRIDO

El presente capítulo está destinado a analizar la integración de todas las componentes vistas anteriormente. El sistema se encuentra compuesto de un banco de baterías, un banco de supercapacitores, convertidor DC-DC y la aplicación. Durante el desarrollo de este capítulo se aborda el funcionamiento de la aplicación respecto a los parámetros del vehículo, motor y maniobras de conducción para así poder obtener los niveles de corriente que requiere la aplicación por maniobra de conducción. Para poder estimar la potencia que debe entregar el SC al sistema se realiza un balance de potencia para obtener los niveles de potencia que reciben o entregan las baterías de acuerdo al intervalo de funcionamiento óptimo. Se realiza esta estimación de acuerdo a las diferentes maniobras de conducción como aceleraciones, frenado, subida de una cuesta, bajada de una cuesta y vehículo encendido sin movimiento.

Para este análisis se consideran dos etapas: en la primera se definen las maniobras de conducción del vehículo para obtener los niveles de corriente requeridos por el EV. En la segunda etapa se valida mediante simulación el funcionamiento del sistema de almacenamiento híbrido con su respectivo control con estas maniobras. Se busca por tanto validar el funcionamiento del sistema de almacenamiento híbrido para lograr mantener niveles de operación óptimos en la batería tanto para carga o descarga.

5.1. Drive del vehículo

El drive del vehículo se encuentra compuesto por el inversor y el motor eléctrico de la aplicación. El motor del vehículo es el encargado de generar el movimiento de este por medio de una conversión electromecánica. El eje de las ruedas de un vehículo se encuentran conectadas directamente al rotor del motor. Por este eje es por el cual se realiza el intercambio de

energía desde el motor a las ruedas para permitir su movimiento. Donde el inversor posee un voltaje DC de funcionamiento nominal y de potencia máxima. Estas variables definen los límites del funcionamiento del motor. Recordando del capítulo 2 se considera un voltaje nominal en el banco de baterías de 72[V], el cual debido a las predominantes dinámicas define el bus DC del sistema completo.

En la figura 5.1 se tiene una imagen del motor a utilizar para esta aplicación [48]. Donde el eje del rotor se conecta por medio de una correa al eje de la rueda, la cual posee pérdidas por transmisión que serán despreciadas para el cálculo energético en este caso.



Figura 5.1: Motor BLDC 3000[W]

En la tabla 5.1 se tiene las características del motor **QSMOTOR 3000W** utilizado en la aplicación dadas por el fabricante [48].

Tabla 5.1: Datos motor BLDC 3000[W] proporcionados por el fabricante

Símbolo	Descripción	QS Motor 3000W	Unidad
P_{nom}	Potencia nominal	3	[kW]
T_{max}	Torque máximo	56	[Nm]
ω_{nom}	Velocidad nominal	397.93	[rad mec/s]
V_{nom}	Voltaje nominal	72	[V]
I_{peak}	Corriente máxima batería	120	[A]
I_l	Corriente de línea por fase	450	[A]

Además de los datos nominales del vehículo existen pruebas realizadas por el fabricante, con las cuales entrega datos como voltaje (V), corriente (A), potencia (W), torque (Nm), velocidad (rad/s) y eficiencia(%) del drive. Estas pruebas son el funcionamiento sin carga, torque máximo, potencia máxima y eficiencia máxima.

De los datos dados por el fabricante se tiene que la eficiencia de conversión del drive del motor es de $\eta = 0,895$ para un voltaje de $72[V]$ para la potencia máxima, el cual es el voltaje nominal del banco de baterías por lo que se utiliza esta eficiencia en la conversión. En la ecuación (5.1) se calcula la potencia mecánica.

$$P_{mec} = \eta_{conv} \cdot P_{elec} \quad (5.1)$$

Por lo cual por medio de la potencia mecánica requerida se definirán las corrientes por la batería dependiendo de la maniobra de conducción y el voltaje en la batería. Quedando por calcular la P_{mec} que depende de las maniobras de conducción.

La potencia mecánica en una máquina se encuentra dada por la velocidad angular y el torque mecánico generado por el motor. En la ecuación 5.2 se presenta la potencia mecánica en una máquina.

$$P_{mec} = T_{mec} * \omega_{ang} \quad (5.2)$$

La velocidad angular ω_{ang} en el motor se puede relacionar con la velocidad lineal en una máquina. Esta velocidad depende del radio de las ruedas del vehículo, en la ecuación 5.3 se presenta la relación entre la velocidad angular y la velocidad lineal del vehículo vel_{ev} , la cual depende del radio de la rueda r en $[m]$.

$$v_{lineal} = r \cdot \omega_{ang} \quad (5.3)$$

Finalmente se debe definir el torque mecánico de la máquina el cual depende de la inercia J [$kg \cdot m^2$], de la variación de velocidad angular ω_{ang} [rad/s], de la constante de roce de la máquina $B = N \cdot m \cdot s/rad$ y el torque de carga T_{carga} . Esto se encuentra en la ecuación 5.4, la cual representa la ecuación de torque mecánico de la máquina.

$$T_{mec} = J \cdot \frac{d\omega_{ang}}{dt} + B \cdot \omega_{ang} + T_{carga} \quad (5.4)$$

El coeficiente de roce se estima de acuerdo al torque nominal de la máquina y considerando que se encuentra en estado estacionario. Para la inercia de la máquina en este caso

se debe considerar la masa del vehículo y además de la inercia de la máquina. Por lo cual se utiliza una conversión de la inercia de la máquina a masa para calcular la masa equivalente m_e y luego esa masa equivalente llevarla a inercia nuevamente J_e [49]. En la ecuación 5.6 y ?? se presentan las ecuaciones para la masa equivalente e inercia equivalente respectivamente.

$$m_e = m + \left(\frac{J}{r^2}\right) \quad (5.5)$$

$$J_e = m_e \cdot r^2 \quad (5.6)$$

Durante el desarrollo de este trabajo se considera una inercia para la máquina de $J = 0,4[kgm^2]$, un radio de las ruedas $r = 0,24[m]$. Obteniendo así una inercia equivalente de $J_e = 15,4[kgm^2]$. Para el roce de la máquina se estima un valor de $B = 0,14[Nms/rad]$. El torque de carga no presenta valor durante momentos en que el vehículo se mueve sin inclinación. Cuando el vehículo presenta inclinación existe una fuerza provocada por el peso del vehículo que se opone o favorece el movimiento, en la ecuación 5.7 se presenta esta fuerza.

$$F_{carga} = m \cdot g \cdot \text{sen}(\theta) \quad (5.7)$$

En la cual m corresponde a la masa del vehículo, g corresponde a la gravedad y θ es el ángulo de inclinación de la subida o bajada del vehículo. Para el cálculo del torque de carga T_{carga} se utiliza la ecuación 5.8, la cual depende del radio de la rueda r y la fuerza provocada por la masa del vehículo.

$$T_{carga} = F_{carga} \cdot r \quad (5.8)$$

Por lo cual se implementa en Plecs el modelo de la máquina con su respectiva inercia equivalente, en donde dependiendo de la referencia de velocidad vel_{ev} del vehículo, el ángulo de inclinación y el voltaje en el DC-link se entregará una referencia de corriente para las diferentes maniobras de conducción a simular.

5.2. Maniobras de conducción

Se definen seis maniobras de conducción a simular como frenado sin inclinación, aceleraciones sin inclinación, adelantamiento, subida de una cuesta, bajada de una cuesta y la carga de la batería desde el SC cuando el vehículo se encuentra detenido. En la tabla 5.3 se presentan los niveles de potencia, energía para estas maniobras de conducción, donde valores positivos y negativos corresponden respectivamente a requerir corriente desde el EV (aceleración) y entregar corriente desde el EV (frenado).

Durante las distintas maniobras de conducción los ESS (Batería y SC) tienen diferentes flujos de potencia. Se definen por tanto cuales son los flujos de potencia para poder identificarlos posteriormente en los resultados de simulación. En las figuras 5.3,5.2, 5.4,5.5, 5.6 y

Tabla 5.2: Maniobras a simular para un EV

Maniobra EV	Tiempo	Potencia[W]	Energía[Wh]
Frenado completo (de 60 a 0 [Km/h])	8 [seg]	-8342.1702	-9.7272
Aceleración (de 0 a 60 [Km/h])	7 [seg]	12403	11.85
Aceleración (de 40 a 60 [Km/h])	3 [seg]	9252.37	6.5044
Desaceleración (de 60 a 40 [Km/h])	3 [seg]	-8667.11	-5.3978
Subida con inclinación de 7° a 60[Km/h]	3 [seg]	8084	5.9852
Bajada con inclinación de -7° a 60[Km/h]	3 [seg]	-7824.96	-4.8183

5.6 se tienen los flujos de potencia desde los ESS hacia el EV y viceversa .

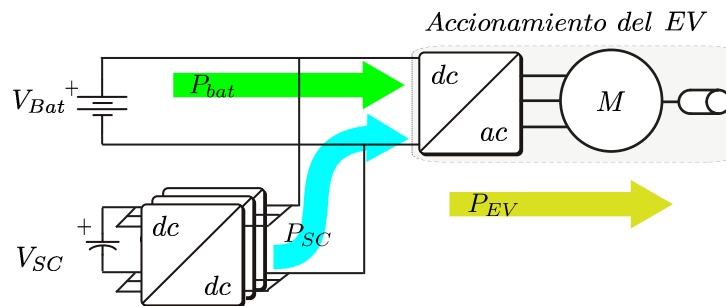


Figura 5.2: Caso 1: Flujo de potencia hacia el EV desde batería y SC.

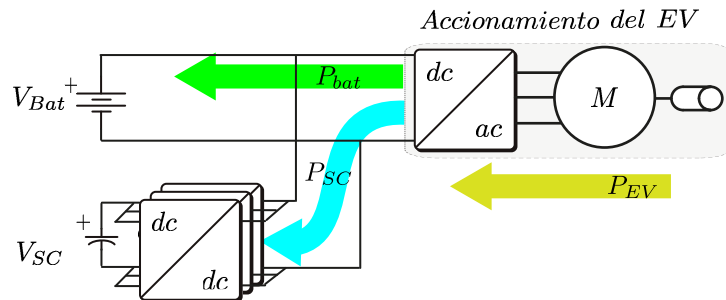


Figura 5.3: Caso 2: Flujo de potencia desde el EV hacia batería y SC.

Se presentan seis casos. En los cuales varia el uso de los ESS y la dirección de los flujos de potencia.

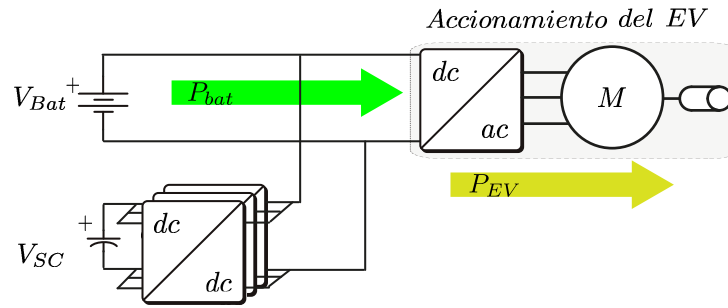


Figura 5.4: Caso 3: Flujo de potencia desde la batería al EV.

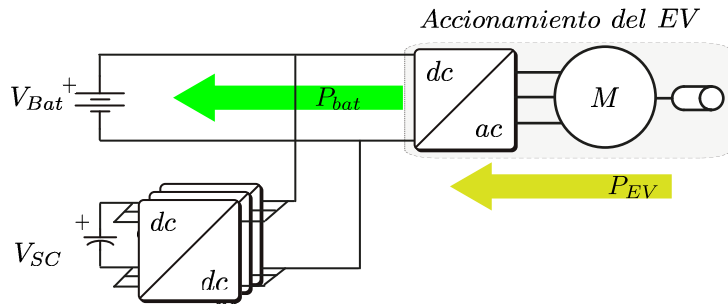


Figura 5.5: Caso 4: Flujo de potencia desde EV a la batería.

- Caso 1: Flujo de potencia hacia el EV desde batería y SC.
- Caso 2: Flujo de potencia desde el EV hacia batería y SC.
- Caso 3: Flujo de potencia desde la batería al EV.
- Caso 4: Flujo de potencia desde EV a la batería.
- Caso 5: Flujo de potencia desde el SC a la batería.
- Caso 6: Flujo de potencia desde la batería al SC.

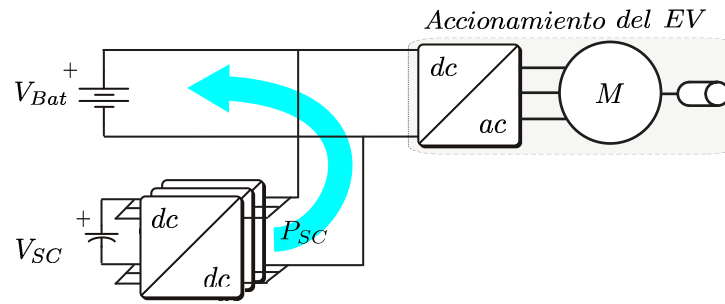


Figura 5.6: Caso 5: Flujo de potencia desde el SC a la batería.

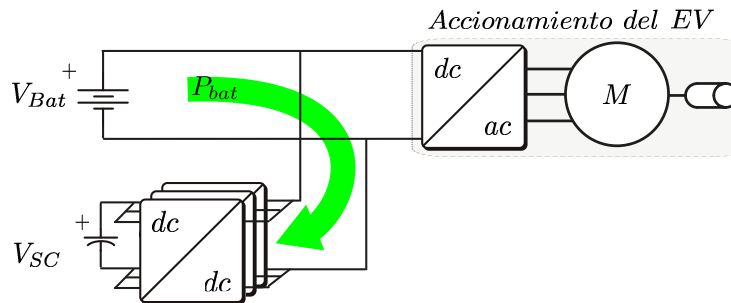


Figura 5.7: Caso 6: Flujo de potencia desde la batería al SC.

5.3. Resultados de simulación

Para realizar las simulaciones finales se consideran por tanto los siguientes parámetros definidos con anterioridad durante el desarrollo de este trabajo.

5.3.1. Frenado completo

Se presentan los resultados para un frenado desde una velocidad de $60[km/h]$ en $8[seg]$ la cual es la velocidad nominal. Se tienen a continuación las curvas de velocidad del EV vel_{ev} , corriente del EV i_{ev} corriente del convertidor i_{out} , corriente de las inductancias i_{Ln} , corriente en la batería i_{bat} e índices de modulación m_n . En la figura 5.8 se presenta la maniobra con las curvas de respuesta del sistema.

En la figura 5.8(a) se puede apreciar la velocidad del EV. Antes del tiempo $t = 0$ el vehículo se encuentra a $60[km/h]$ constante, durante este tiempo el requerimiento de corriente de la figura 5.8(b) solo involucra el roce de la maquina. Al comienzo del tiempo $t = 0$ el vehículo comienza a frenar y por ende el motor del EV entra en regeneración. El transiente del torque de la maquina provoca la pendiente en la corriente requerida por el EV. Al sobrepasar un nivel de corriente por el EV de $-11,25[A]$ el convertidor comienza a operar. Es por eso que existe una diferencia en el tiempo del inicio del frenado y el inicio del control por las inductancias por convertidor en interleaved, como se puede apreciar en

Tabla 5.3: Parámetros de simulación

Símbolo	Parámetro de simulación	Valor
V_{bat}	Voltaje nominal de la batería	72[V]
V_{sc}	Voltaje nominal del SC	48,6[V]
C_{sc}	Capacitancia del SC	166,667[F]
L_{sn}	Inductancia de magnetización por convertidor	220[μH]
R_{sn}	Resistencia interna de inductancias por convertidor	10[m Ω]
C	Capacitancia de salida convertidor	220[μF]
KP_i	Ganancia proporcional PI de corriente	0.0251
KI_i	Ganancia integrativa PI de corriente	3.793
KP_p	Ganancia proporcional PI de potencia	0.00080041
KI_p	Ganancia integrativa PI de potencia	0.2077

la figura 5.8(c) y en la corriente de salida del convertidor de la figura 5.8(d).

En la figura 5.8(e) la corriente por la batería se mantiene dentro de los niveles de corriente sugeridos por el fabricante. El rizado de corriente en la salida del convertidor de la figura 5.8(d) decae con el tiempo debido a que debe controlar menor corriente a medida que la velocidad del EV disminuye. Esto provoca de igual forma un menor rizado en la batería como se aprecia en la figura 5.8(e). En cuanto al control del convertidor se realiza un zoom en la corriente por la batería y los índices de modulación por convertidor en interleaved en las figuras 5.8(f) y 5.8(g) respectivamente. Al inicio del funcionamiento se puede apreciar que la corriente del convertidor presenta un overshoot provocado por el índice de modulación. En estado estacionario la corriente en la batería se encuentra en torno a $-11,25[A]$ debido al control de corriente.

En cuanto a los ESS (batería y SC) se puede apreciar en la figura 5.8(h) que ambos sistemas se cargan. Para la batería inicialmente se tiene un SoC de 79% y el voltaje en el SC es de 40[V] inicialmente. Finalizado el frenado la batería se carga en torno a los 79,04% y el SC en torno a los 44[V].

5.3.2. Aceleración desde reposo

A continuación se presenta una aceleración desde reposo a $60[km/h]$ en $7[seg]$ en la cual se presentan las mismas curvas que en el caso anterior. Durante $0,5[seg]$ el vehículo se encuentra apagado, por lo cual no hay corriente por el convertidor. En la figura 5.9 se presentan las curvas de importancia del funcionamiento del sistema de almacenamiento híbrido, en donde se realiza además un zoom al momento de comenzar el funcionamiento del convertidor.

En la figura 5.9.(a) se puede apreciar la velocidad del EV. En un principio el vehículo se encuentra detenido y en t comienza a acelerar. Debido al aumento en el torque de la maquina la corriente comienza a aumentar a medida que se tiene una mayor aceleración como se puede apreciar en la figura 5.9(b). Durante aproximadamente 5[s] de aceleración el convertidor se encuentra apagado, debido a que la batería puede continuar entregando corriente hasta 100[A]. Luego de alcanzar el umbral de corriente máximo definido el convertidor comienza a actuar, tal como se aprecia en la corriente en las inductancias por convertidor en interleaved de la figura 5.9(c). En este caso el rizado de corriente en la salida del convertidor aumenta a lo largo del tiempo debido al incremento en la corriente requerida por el EV, tal como se aprecia en la figura 5.9(d).

La corriente por la batería se mantiene dentro de los niveles de corriente sugeridos por el fabricante, tal como se aprecia en la figura 5.9(e). Aquí el rizado en la batería aumenta a lo largo del tiempo debido al aumento de la corriente que busca controlar el convertidor aumenta. En el zoom realizado a la corriente por la batería e índices de modulación por convertidor en interleaved se aprecia que a los 100[A] comienza el control del convertidor, como se puede apreciar en la figuras 5.9(f) y 5.9(g) respectivamente. Se aprecia una diferencia en el índice de modulación en el caso del frenado debido a que los niveles de corriente de diseño del control del convertidor son cercanos a los de un frenado. A pesar de esto el convertidor consigue mantener dentro de los niveles de corriente a la batería para este caso.

En el caso de los ESS (batería y SC) ambos se descargan durante esta maniobra tal como se puede apreciar en la figura 5.9(h). La batería en comparación al caso del frenado varía desde 80 % a un 79,75 % aproximadamente, osea un 0,25 %. En cuanto al SC desde 40[V] se descarga a 39[V]. Para este caso se utiliza mas la batería que el SC.

5.3.3. Aceleración y desaceleración

Ahora se presenta un cambio de aceleración simulando un adelantamiento desde 40[km/h] a 60[km/h] durante 8[seg] en total. En este caso no se presenta el zoom de corriente en la batería y el índice de modulación ya que se presentaron con anterioridad los comportamiento del control tanto en modo buck como boost. En la figura 5.10 se presentan los resultados obtenidos en la simulación.

En la figura 5.10(a) se puede apreciar la velocidad del EV. Antes del tiempo $t = 0$ el vehículo se encuentra a 40[km/h] constante, durante este tiempo el requerimiento de corriente de la figura 5.8(b) solo involucra el roce de la máquina. En el tiempo $t = 0$ el vehículo comienza a acelerar y por ende el motor del EV entra en generación. El transiente del torque de la máquina provoca la pendiente en la corriente requerida por el EV. Al sobrepasar un nivel de corriente por el EV de 100[A] el convertidor comienza a operar. Es por eso que existe una diferencia en el tiempo del inicio de la subida del EV y el inicio del control por las inductancias por convertidor en interleaved, como se puede apreciar en la figura 5.10(c) y en la corriente de salida del convertidor de la figura 5.10(d). El rizado de corriente en la salida del convertidor de la figura 5.10(d) aumenta con el tiempo debido a que se debe controlar mayor corriente a medida que la velocidad del EV aumenta. Durante el tiempo de funcionamiento del convertidor la corriente por la batería se mantiene dentro de los niveles

definidos por el fabricante, tal como se puede apreciar en la figura 5.10(e). Al llegar a una velocidad de $60[km/h]$ constante la corriente por el EV decae y ahora solo se requiere la corriente debida al roce de la maquina. Durante un tiempo de $1,5[s]$ el EV se encuentra a velocidad constante y luego comienza a desacelerar. Por lo cual el motor entra en modo regeneración. Al llegar a niveles de corriente de $-11,25[A]$ el convertidor comienza a operar. El rizado de corriente en la salida del convertidor de la figura 5.10(d) decae con el tiempo debido a que se debe controlar menor corriente a medida que la velocidad del EV disminuye. Durante el tiempo de desaceleración la corriente en la batería se mantiene dentro de los niveles de corriente definidos por el fabricante, como se puede apreciar en la figura 5.10(e).

En cuanto a los ESS (batería y SC) se puede apreciar la la variación de voltaje en el SC y SoC de la batería en la figura 5.10(g). La batería inicialmente se tiene un SoC de 79% y el voltaje en el SC es de $40[V]$ inicialmente. Finalizado el frenado la batería se carga en torno a los $78,7\%$ y el SC en torno a los $44[V]$. En la figura 5.10(f) se tienen los indices de modulación por convertidor en interleaved, aquí se puede apreciar que los indices de modulación durante una aceleración tienen una leve variación debido al aumento de la corriente que requiere entregar el convertidor y los cambios de voltajes de los ESS. Cuando el vehículo se encuentra desacelerando el convertidor entrega una mayor corriente provocando que el SC aumente en aproximadamente $3[V]$, lo que conlleva a una alta variación en el indice de modulación.

5.3.4. Subida de una cuesta y bajada de una cuesta a velocidad constante

Para finalizar con las simulaciones de maniobras de conducción se presenta una subida y bajada con pendiente de 7° . Esta simulación tiene una duración de 10 segundos para poder observar los cambios en las corrientes requeridas por la maquina. Se considera que la velocidad durante el trayecto se de $60[km/h]$ constante. En la figura 5.11 se tienen las respuestas del sistema ante esta maniobra.

En la figura 5.11(a) se aprecia que la velocidad es constante durante toda la simulación. Cercano a los $0,5[s]$ el vehículo comienza a subir una cuesta de 7° durante casi $8[s]$. Durante este caso el vehículo se encuentra en generación, por lo cual requiere corriente desde la batería para su funcionamiento tal como se puede apreciar en la figura 5.11(b). El banco de baterías por tanto comienza a entregar corriente y al alcanzar los $100[A]$ de requerimiento del EV el convertidor comienza su funcionamiento en modo boost. Durante el funcionamiento del convertidor se puede apreciar que la corriente por la batería se mantiene cercano a los $100[A]$, como se puede apreciaren la figura 5.11(e). La corriente requerida por el EV es constante en todo el trayecto de subida. En la figura 5.11(d), se aprecia que el rizado de corriente se mantiene con leves variaciones. Luego de que el EV alcanza el máximo de altura se mantiene durante 5 segundos, aquí solamente el roce de la máquina es considerado. Luego el vehículo comienza a bajar desde la altura máxima a velocidad constante. Debido a que se encuentra bajando el motor del EV comienza a regenerar. Cuando la corriente por el EV es de $-11,25[A]$ el convertidor comienza su funcionamiento para que el SC logre recibir la diferencia de potencia que no puede ser almacenada en la batería. Durante este tiempo de bajada del EV la corriente es constante, a pesar de eso el ripple de corriente en la salida

disminuye debido a que el SC se comienza a cargar.

En cuanto a los ESS (batería y SC) se puede apreciar la variación de ambos ESS en la figura 5.11(f). Para la batería inicialmente se tiene un SoC de 79 % y el voltaje en el SC es de 40[V] inicialmente. Finalizado el frenado la batería se carga en torno a los 78,6 % y el SC en torno a los 46[V]. Esto provoca una variación en los índices de modulación, tal como se puede apreciar en la figura 5.11(f). Cuando el motor se encuentra en regeneración el índice de modulación varía mas que cuando el motor se encuentra en generación, en la figura 5.11(f) se aprecia esta variación.

5.3.5. Carga de batería con vehículo detenido

Otra de las maniobras de interés a analizar es cuando el vehículo se encuentra detenido. En este caso se realiza la carga de la batería, en donde dependiendo del SOC de la batería se realiza la carga a corriente constante o voltaje constante. En la figura 5.12 se presenta el cambio del control de corriente constante a voltaje constante cuando el SOC en la batería es de 80 %, en donde de acuerdo a la lógica de control se utiliza una corriente de carga de 11,25[A] en el caso de corriente constante.

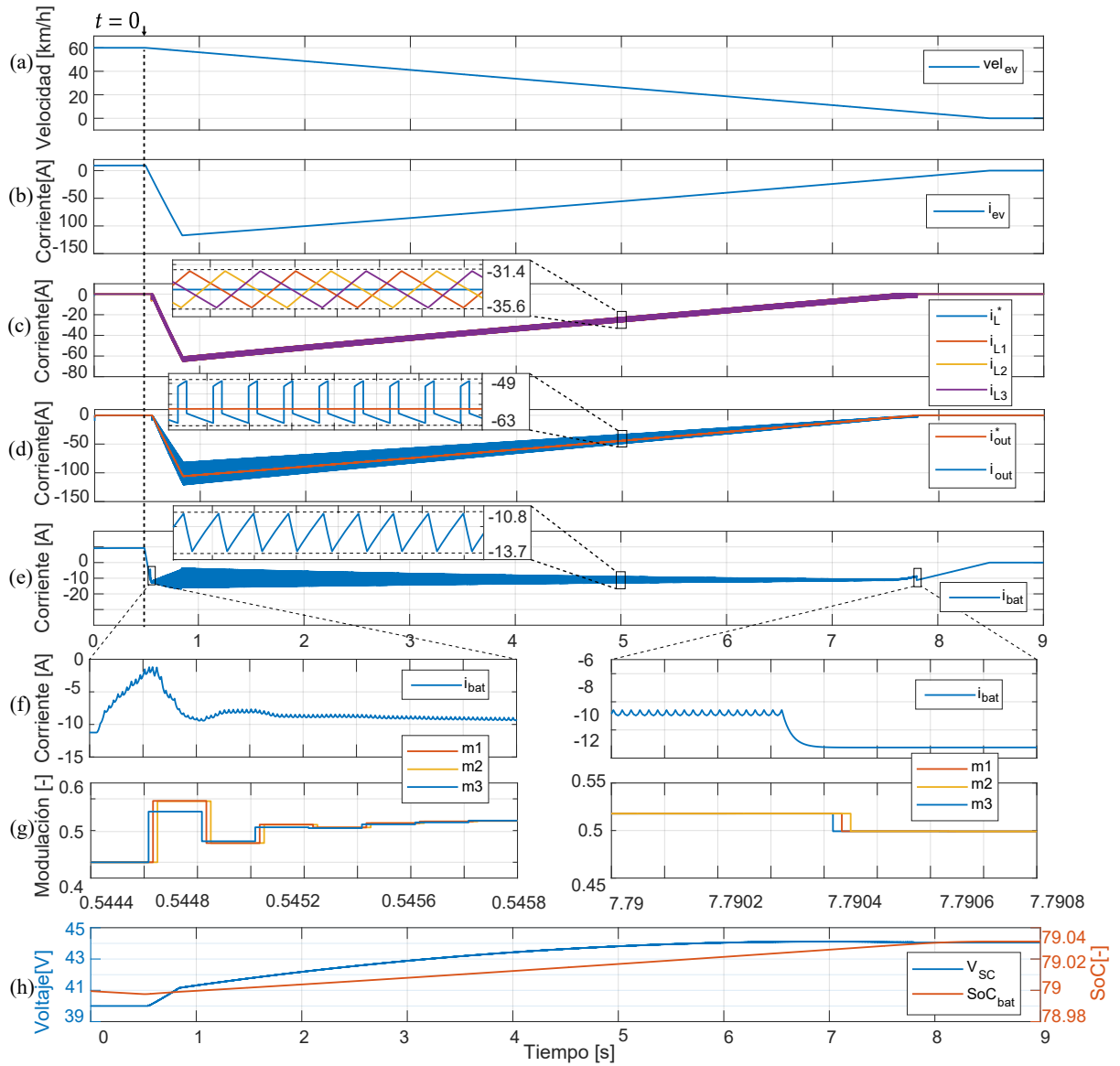


Figura 5.8: Frenado de EV desde 60[km/h] a 0[km/h] con sistema de almacenamiento híbrido: (a) Velocidad EV. (b) Corriente EV. (c) Corrientes en las inductancias de los convertidores en interleaved (referencia y medición). (d) Corriente de salida del convertidor (referencia y medición). (e) Corriente hacia la batería. (f) Zoom de corriente por la batería durante inicio y fin del funcionamiento del convertidor. (g) Índices de modulación por convertidor en interleaved. (h) SoC batería y voltaje en el SC durante frenado.

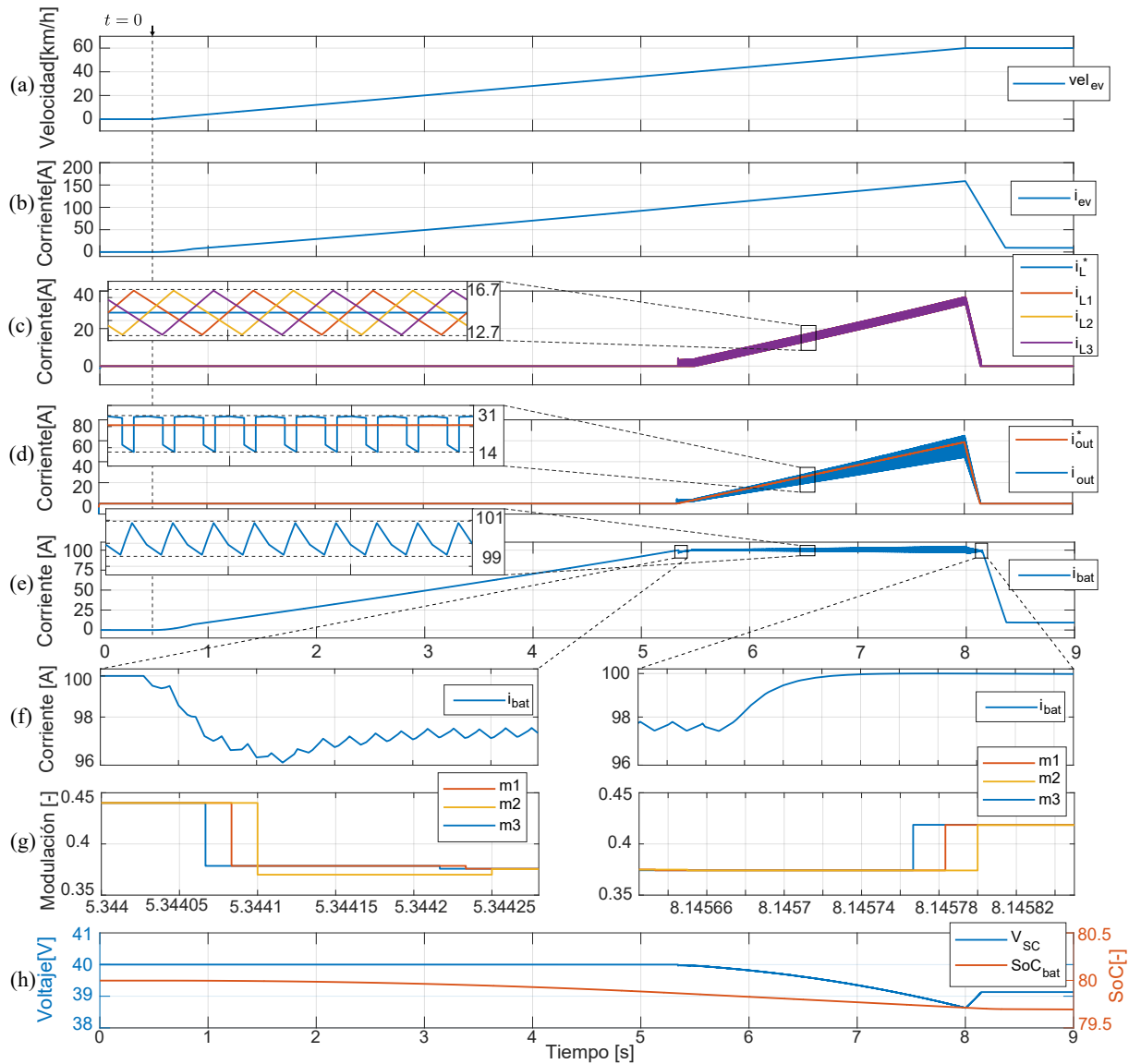


Figura 5.9: Aceleración del vehículo desde 0[km/h] a 60[km/h] con sistema de almacenamiento híbrido. (a) Velocidad EV. (b) Corriente requerida por EV. (c) Corrientes en las inductancias de los convertidores en interleaved (referencia y medición). (d) Corriente de salida del convertidor (referencia y medición). (e) Corriente desde la batería. (f) Zoom de corriente por la batería durante inicio y fin del funcionamiento del convertidor. (g) Indices de modulación por convertidor en interleaved. (h) SoC batería y voltaje en el SC durante aceleración.

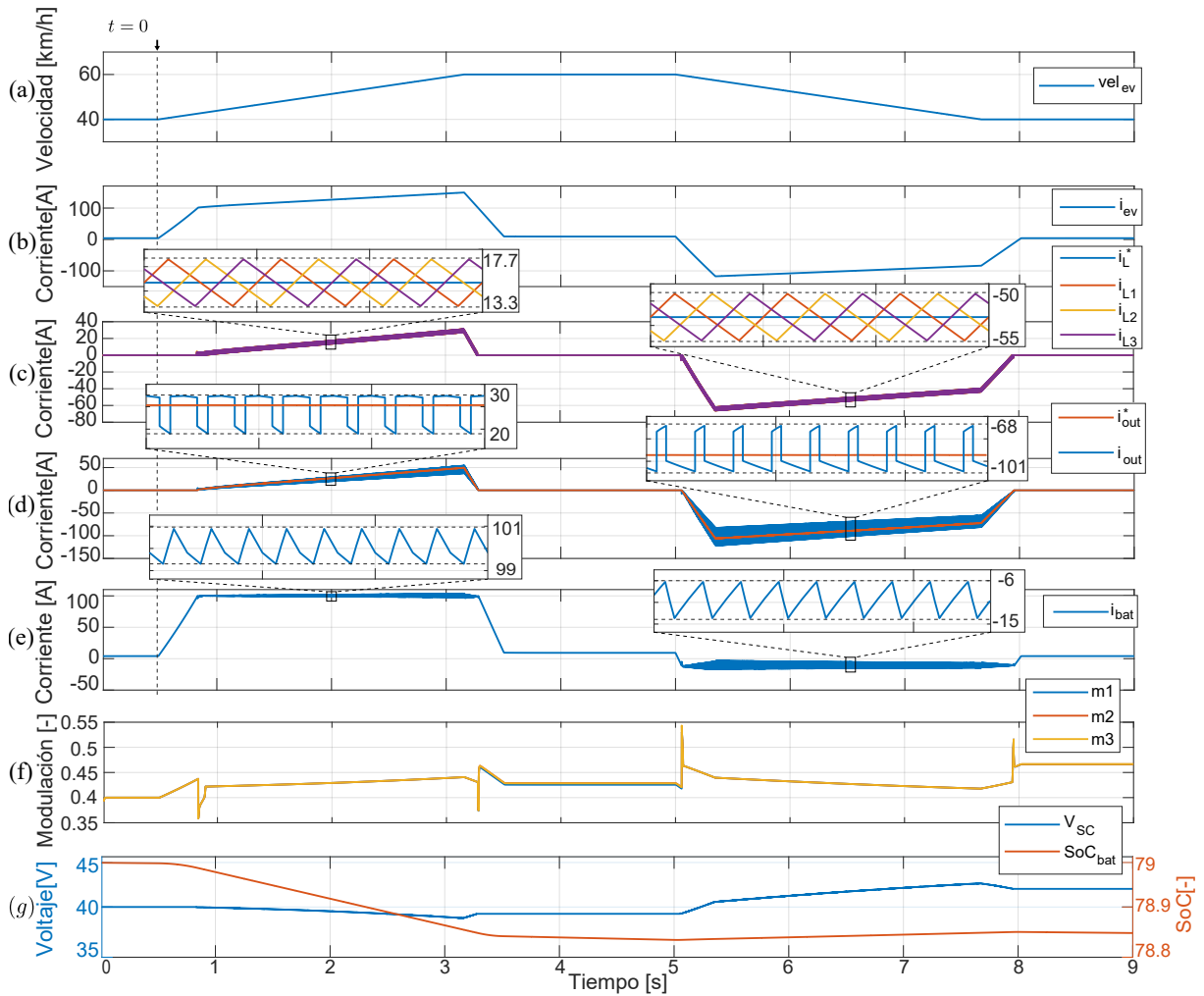


Figura 5.10: Aceleración desde vehículo desde 40[km/h] a 60[km/h] con sistema de almacenamiento híbrido. (a) Velocidad EV. (b) Corriente requerida por EV. (c) Corrientes por el convertidor (referencia y medición). (d) Corrientes en las inductancias por convertidor en interleaved. (e) Corrientes por la batería del sistema híbrido. (f) Índices de modulación por convertidor en interleaved. (g) SoC batería y voltaje en el SC durante adelantamiento.

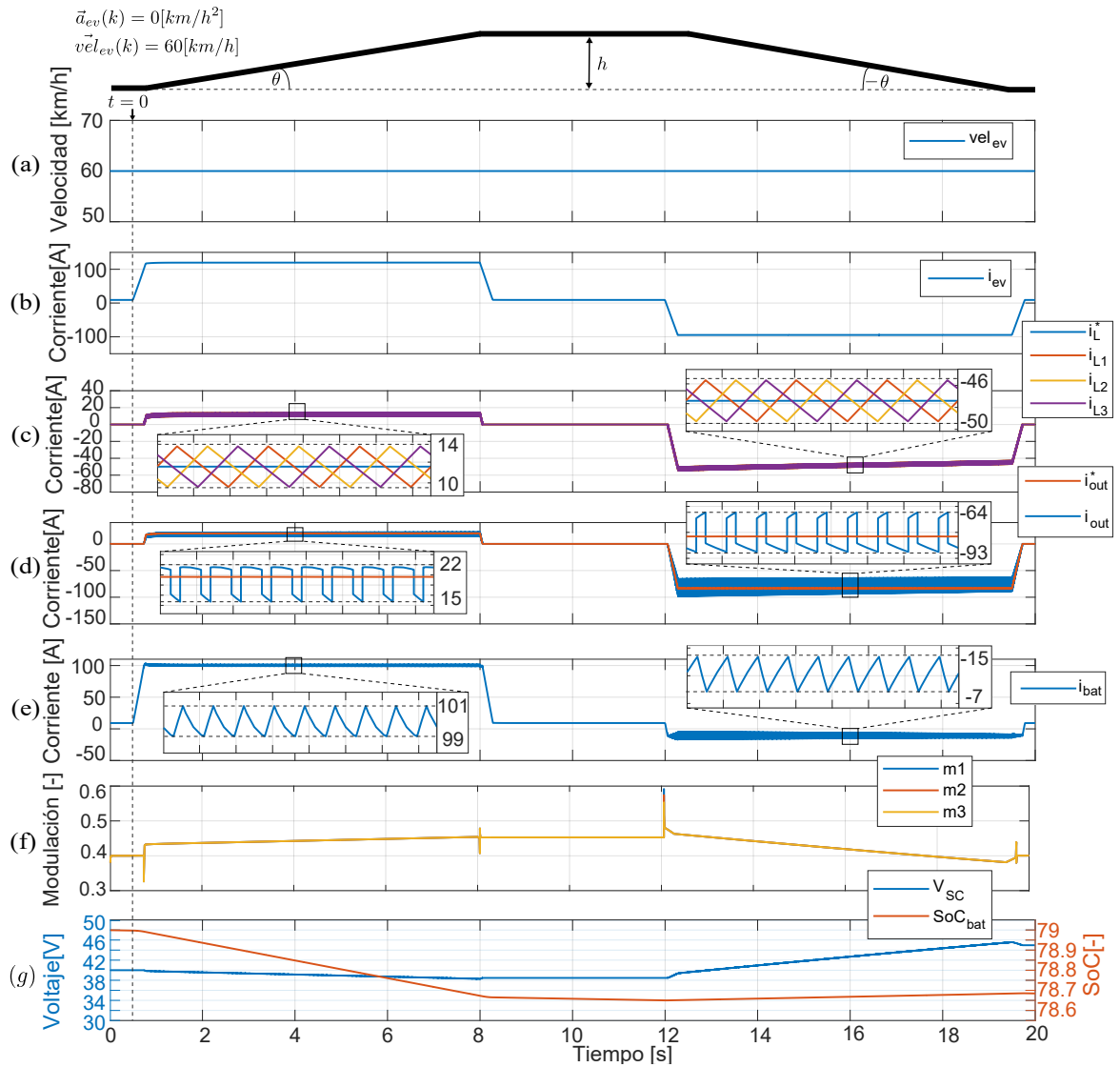


Figura 5.11: Subida y bajada con inclinación de 7° a velocidad constante de $60 [km/h]$ con almacenamiento híbrido: (a) Velocidad EV. (b) Corriente requerida por EV. (c) Corriente de salida del convertidor (referencia y medición). (d) Corrientes en las inductancias de los convertidor en interleaved. (e) Corriente por la batería del sistema híbrido. (f) Índices de modulación por convertidor en interleaved. (g) SoC batería y voltaje en el SC durante subida y bajada de cuesta.

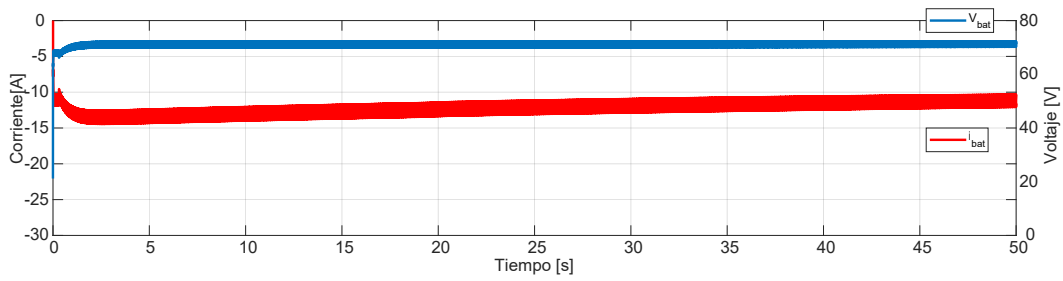


Figura 5.12: Carga de batería de EV durante 50[seg] a voltaje constante

CONCLUSIONES

6.1. Conclusiones

Durante el desarrollo este trabajo se presenta un estado del arte de tipos de vehículos eléctricos, ESS (baterías y SC) y convertidores DC-DC para un sistema híbrido. Existen distintos modelos de baterías para realizar simulaciones y también de SC. En este caso se utiliza el modelo de thevenin para el modelo de la batería. Para el SC se considera un modelo con ESR y autodescarga. Luego se definen los niveles de operación de los ESS, como corrientes y voltajes para la aplicación. Posteriormente se realiza el diseño del convertidor DC-DC para el sistema híbrido. El convertidor a diseñar es un boost bidireccional interleaved, el cual cuenta con tres convertidores en interleaved. Para poder realizar el diseño de las inductancias se consideran niveles de potencia para un frenado de un EV, en el cual se realizan los cálculos de potencia que entrega el EV debido a la regeneración del motor. Con esto es posible estimar las corrientes que debería controlar el convertidor y así realizar el diseño. De la misma forma se realiza el diseño de las capacitancia de salida del convertidor considerando las corrientes estimadas para la aplicación. Luego de obtenido el diseño se debe realizar el control del convertidor. Debido a que se requiere controlar corriente y voltaje se deben obtener las plantas de control equivalentes del convertidor. Para el modelo de la planta de control se utilizo un modelo promedio y en el voltaje de salida se considera el control del voltaje en el capacitor de salida del convertidor. Luego de obtener ambos modelos se utilizaron técnicas de control discreto en el controlador del sistema híbrido, para ello se utilizó un script en código c en plecs. Finalmente para poder integrar todo el sistema se realiza un modelo del EV de las corrientes requeridas en base a ecuaciones mecánicas del motor para emular el funcionamiento del accionamiento(inversor y motor). En la cual se considera roce del motor, inercia de la máquina, peso del EV y voltajes nominales del inversor que utiliza. Se realizan finalmente simulaciones de distintas maniobras de conducción (frenado, aceleración, adelantar, carga de batería con SC, subida y bajada de cuesta) en las cuales se consigue mantener dentro de los niveles de operación sugeridos por el fabricante las corrientes por la batería.

Las dinámicas de los modelos propuestos para la simulación del banco de baterías y de SC coinciden con las dinámicas usuales de ambos ESS. Considerando los datos dados por el fabricante en el caso de las baterías se realizó una estimación de parámetros, con los cuales se obtuvo un modelo semejante en cuanto a dinámicas, niveles de voltajes y SOC del sistema. En el caso de los SC una de las dinámicas mas relevantes es la resistencia en serie, la cual representa las perdidas por conducción. Este dato fue dado por el fabricante por lo cual se considera que el modelo se asemeja a la realidad.

El trabajo realizado tiene como objetivo disminuir los niveles de corriente requeridos por el banco de baterías. Esto se realiza por medio de la adición de un banco de SC, ESS auxiliar. Entre estos dos sistemas difieren enormemente respecto a sus dinámicas, niveles de energía y capacidades de entregar o recibir potencia. Los cuales tienen una directa relación con el ripple del convertidor en su salida. Uno de los aspectos relevantes al momento de realizar el diseño es la elección del numero de convertidores en interleaved, durante este trabajo se utilizaron tres. Esto debido a la disminución del rizado para los rangos de índices de modulación estimados, confiabilidad del convertidor y futura implementación, debido a que el arreglo de convertidores ya se encuentra predefinido en el mercado para poder ser integrado en un circuito integrado. Para el diseño de las componentes del convertidor se consideran niveles de corriente estimados en base a potencia requerida durante un frenado, el cual se considera uno de los casos críticos de funcionamiento. A pesar de realizar un calculo teórico del las componentes (inductancia y capacitor) necesarias, la selección final de las componentes fue hecha en base al mercado que sean capaces de ser integradas en un circuito impreso para posterior implementación, y a limitaciones de corrientes y voltajes de funcionamiento.

Dentro del control del sistema se pudo apreciar que no existe un modelo único para el control del convertidor. Al considerar la utilización de un modelo promedio para el convertidor boost y buck se demostró que ambos modelos son diferentes. Debido a que se busca realizar un control único para el convertidor es que se busca un punto de operación considerando un caso critico de funcionamiento. Los modelos promedio de ambos convertidores presentan dentro de sus variables valores promedio de los corrientes por las inductancias, voltaje de salida y ciclos de trabajo. Para ambos casos se consideran valores críticos que serán filtrados en el modelo promedio. Dentro del funcionamiento del convertidor se pudo apreciar diferencias en las respuestas del control, debido a los distintos niveles de potencias que buscan manejar debido a la operación de la batería en modo boost o buck. El caso mas crítico es del convertidor en modo buck ya que el convertidor debe controlar una mayor corriente, es por esto que los resultados en el caso del convertidor en buck presentan dinámicas acordes al diseño. En el caso del convertidor en modo boost de igual manera se logra controlar la corriente, aunque las dinámicas presentan diferencias en cuanto a las respuestas del convertidor en modo buck.

En cuanto a los resultados de simulación se realizan simulaciones de distintas maniobras de conducción. En la simulación del frenado se logra observar que el control de corriente al momento de llegar a $-11,25[A]$ responde de acuerdo a lo diseñado en el capítulo de control del convertidor. El rizado de corriente disminuye a medida que el vehículo continua frenando y además se consigue mantener la corriente por la batería a $-11,25[A]$ en promedio. Para la aceleración se igual manera se consigue controlar la corriente, aunque en este caso el inicio del control es a $100[A]$. A diferencia del caso del frenado la corriente que requiere controlar el

convertidor es menor y debido a que la estimación del modelo del convertidor fue realizado para el caso de un frenado presenta dinámicas distintas. A pesar de eso el convertidor consigue controlar la corriente por la batería a $100[A]$ en promedio. Para los casos de aceleración y desaceleración del EV el convertidor opera en modo buck y boost, por lo cual se valida el funcionamiento del c-script programado en Plecs para el cambio de modo de conducción de los semiconductores. De igual manera se valida el funcionamiento del convertidor para una subida y bajada con una inclinación de 7° . En este caso la corriente es constante durante el trayecto de subida y bajada. Debido a que los ESS aumentan o disminuyen su voltaje dependiendo del flujo de potencia, los índices de modulación varían y al mismo tiempo también el rizado de la corriente por el convertidor. En el caso en que el vehículo se encuentra detenido se realiza la carga de la batería con el banco de SC. Se logra validar el funcionamiento del control de voltaje, el cual provoca que la corriente por la batería disminuya a medida que el voltaje se mantiene constante.

Se logra mantener dentro de los niveles de corriente a la batería con el uso del convertidor boost bidireccional. El convertidor genera un rizado de corriente hacia la batería de todas maneras, aunque manteniendo los niveles de corriente en promedio recomendados por el fabricante. Aumentando el número de convertidores es posible disminuir el rizado de corriente y también la confiabilidad del convertidor en caso de falla de algún semiconductor.

6.2. Trabajo futuro

En algunos casos se subutiliza el convertidor debido a que cada uno de los convertidores fue diseñado para altas corrientes. Considerando que además el convertidor consta de tres convertidores en paralelo. Es posible utilizar un número menor de convertidor en casos en que no sea necesario mantener un ripple bajo. Como en el caso del boost por ejemplo. También es posible aumentar el número de convertidores en paralelo, para disminuir aún más las pérdidas y el ripple de corriente. Por lo cual se puede utilizar un número mayor al actual de convertidores en interleaved y realizar la elección del número de convertidores a utilizar dependiendo del nivel de corriente.

Debido a que los SC tienen una baja densidad de energía, la conversión de energía desde ellos a cualquier sistema provoca pérdidas que pueden ser significativas en cuanto debido a su densidad de energía. Por lo cual un sistema de conversión parcial que maneja una porción de la potencia del sistema completo puede ser muy beneficiosa no solo por la disminución de volumen del circuito, sino que por las bajas pérdidas que tendrían en ese caso los SC. Logrando hacer un mayor uso de la energía que proporciona este ESS.

Dentro de las simulaciones de almacenamientos energéticos no fue posible realizar una comparación experimental, por lo cual no se puede dar un error en la simulación con datos concretos.

La implementación del convertidor diseñado en un circuito integrado es uno de los trabajos pendientes. Con el fin de poder obtener resultados experimentales que validen el diseño actual. Siendo este el paso final para la validación.

En este trabajo no se realizó un análisis cuantitativo de las pérdidas del convertidor. Por

lo cual se deben realizar simulaciones para diferentes rangos de operación de los ESS para obtener las pérdidas del convertidor. Además se debe considerar un análisis térmico para poder obtener un mejor detalle de las pérdidas en los semiconductores. También es posible realizar el cálculo de la eficiencia matemáticamente, el cual depende de los ciclos de trabajo del convertidor, además de las corrientes y voltajes de los ESS.

Si bien el objetivo del trabajo es mantener dentro de niveles de corriente recomendados por el fabricante, esto provoca que la vida útil de la batería de ion-litio mejore. Esto no se pudo ser estimado durante el desarrollo de este trabajo, debido a que se requiere medir el SoH (State of Health) de la batería. Para ello se requiere la variación de parámetros del modelo, como la RSE (resistencia serie equivalente) de la batería con la cual es posible estimar cuanto a variado el SoH de la batería.

Con la integración del banco de baterías de ion-litio y supercapacitores por medio de un convertidor DC-DC se consigue un desempeño tanto en capacidad de energía como en potencia. Por lo cual determinar cual es la energía específica, potencia específica, densidad de energía y densidad de potencia del sistema híbrido es uno de los trabajos por realizar.

Existen limitaciones debido a la carga completa o descarga completa del banco de supercapacitores. Lo cual provoca que el sistema híbrido no pueda controlar la corriente en la batería. Por lo que se deben realizar simulaciones en los casos en que ya no existe capacidad de controlar la corriente por la batería con el uso del banco de supercapacitores. Cuando el banco de supercapacitores se encuentra cargado completamente la corriente es quemada por frenado mecánico y cuando el banco de supercapacitores se encuentra a su mínimo voltaje se debe limitar la aceleración del vehículo eléctrico.

Durante el desarrollo trabajo se realizó el análisis del convertidor DC-DC diseñado, el cual se encuentra en paralelo al banco de SC. Controlando indirectamente la corriente en la batería. Por lo cual realizar un análisis de las configuraciones propuestas en el trabajo y simulaciones de estas con los sistemas de almacenamiento deben ser realizados. Esto con el fin de poder estimar eficiencia y limitaciones del funcionamiento de la configuración.

ANÁLISIS CONVERTIDOR DC-DC Y SELECCIÓN SEMICONDUCTORES

A.1. Análisis en modo discontinuo

En la figura A.1 se aprecia que la alta pendiente de la corriente cuando el semiconductor M_2 se encuentra apagado provoca ingresar a DCM.

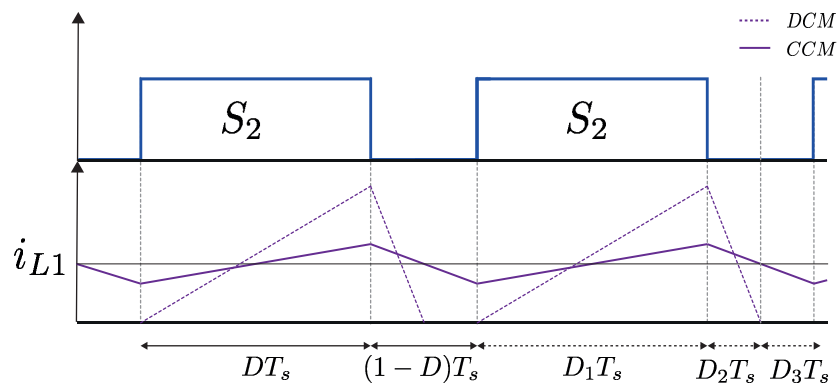


Figura A.1: Corrientes por inductancia en modo discontinuo para convertidor boost

Para poder observar las diferencias al caso CCM se consideran tres ciclos de trabajo D_1 , D_2 y D_3 . En el tiempo D_1T_s la inductancia se comienza a cargar con una pendiente de V_{sc}/L . En el tiempo D_2T_s se comienza a descargar la inductancia con una pendiente de $(V_{bat} - V_{sc})/L$ hasta llegar a valor cero. Finalmente en el tiempo D_3T_s la corriente por la inductancia se mantiene en valor cero hasta terminar el periodo.

A.2. Mosfet seleccionados

Para una posible implementación se selecciona el pack de mosfets SiC de la figura A.2.



Figura A.2: Pack de mosfets SiC seleccionados para posterior implementación CCS050M12CM2 [50]

SIMULACIÓN SISTEMA DE ALMACENAMIENTO HÍBRIDO EN PLECS

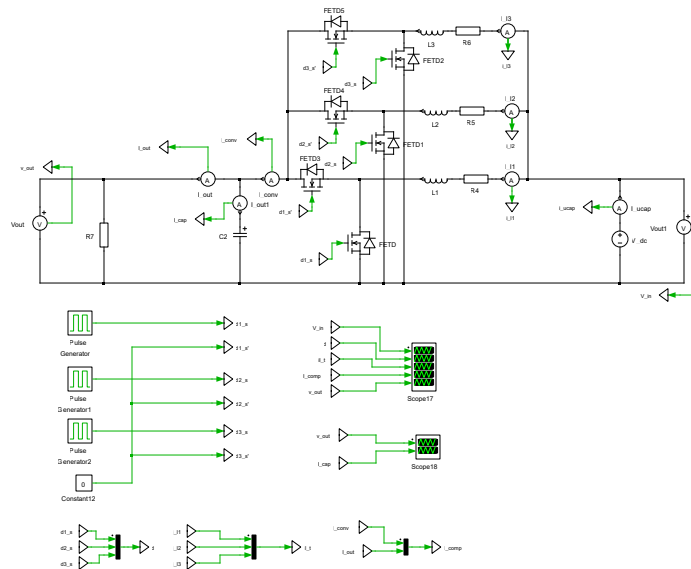


Figura B.1: Simulación convertidor boost bidireccional en lazo abierto

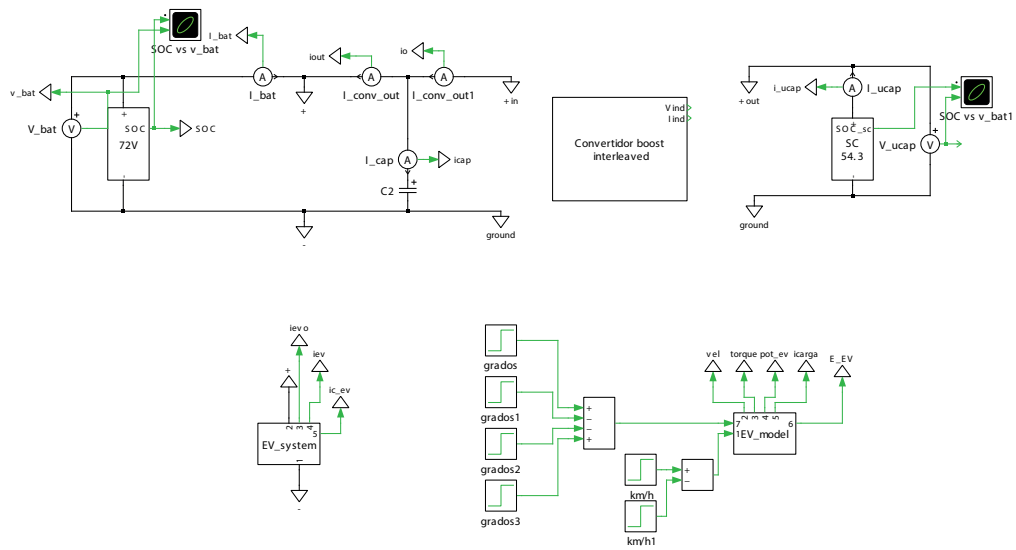


Figura B.2: Sistema de almacenamiento híbrido con aplicación en electromovilidad a simular

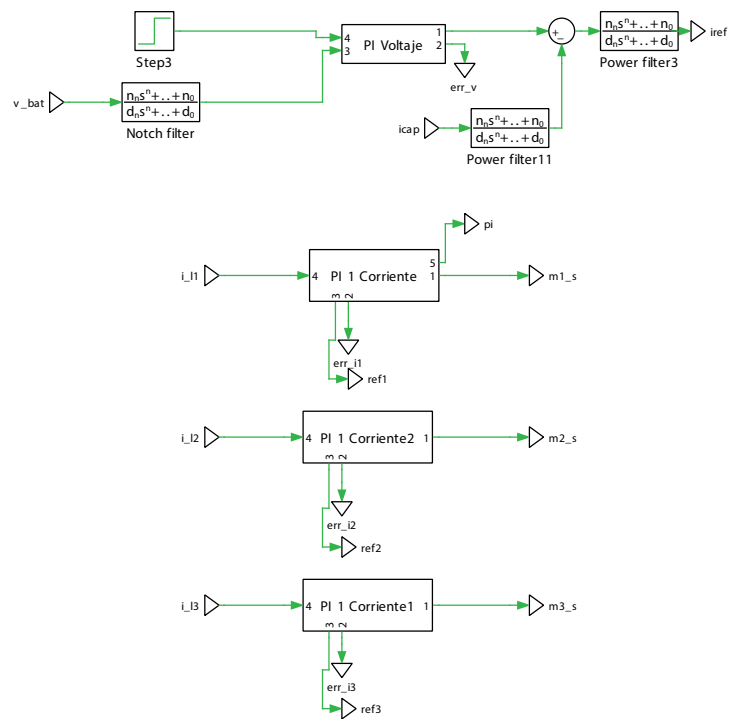


Figura B.3: Bloques de control de voltaje y corriente del convertidor

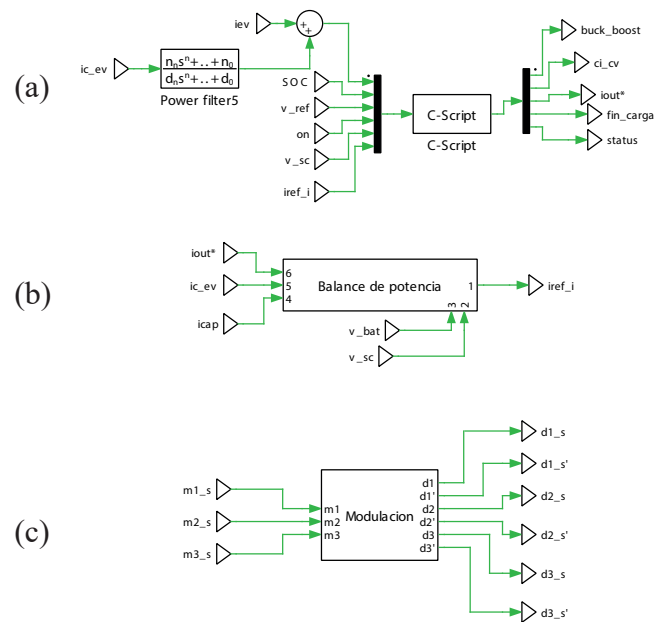


Figura B.4: Bloques de : (a) Script de lógica de control.(b)Balance de potencia para referencia del sistema. (c)Modulación de circuito de disparo

C-SCRIPT PLECS

C.1. Código lógica de control

Code declarations

```
1 int icarga;  
2  
3 int v_ref;  
4  
5 int i_l1;  
6  
7 int i_bat_min;  
8  
9 float iref_i;  
10  
11 float iev; //Corriente EV  
12 float v_sc; //Voltaje SC  
13 int idle; //Estado S1=S2=0  
14 int open; //Se desconecta SC  
15 int buck_boost; //boost=0 buck=1  
16 int sw1; //sw resistencia quemado  
17 float iout; //referencia  
18 float SOC; //Soc bateria  
19 float ci_cv; //ci=1 cv=0  
20 int on; //vehiculo encendido
```

```
21  
22  
23 int status; //debug
```

Start function code

```
1 status=0;  
2 idle=0;  
3 ci_cv=1;
```

Output function code

```
1  iev=Input (0) ;
2  SOC=Input (1) ;
3  v_ref=Input (2) ;
4  on=Input (3) ;
5  v_sc=Input (4) ;
6  i_ref_i=Input (5) ;
7
8
9
10 if (iev>=0 ) {
11     status=0;
12     if (iev==0 && on==0){
13         idle=0;
14         buck_boost=0;
15
16         if (v_sc>=26){
17             status=3;
18             if (SOC>=80){
19                 idle=0;
20                 ci_cv=0;
21                 status=4;
22
23                 if (SOC==98){
24                     idle=1;
25
26                 }
27                 else {
28                 }
29             }
30
31             else {
32                 idle=0;
33                 ci_cv=1;
34                 status=5;
35                 iout=11.25;           //Carga Lenta
36
37             }
38         }
39     else {
```

```
40     iout=0;
41     idle=1;
42 }
43 }
44 else if (v_sc==26 || SOC==98){           //ESS llenos
45     idle=1;
46     open=1;
47 }
48 else{                                   //iev>0
49     buck_boost=0;
50     if (iev >=100){
51         iout=iev -100;
52         idle=0;
53     }
54     else{
55         idle=1;
56         iout=0;
57
58     }
59 }
60 }
61
62 else{                                   //iev<0
63     status=1;
64     if (v_sc <51.3){
65         buck_boost=1;
66         idle=1;
67         if (iev <=-11.25){
68             iout=iev +11.25;
69             idle=0;
70         }
71         else{
72             iout=0;
73             idle=1;
74         }
75     }
76     else{// activar R
77         sw1=1;
78         idle=1;
79     }
```



```
80 }  
81  
82  
83  
84 Output(0)=buck_boost;  
85 Output(1)=ci_cv;  
86 Output(2)=iout;  
87 Output(3)=idle;  
88 Output(4)=status;
```

C.2. Código control proporcional interleaved

Code declarations

```
1 float in;  
2 float out;  
3 int counter;  
4  
5 #define Kp (ParamRealData(0,0))  
6 #define n (ParamRealData(1,0))
```

Start function code

```
1 counter=0;
```

Output function code

```
1 in=Input(0);
2
3 if (counter==1){
4     out=in*Kp;
5 }
6 else {
7
8 }
9 Output(0) = out;
10 counter = (counter +1< n)? counter + 1: 0;
```

C.3. Código control integración interleaved

Code declarations

```
1 #include <math.h>
2
3 float in;
4 float out;
5 int counter;
6 float integrado;
7 float out1;
8
9 #define Ts      (ParamRealData(0,0))
10 #define Ki      (ParamRealData(1,0))
11 #define n       (ParamRealData(2,0))
```

Start function code

```
1 counter=0;
2 out =0.2;
```

Output function code

```
1 in=Input(0);
2
3 if (counter==1){           //actuar en primera muestra,counter=1,2,3.
4     out=out+(in*Ts*Ki);
5     if(out<=0.2){
6         out=0.2;
7     }
8     else if(out>=0.8){
9         out=0.8;
10    }
11    else {
12
13    }
14 }
15 else {
16
17 }
18 Output(0) = out;
19 counter = (counter +1< n)? counter + 1: 0;
```

BIBLIOGRAFÍA

- [1] E. Chemali, M. Preindl, P. Malysz, and A. Emadi, “Electrochemical and electrostatic energy storage and management systems for electric drive vehicles: State-of-the-art review and future trends,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 1117–1134, Sept 2016.
- [2] IEA, *Global EV Outlook 2018*. International Energy Agency, 2018.
- [3] P. Cazzola, “Electro-mobility: status and prospects,” in *Findings from the Global EV Outlook 2016*, IEA, Ed., International Energy Agency. 31-35 rue de la Fédération 75739 Paris Cedex 15 France: IEA, 3 2017, p. 12.
- [4] B. N. de Energía 2015. (1a. ed.), *Balance Nacional de Energía a’no 2015*. Ministerio de Energía Gobierno de Chile ,Santiago de Chile, 2015.
- [5] C. Seebach, *Futuro Eléctrico: Un Chile más eléctrico, eficiente y sustentable*. Generadoras de Chile, 2018.
- [6] M. de Minería, “¿qué es el litio?” <http://www.minmineria.gob.cl/¿que-es-el-litio?/>.
- [7] J. Cao and A. Emadi, “A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 122–132, Jan 2012.
- [8] B. University, “How to prolong lithium based batteries,” <https://batteryuniversity.com/learn/article/how-to-prolong-lithium-based-batteries>, 2018.
- [9] I. G. M. y Sergio Vásquez Pérez, *Capítulo 2: Baterías y Supercondensadores. Proyecto: Diseño de un sistema de almacenamiento de energía híbrido basado en baterías y supercondensadores para su integración en microredes eléctricas*. Universidad de Sevilla, 2010.
- [10] B. University, “Discharge characteristics of li-ion,” <https://batteryuniversity.com/learn/article/discharge-characteristics-li>, 2018.
- [11] J. A. G. Correia, “Testing a hybrid supercapacitor using stainless steel electrodes with electrodeposited transition metal oxides,” <https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/1126295043834182/Resumo.pdf>, 2013.
- [12] B. University, “How to recycle batteries,” <https://batteryuniversity.com/index.php/learn/article/recycling-batteries>, 2018.

- [13] P. A. H. Ovando, "Implementación de sistema de monitoreo y estimación del estado de carga en baterías de ion litio para vehículos eléctricos," *Universidad Tecnica Federico Santa Maria*, Junio 2016.
- [14] M. Hannan, M. Hoque, A. Mohamed, and A. Ayob, "Review of energy storage systems for electric vehicle applications: Issues and challenges," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 69, pp. 771 – 789, 2017. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116309182>
- [15] S. Sabihuddin, A. Kiprakis, and M. Mueller, "A numerical and graphical review of energy storage technologies," *Energies*, vol. 8, pp. 172–216, 01 2015.
- [16] J. Jiang and C. Zhang, *Fundamentals and Applications of Lithium-ion Batteries in Electric Drive Vehicles*. Wiley, 2015.
- [17] A. Chen and P. K. Sen, "Advancement in battery technology: A state-of-the-art review," pp. 1–10, Oct 2016.
- [18] R. Gu, P. Malysz, and A. Emadi, "A novel battery/ ultracapacitor hybrid energy storage system analysis based on physics-based lithium-ion battery modeling," pp. 1–6, June 2015.
- [19] P. M. Gomadam, J. W. Weidner, R. A. Dougal, and R. E. White, "Mathematical modeling of lithium-ion and nickel battery systems," *Journal of Power Sources*, vol. 110, no. 2, pp. 267 – 284, 2002. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775302001908>
- [20] M. Chen and G. A. Rincon-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, June 2006.
- [21] N. Mars, F. Krouz, F. Louar, and L. Sbita, "Comparison study of different dynamic battery model," pp. 1–6, March 2017.
- [22] P. A. Topan, M. N. Ramadan, G. Fathoni, A. I. Cahyadi, and O. Wahyungoro, "State of charge (soc) and state of health (soh) estimation on lithium polymer battery via kalman filter," pp. 93–96, Oct 2016.
- [23] O. Tremblay, L. Dessaint, and A. Dekkiche, "A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles," pp. 284–289, Sept 2007.
- [24] F. J. R. Carmona, "Modelado de un sistema de almacenamiento basado en un banco de super capacitores," *Universidad Tecnica Federico Santa Maria*, Noviembre 2013.
- [25] H. Renaudineau, "Caractérisation, modélisation statique et dynamique de supercapacités pour applications spatiales," 2009.
- [26] P. Logerais, M. Camara, O. Riou, A. Djellad, A. Omeiri, F. Delaleux, and J. Durastanti, "Modeling of a supercapacitor with a multibranch circuit," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, no. 39, pp. 13 725 – 13 736, 2015. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360319915015190>
- [27] M. S. H. . J. C. Ellenbogen, "Supercapacitors: A brief overview," <https://www.mitre.org/sites/default/files/pdf/06-0667.pdf>, 2006.

- [28] M. A. Guerrero, E. Romero, F. Barrero, M. I. Milanés, and E. González, “Supercapacitors: Alternative energy storage systems,” *Przeład Elektrotechniczny*, vol. 85, 01 2009.
- [29] I. I. J. Hernández, *Instituto Politécnico Nacional, México D.F*, Simulación de un sistema de recuperación de energía basado en supercapacitores con aplicación en tracción eléctrica 2011.
- [30] M. Hadarz and M. Julander, “Battery-supercapacitor energy storage,” Master’s thesis, 2008.
- [31] N. Omar, M. Daowd, O. Hegazy, P. Van den Bossche, T. Coosemans, and J. Van Mierlo, “Electrical double-layer capacitors in hybrid topologies - assessment and evaluation of their performance,” *Energies*, vol. 5, 11 2012.
- [32] J. Moreno, M. E. Ortuzar, and J. W. Dixon, “Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 614–623, April 2006.
- [33] M. B. Camara, F. Gustin, H. Gualous, and A. Berthon, “Supercapacitors and battery power management for hybrid vehicle applications using multi boost and full bridge converters,” pp. 1–9, Sept 2007.
- [34] R. Gu, P. Malysz, and A. Emadi, “A novel battery/ ultracapacitor hybrid energy storage system analysis based on physics-based lithium-ion battery modeling,” pp. 1–6, June 2015.
- [35] E. Chemali, L. McCurlie, B. Howey, T. Stiene, M. M. Rahman, M. Preindl, R. Ahmed, and A. Emadi, “Minimizing battery wear in a hybrid energy storage system using a linear quadratic regulator,” pp. 003 265–003 270, Nov 2015.
- [36] F. Naseri, E. Farjah, and T. Ghanbari, “An efficient regenerative braking system based on battery/supercapacitor for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles with bldc motor,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 5, pp. 3724–3738, May 2017.
- [37] J. M. Blanes, R. Gutiérrez, A. Garrigós, J. L. Lizán, and J. M. Cuadrado, “Electric vehicle battery life extension using ultracapacitors and an fpga controlled interleaved buckâboost converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5940–5948, Dec 2013.
- [38] B. University, “<https://batteryuniversity.com/learn/article/what-is-the-c-rate>,” <https://batteryuniversity.com/learn/article/what-is-the-c-rate>, 2018.
- [39] M. E. V. Team, “A guide to understanding battery specifications,” December 2008.
- [40] A. Chen and P. K. Sen, “Advancement in battery technology: A state-of-the-art review,” pp. 1–10, Oct 2016.
- [41] P. A. Topan, M. N. Ramadan, G. Fathoni, A. I. Cahyadi, and O. Wahyunggoro, “State of charge (soc) and state of health (soh) estimation on lithium polymer battery via kalman filter,” pp. 93–96, Oct 2016.
- [42] J. Rojas, H. Renaudineau, S. Kouro, and S. Rivera, “Partial power dc-dc converter for electric vehicle fast charging stations,” in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2017, pp. 5274–5279.

- [43] LG 18650HG2 3000mAh, "https://www.nkon.nl/sk/k/hg2.pdf", LG Chem, 2014.
- [44] E. Schaltz, A. Khaligh, and P. O. Rasmussen, "Influence of battery/ultracapacitor energy-storage sizing on battery lifetime in a fuel cell hybrid electric vehicle," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 8, pp. 3882–3891, Oct 2009.
- [45] M. Technologies, "Maxwell k2 2.7v 3000f," <http://www.maxwell.com/images/documents/K2Series-DS-1015370-5-20141104.pdf>, 2014.
- [46] S. Zhang, "Analysis and minimization of the input current ripple of interleaved boost converter," pp. 852–856, Feb 2012.
- [47] Vishay, "Dc film capacitors 220[μ f]," 2018.
- [48] V. Autores, "Qsmotor 3000w," http://www.cnqsmotor.com/en/article_read/QSMOTOR203000W201382070
- [49] R. A. Poria Fajri and M. Ferdowsi, "Equivalent vehicle rotational inertia used for electric vehicle test bench dynamic studies," 2012.
- [50] CREE, "Ccs050m12cm2," <https://www.mouser.cl/datasheet/2/90/cs050m12cm2-838552.pdf>, 2018.

