

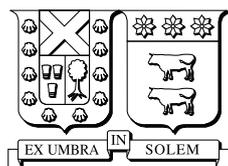
2021-06

CONVERTIDOR DE POTENCIA PARCIAL BIDIRECCIONAL PARA SISTEMA DE ALMACENAMIENTO HÍBRIDO DE VEHÍCULO ELÉCTRICO

FERREIRA ESTRADA, HÉCTOR JACOB

<https://hdl.handle.net/11673/50528>

Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA



UNIVERSIDAD TECNICA
FEDERICO SANTA MARIA

TESIS DE GRADO

Convertidor de potencia parcial bidireccional para sistema de almacenamiento híbrido de vehículo eléctrico

Supervisor:

Dr. Samir KOURO RENAER

Co-guía:

Dr. Christian ROJAS MONRROY

Una tesis presentada por

HÉCTOR JACOB FERREIRA ESTRADA

como requisito parcial para optar al título de

INGENIERO CIVIL ELECTRÓNICO

y al grado de

MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELECTRÓNICA

15 de Junio de 2021

Héctor Ferreira: *Convertidor de potencia parcial bidireccional para sistema de almacenamiento híbrido de vehículo eléctrico*, Tesis de Grado, © Junio, 2021.

E-MAIL:

hector.ferreira.e@gmail.com

«*Sic parvis magna.*»
— Francis Drake

*Dedicado a mi madre Flor Estrada Araya, a mi familia
y en memoria de mi padre Héctor Ferreira Díaz (1945 – 2015)*

ABSTRACT

In conventional electric vehicle (EV) powertrains the main energy storage system is based on battery banks. Potential higher current stress on battery during transient operation can considerably reduce its expected lifetime, while battery size is overrated to respond under heavy transient demands. The regenerative braking capability is also getting limited due to its charging dynamic constraints. Hybrid Energy Storage Systems (HESS) based on batteries and supercapacitors (SC) have the potential to solve this issue. However, SCs size and weight can deteriorate the power density of the solution. In this thesis, a Partial Power Configuration (PPC) based on Dual-Active-Bridge (DAB) is proposed as a power interface to increase the power density of an HESS-based EV powertrain. A comprehensive efficiency analysis is provided, while transient dynamic results are provided to validate the proposed power configuration.

KEYWORDS

Partial Power Converter, Dual-Active-Bridge, Hybrid Energy Storage System, Powertrains, Electric Vehicles

RESUMEN

En un tren de potencia convencional para vehículo eléctrico el principal sistema de almacenamiento de energía está basado en bancos de baterías. Los potenciales altos estreses de corriente producidos en la batería durante operación transiente pueden reducir considerablemente su vida útil esperada, por lo cual el tamaño del banco de baterías es sobredimensionado para responder ante altas demandas transientes. La capacidad de frenado regenerativo también está limitada debido a sus limitaciones dinámicas de carga. Los sistemas de almacenamiento de energía híbridos (HESS, por su sigla en inglés) basado en baterías y supercapacitores (SC) tienen el potencial de resolver este problema. Sin embargo, el tamaño y peso de los SC puede disminuir la densidad de potencia de la solución. En esta tesis, una configuración de potencia parcial (PPC, por su sigla en inglés) basado en Dual-Active-Bridge (DAB) es propuesto como una interfaz de potencia para incrementar la densidad de potencia de un tren de potencia para vehículo eléctrico basado en HESS. Finalmente un exhaustivo análisis de eficiencia y resultados dinámicos transientes son presentados para validar la configuración de potencia propuesta.

PALABRAS CLAVE

Convertidor de Potencia Parcial, Dual-Active-Bridge, Sistema de almacenamiento híbrido, Trenes de potencia, Vehículos eléctricos

PUBLICACIÓN

El presente trabajo fue aprobado para exposición en la conferencia IEEE ICIT (International Conference on Industrial Technology) edición 2020 Valencia, España y fue presentado el 10 de marzo de 2020 de manera virtual. A continuación se incluye la cita del paper presentado y aceptado en la conferencia:

- [1] H. J. Ferreira, S. Kouro, C. A. Rojas, N. Muller and S. Rivera, "Bidirectional Partial Power DC-DC Configuration for HESS interface in EV Powertrains", in *2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2021, pp. 327-332, DOI: [10.1109/ICIT46573.2021.9453530](https://doi.org/10.1109/ICIT46573.2021.9453530).

*«Lo más importante es siempre creer en uno mismo,
pero una pequeña ayuda de los demás es una gran bendición.»*
— Tío Iroh (*Avatar: El último maestro aire*)

AGRADECIMIENTOS

Muchas son las personas que han pasado y dejado su huella en mi durante mi paso como estudiante universitario. Muchas risas, historias, conversaciones y un sinfín de actividades he compartido a lo largo de estos años, y sin los cuales todo este camino definitivamente no habría sido lo mismo. Me considero un afortunado por haber tenido el gusto de conocer a tanta gente con distintas visiones, gente de la que aprender, gente a la que apoyar, gente con la que compartir ideas y aspiraciones. Sin duda he visto enriquecido este pedazo de mi vida debido a la gente que me ha rodeado. Así que si es que hay algún ente superior también le agradezco por las vivencias obtenidas, y si no, al menos puedo decir que el azar ha sido amable conmigo.

Mi familia obviamente ha sido un gran apoyo en esta decisión de seguir una carrera universitaria. Si recuerdo mis comienzos, en esta idea loca de ir a la universidad, a la primera persona a la quien debo agradecer es a mi padre Héctor Ferreira Díaz, quien ya dio un paso al costado en esta vida, pero que nunca dudó en apoyarme y en que podría llegar hasta el final. Mi madre Flor Estrada siempre me esperaba en nuestro hogar en La Pintana para verificar que todo fuese bien y enviarme cosas en mi regreso al Cerro Los Placeres. Mi hermana Flor Ferreira me ayudó en mis mudanzas a comienzos y finales de los años académicos. Y mi sobrina, Alondra, que estando ella pequeña iba a mi hogar en Santiago esperando que ese fin de semana yo regresara de Valparaíso.

Agradezco a los amigos que hice durante este proyecto, a los cuales no me alcanzaría la hoja si es por nombrarlos a todos. Sin embargo quiero hacer mención especial de quienes con que he logrado ser más cercano. Mauricio “Mixo” Jofré (mi primer amigo en la U), Felipe Arriagada (quien tantas veces me explicó lo inentendible), Rodrigo “Rojito” Díaz, Christopher “El Gringo” Werner, Fanny Viveros, Rodrigo Venegas, Jaime Guzmán Rozas, Ian Pavez, Arturo Morales (el ahijado) y a Rubén González. También a Diego Pandolfi y a Valeria Alarcón, por su especial apoyo en momentos complejos.

También a esos amigos con los que no se habla mucho, pero existen. Amigos que hice antes de la universidad y hasta hoy se mantiene el lazo de apoyo. Jonathan Jarpa, Samuel “Mono” Giordano y Priscila Zúñiga.

Quisiera hacer mención de Competencia Robótica, de Innovación y Robótica Estudiantil y de la Jornada de Inserción Mechona como las actividades que más me marcaron además del día a día pasando materias.

Finalmente agradezco al cuerpo académico. A Christian Rojas por su especial guía en este trabajo, a Samir Kouro por permitirme emprender este rumbo y a Daniel Rodríguez por aguantarme como ayudante docente varios periodos. Además extendiendo este agradecimiento al AC3E (proyecto basal FB0008), SERC-Chile (FONDAP #15110019) y al Proyecto Fondecyt Regular #1191532.

ÍNDICE GENERAL

ABSTRACT/RESUMEN	v
PUBLICACIÓN	vii
AGRADECIMIENTOS	ix
ÍNDICE GENERAL	xi
ÍNDICE DE FIGURAS	xiii
ÍNDICE DE TABLAS	xv
ACRÓNIMOS	xvi
1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 Uso de energías y medioambiente	1
1.2 Almacenamiento de Energía	1
1.3 Procesamiento de potencia	3
1.4 Hipótesis	4
1.5 Objetivos	4
1.5.1 Objetivo general	4
1.5.2 Objetivos específicos	4
1.5.3 Alcances y limitaciones	5
1.6 Resumen de capítulos	5
i CONTEXTO	7
2 SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO HÍBRIDO	9
2.1 Configuraciones HESS	10
2.1.1 HESS pasivo	11
2.1.2 HESS activo	11
2.2 Tecnologías de almacenamiento energético	12
2.2.1 Batería de iones de litio	12
2.2.2 Super capacitores	16
3 CONFIGURACIONES DE POTENCIA PARCIAL	21
3.1 Clasificación y configuraciones	22
3.2 Aspectos generales	23
3.2.1 Convertidor de potencia en configuración parcial	23
3.2.2 Análisis de densidad de potencia	25
3.2.3 Análisis de parcialidad	26
3.3 Dual-Active-Bridge en S-PPC	32
3.3.1 Operación en estado estacionario de Single-Phase-Shift DAB	33
3.3.2 Características de salida SPS DAB	37
3.3.3 Flujo inverso de potencia	38
3.3.4 Características de parcialidad	39
4 ESTRATEGIA DE CONTROL	41
4.1 Estrategia de carga para banco de baterías	41
4.2 Esquema de control y modos de operación	42
4.2.1 Modo sc2b (ISOP reductor)	43
4.2.2 Modo b2sc (IPOS elevador)	43
4.3 Controladores	43
4.3.1 Discretización	43
4.3.2 Anti-enrrollamiento	44
4.4 Modulación	44

ii	VALIDACIÓN	47
5	RESULTADOS DE SIMULACIÓN	49
5.1	Dimensionamiento del sistema	49
5.2	Análisis de la Configuración	50
5.2.1	Operación del convertidor en estado estacionario . . .	51
5.2.2	Parcialidad	52
5.2.3	Eficiencia	53
5.3	Análisis de eficiencia comparativo	53
5.3.1	Corriente inductor	54
5.3.2	Pérdidas	54
5.3.3	Eficiencia bidireccional	56
5.4	Respuesta dinámica del sistema	57
6	CONCLUSIONES	59
6.1	Resumen y conclusiones	59
6.2	Trabajo futuro	59
A	MODELOS DE PÉRDIDAS	61
A.1	Conceptos termodinámicos	61
A.1.1	Resistencia térmica	61
A.1.2	Capacidad térmica	62
A.2	Modelo Cauer	63
A.3	Modelado de pérdidas de conmutación	64
	BIBLIOGRAFÍA	67

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Composición de batería de iones de litio [7].	2
Figura 1.2	Sistema de almacenamiento de energía híbrido para tren de potencia.	2
Figura 1.3	Solución propuesta en esta tesis.	4
Figura 2.1	Diagrama de Ragone. Energía específica y Potencia específica entre diferentes opciones de almacenamiento de energía aplicables a sistemas de transporte [24].	9
Figura 2.2	Trenes de potencia modulares en EV basados en configuraciones HESS: a) Configuración pasiva, b) SC-batería [5], [8], c) batería-SC [5], [10], d) múltiples convertidores conectados en paralelo[5], [12] y e) convertidor de múltiple entrada [9].	10
Figura 2.3	Clasificación y ejemplos de modelos de simulación de baterías.	13
Figura 2.4	Modelo circuital de baterías de Thevenin.	14
Figura 2.5	Curva de descarga característica a corriente constante.	15
Figura 2.6	Composición y modelo aproximado de un SC.	18
Figura 2.7	Modelo de supercapacitor utilizado.	19
Figura 3.1	Clasificación de conceptos de convertidor dc-dc y ejemplos.	22
Figura 3.2	Configuraciones de potencia en HESS. a) FPC, b) S-PPC IPOS y c) S-PPC ISOP.	23
Figura 3.3	Configuraciones S-PPC unidireccionales. a) IPOS elevador, b) ISOP reductor, c) IPOS reductor y d) ISOP elevador.	23
Figura 3.4	Configuraciones de potencia para tren de potencia EV con HESS y flujo de potencia. a) FPC y b) S-PPC.	24
Figura 3.5	Configuración IPOS elevador.	27
Figura 3.6	Configuración ISOP reductor.	28
Figura 3.7	Configuración IPOS reductor.	29
Figura 3.8	Configuración ISOP elevador.	30
Figura 3.9	Topología DAB tradicional.	32
Figura 3.10	(a) Modulación SPS. (b) Modulación EPS. (c) Modulación DPS. (d) Modulación TPS.	33
Figura 3.11	Configuración de potencia parcial bidireccional basada en DAB seleccionada. IPOS elevador desde la batería e ISOP reductor desde la carga/SC.	33
Figura 3.12	Formas de onda SPS DAB S-PPC	34
Figura 3.13	Circuito en segmento $[t_0:t_1]$	35
Figura 3.14	Circuito en segmento $[t_1:t_2]$	35
Figura 3.15	Circuito en segmento $[t_2:t_3]$	36
Figura 3.16	Circuito en segmento $[t_3:t_4]$	36
Figura 3.17	Formas de onda SPS DAB S-PPC en modo sczb	38
Figura 4.1	Esquema de control a lazo cerrado propuesto.	41
Figura 4.2	Estado de carga de la batería: curvas características.	42
Figura 4.3	Esquema controlador Anti-windup discreto.	44
Figura 4.4	Esquema de modulación SPS en bloques [45]	45
Figura 4.5	Portadoras desplazadas y señales de disparo generadas	45

Figura 5.1	Modelado de la configuración en PLECS.	51
Figura 5.2	Operación en estado estacionario del convertidor DAB S-PPC en modo de operación b2sc. a) Señales de disparo, b) Voltajes del transformador, c) Voltaje en inductor, d) Corriente en inductor, e) Corrientes de entrada y salida del convertidor y f) Corriente de entrada a la configuración.	51
Figura 5.3	Factor de parcialidad del DAB S-PPC bidireccional propuesto a diferentes niveles de voltaje de batería (V_{bat}) y $V_{sc} = 408$ V.	52
Figura 5.4	Eficiencia de la configuración S-PPC (medida y calculada) y del DAB utilizado a diferentes niveles de potencia, voltaje de batería (V_{bat}) y $V_{sc} = 408$ V.	53
Figura 5.5	Configuraciones bajo análisis	53
Figura 5.6	Corriente en el inductor (i_L) peak y RMS para distintos niveles de V_{bat} y $V_{sc} = 408$ V. Se grafican los valores para solo un módulo en el caso FPC.	54
Figura 5.7	Pérdidas de la S-PPC para $V_{bat} = 200$ y $V_{sc} = 408$ V.	55
Figura 5.8	Pérdidas de la S-PPC en semiconductores para diferentes V_{bat} y $V_{sc} = 408$ V. a) Conducción del diodo, b) Conducción de los MOSFET, c) Conmutación y d) Transformador.	55
Figura 5.9	Eficiencia de conversión del DAB S-PPC bidireccional propuesto vs DAB FPC a diferentes niveles de voltaje de batería (v_{bat}) y $v_{sc} = 408$ V.	56
Figura 5.10	Modelado del HESS propuesto para simulación dinámica en PLECS.	57
Figura 5.11	Respuesta dinámica bajo condiciones características de carga y torque de accionamiento en tren de potencia EV.	58
Figura A.1	Modelo térmico de Cauer	63
Figura A.2	Pérdidas energéticas vs corriente de Drain ($V_{DD} = 400$ V).	64
Figura A.3	Modelos de pérdidas por conmutación para PLECS.	65

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1	Comparación propiedades SC y baterías de iones de litio [5].	17
Tabla 3.1	Variables para análisis SPS	34
Tabla 3.2	Ecuaciones de parcialidad	39
Tabla 5.1	Parámetros del sistema	49
Tabla A.1	Parámetros RC de red Cauer en simulación.	63
Tabla A.2	Modelos de MOSFET y elementos disipadores.	64

ACRÓNIMOS

ac	Alternating Current
b2sc	batería a Super Capacitor (SC)
dc	Direct Current
CC	Constant Current
CV	Constant Voltage
DoD	Depth Of Discharge
EDLC	Electric Double Layer Capacitor
EMS	Energy Management System
ESR	resistencia serie equivalente
EV	Electric Vehicle
FPC	Full Power Converter
DAB	Dual-Active-Bridge
HESS	Hybrid Energy Storage System
ISOP	input-series-output-parallel
IPOS	input-parallel-output-series
P-PPC	Paralell Partial Power Configuration
PI	Proportional-Integral
PPP	Partial Power Processing
PPC	Partial Power Configuration
S-PPC	Series Partial Power Configuration
sc2b	SC a batería
SC	Super Capacitor
SoC	State Of Charge
SoH	State of Health
SPS	Single-Phase-Shifted

1.1 USO DE ENERGÍAS Y MEDIOAMBIENTE

La industrialización, el avance tecnológico y el desarrollo de la vida humana han conllevado un deterioro del medioambiente y un agotamiento de las fuentes de energía no renovables existentes en nuestro planeta. Debido a lo anterior es que en las últimas décadas se han ido realizando cada vez más esfuerzos en la concientización de la situación y en el desarrollo de tecnologías verdes con el fin de mitigar la situación e idealmente revertirla.

Los vehículos eléctricos (Electric Vehicle (EV)) están en los primeros puestos de los modos de transporte más eficientes y limpios desarrollados hasta el momento[1]. En los últimos años, el mercado del transporte eléctrico ha experimentado un crecimiento sostenido y sorprendentemente rápido[1], [2]. Estos desarrollos han sido motivados principalmente por la búsqueda de sistemas de transporte más limpios (reducción de las emisiones de efecto invernadero), la escasez de combustibles fósiles, los costos asociados al transporte con combustibles fósiles, la alta eficiencia inherente de las máquinas eléctricas en contraste con los motores de combustión interna y el avance de las políticas públicas[1]-[3].

1.2 ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

Existen diversos dispositivos de almacenamiento de energía capaces de suplir diferentes tipos de demanda energética. En el caso de los EVs las baterías de iones de litio corresponden a la solución principal para la provisión de energía en EVs ya que presentan una buena relación entre densidad de energía (kWh/m^3) y precio por kWh[4]-[6]. No obstante, uno de los principales inconvenientes para los EVs basados en baterías es acortamiento de la vida útil de la batería causado por los altos ratios de corriente de carga/descarga [4], por lo tanto, convirtiéndose en la mayor preocupación de los EVs ligeros y un criterio decisivo (descarga) en EVs de trabajo pesado con perfiles de manejo de paradas frecuentes [6]. Esto además de presentar un inconveniente monetario también conlleva un inconveniente para el medio-ambiente. La eficiencia máxima del reciclaje es de alrededor de un 60% centrándose principalmente en la recuperación de los materiales más valiosos como Cobalto, Níquel, Cobre, Aluminio y Acero (la figura 1.1 muestra la composición de una batería). Los desechos que no pueden ser reciclados y terminan siendo incinerados o en vertederos [7]. Todo esto añade una motivación extra para

la investigación en almacenamiento con el objetivo de extender su vida útil el máximo posible.

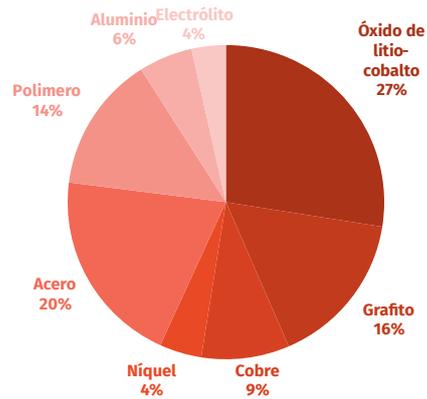


Figura 1.1: Composición de batería de iones de litio [7].

La potencia específica (kW/kg) de las baterías es más pequeña que otras tecnologías de almacenamiento de energía existentes en el mercado. Un caso particular es el de los SCs[6] que poseen una potencia específica significativamente mayor que la de las baterías, lo cual las hace elegibles para incluirlas como dispositivo de almacenamiento en EVs de trabajo pesado. Por otro lado, debido a su baja energía específica (kWh/kg), los SCs no podrían reemplazar a las baterías en EVs ligeros [4] y EVs de trabajo pesado sin perfiles de manejo con paradas frecuentes.

En la figura 1.2, los convertidores en gris pueden combinarse, alternarse o no incluirse, dando lugar a diferentes esquemas.

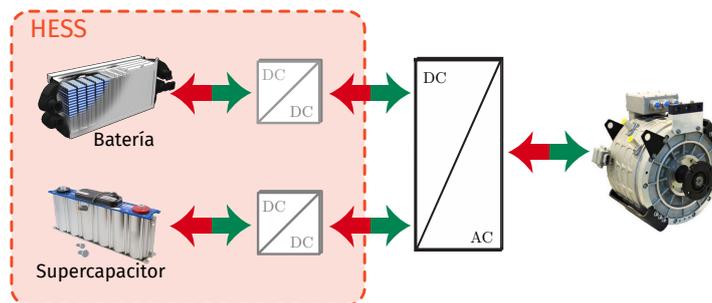


Figura 1.2: Sistema de almacenamiento de energía híbrido para tren de potencia.

El tren de potencia viene siendo el núcleo del EV, ya que permite administrar el flujo de energía entre el almacenamiento y el motor del vehículo, siendo así el responsable de la tracción de este. En este contexto, los Hybrid Energy Storage Systems (HESSs)[4], [8] han sido propuestos como una alternativa para trenes de potencia, ya que combinan dos o más tecnologías de almacenamiento para aprovechar de mejor manera las características de cada uno. Un HESS basado en baterías y SCs permite incrementar los rangos de autonomía, reducir el tamaño de los bancos de baterías, incrementar la vida útil de estas e incrementar la potencia nominal del EV [5]. En la literatura se han planteado topologías de HESS con diferentes cantidades y tipos de convertidores bidireccionales [4], [9]-[13] (figura 1.2). De estas la configuración batería-SC [14] evita el estrés en la batería al filtrar las altas corrientes de carga/descarga a través del SC, por tanto, permitiendo tomar ventaja de la alta densidad de potencia del SC y de la alta densidad de energía de la batería. Adicionalmente, el convertidor de potencia interfaz actúa como regulador de corriente hacia/desde la batería.

1.3 PROCESAMIENTO DE POTENCIA

Los convertidores de potencia son dispositivos electrónicos que son capaces transformar energía eléctrica de un tipo y/o nivel a otro diferente. Un HESS en un tren de potencia EV siempre llevará al menos un convertidor ya que se requiere una etapa dc/ac para suministrar energía a el o los accionamientos que posea el vehículo. Se le considera HESS activo a aquellos que posean convertidores adicionales entre los dispositivos de almacenamiento para administrar de mejor manera el paso de la energía [5]. Uno de los principales requerimientos para los sistemas de conversión a bordo de los vehículos es que puedan manejar la mayor potencia posible para un espacio y peso reducidos, para así no perjudicar demasiado la densidad energética y de potencia de la solución.

Muchos convertidores han sido propuestos como una alternativa para administrar flujo bidireccional de potencia en aplicaciones dc/dc. Un convertidor dc/dc bidireccional basado en buck-boost es presentado en [15], este convertidor de potencia muestra una eficiencia de 97,6% y 97,48% para modos de operación boost y buck respectivamente a una frecuencia de conmutación de 30 kHz. En [16], un convertidor bidireccional boost dual es presentado. Este convertidor muestra una eficiencia del 97% en ambos modos de operación (boost y buck) a una frecuencia de conmutación de 30 kHz. Un convertidor dc/dc bidireccional full-bridge es presentado en [17]. Este convertidor de potencia tiene una eficiencia de 96,8% y opera a una frecuencia de conmutación de 10,5 kHz. Sin embargo, el flujo bidireccional de potencia (en un HESS) implica que la potencia debe pasar dos veces en su totalidad a través del convertidor de potencia, por lo tanto, disminuyendo de manera significativa la eficiencia total del tren de potencia.

Las Configuraciones de Potencia Parcial o Partial Power Configurations (PPCs), también conocidos como Convertidores de Potencia Parcial [3] y Partial Power Processing (PPP)[18], han sido propuestos como una alternativa altamente eficiente. Donde una adecuada conexión de los puertos del convertidor permite reducir las pérdidas de conmutación y conducción de los semiconductores. Por lo anterior, para manejar la misma cantidad de potencia que un convertidor de potencia total (Full Power Converter (FPC)) tradicional los PPCs requieren convertidores de menor potencia[19], que por lo tanto utilizan componentes de menor denominación que un FPC para controlar el total de la potencia a manejar, lo cual hace que directamente sean más compactos aumentando la densidad de potencia de la solución[3], [18]. Un PPC de 20 kW basado un convertidor bidireccional boost aislado es propuesto en [20], esta aplicación considera un sistema de baterías para proveer apoyo a una planta fotovoltaica. Sin embargo, este trabajo no analiza la eficiencia del convertidor de potencia. Una alternativa diferente es presentada en [21], donde un convertidor PPC bidireccional de 3,3 kW basado en Dual-Active-Bridge (DAB) es usado como interfaz entre una batería y un microred. Esta configuración muestra eficiencias máximas de 98,8% y 98,9% en modos boost y buck respectivamente. Sin embargo, el rango reducido de voltaje en el cual la batería opera limita el rango de energía usable en ella, resultando en un sobredimensionamiento innecesario de la batería. Además, un rango pequeño de potencias son analizadas, por lo tanto presentando parcialmente el comportamiento del convertidor de potencia. Un rango más amplio de voltajes y potencias permiten un mejor análisis del convertidor de potencia bajo condiciones de operación más realistas y, permitiendo un

mejor uso del dispositivo de almacenamiento de energía.

1.4 HIPÓTESIS

Se plantea la posibilidad de modelar y controlar un convertidor DC-DC de potencia parcial bidireccional basado en Dual-Active-Bridge para un sistema de almacenamiento híbrido basado en supercapacitores y baterías para electromovilidad. El ideal es alcanzar un buen desempeño de control alrededor del punto de operación típico. Se busca la obtención de resultados en simulación para evaluar el desempeño.

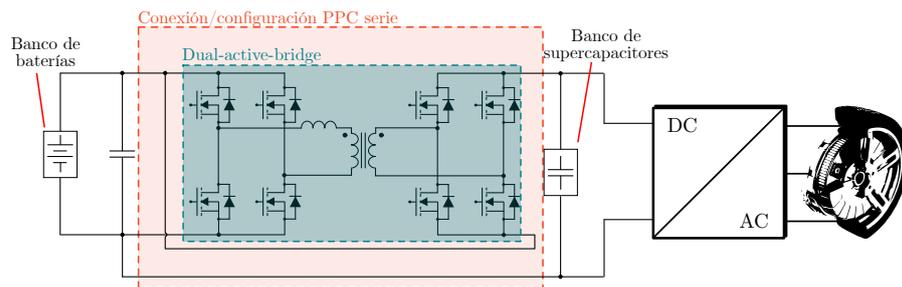


Figura 1.3: Solución propuesta en esta tesis.

1.5 OBJETIVOS

1.5.1 Objetivo general

Se plantea como objetivo general:

- Diseñar y simular un convertidor DC-DC de potencia parcial bidireccional capaz de reducir el estrés generado por las sobre corrientes exigidas o inyectadas al banco de baterías exigiendo o desviando la porción dañina de corriente a un Super Capacitor, como dispositivo de almacenamiento energético auxiliar.

1.5.2 Objetivos específicos

Los objetivos específicos incluyen:

- Generar una solución al problema planteado mediante convertidor DC-DC basado en dual-active-bridge.
- Dimensionar las componentes a utilizar en el convertidor mediante cálculos teóricos y simulación.
- Determinar un modelo matemático del convertidor.
- Caracterizar las condiciones de operación para el sistema a implementar.
- Determinar la estrategia de control a utilizar.
- Inclusión de aspectos térmicos en simulación.

- Diseño e implementación de simulación computacional mediante PLECS para obtención de resultados.
- Evaluación y conclusiones respecto a eficiencia en ambos sentidos de conversión (carga y descarga de batería) para todo el rango de operación.

1.5.3 Alcances y limitaciones

Dentro de los alcances y limitaciones del presente trabajo se incluyen:

- El trabajo se limita a la obtención de resultados solo en simulación sin llevar el sistema propuesto a un banco de pruebas experimental.
- Para la obtención de eficiencias se evalúan pérdidas térmicas en semiconductores mediante modelos desarrollados por el fabricante y componentes de disipación debidamente dimensionadas.
- Se considera que el transformador de alta frecuencia opera de manera lineal, simplificando su modelado.
- En cuanto a la simulación del tren de potencia solo se considera la etapa dc-dc, dejando de lado los efectos no ideales que pueda tener el accionamiento.

1.6 RESUMEN DE CAPÍTULOS

En el Capítulo 1 se presenta la problemática, se discute sobre el estado del arte de algunos puntos relevantes relativos a los sistemas de almacenamiento energético y la conversión de energía en EVs y, además, se presentan los alcances de la presente tesis. En el Capítulo 2 se profundiza respecto a los HESSs considerando sus clasificaciones y los diferentes tipos de almacenamiento energético contemplando modelos a utilizar en simulación. En el Capítulo 3 se detallan las clasificaciones, aspectos generales y matemáticos y limitaciones de las PPCs. Además se presenta el convertidor a utilizar en configuración parcial, un resumen de modulaciones y el modelado con la modulación a utilizar para este. En el Capítulo 4 se contempla el esquema de control del HESS y los diferentes modos de operación según el estado de tracción del vehículo. En el Capítulo 5 se presentan los resultados de simulación obtenidos para el sistema descrito en los capítulos anteriores considerando diferentes análisis de eficiencia y simulaciones en operación dinámica. Finalmente el Capítulo 6 presenta las principales conclusiones de esta Tesis y se discuten brevemente lineamientos para el trabajo futuro.

Parte I

CONTEXTO

Se presentarán los conceptos que enmarcan el trabajo realizado en la presente tesis y los aspectos necesarios a considerar para la obtención de resultados.

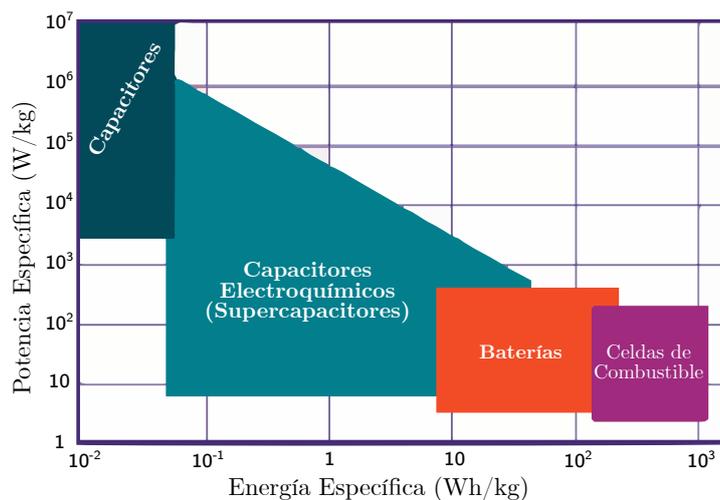
Capítulo 2

SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO HÍBRIDO

El uso de los Hybrid Energy Storage Systems ha sido ampliamente discutido en la literatura centrándose en aplicaciones **EV** (como trenes de potencia o cargadores rápidos), micro-grids y en menor medida en almacenamiento conectado a red [22]. Un **HES** corresponde a la combinación de dos o más dispositivos de almacenamiento energético con el fin de aprovechar mejor las características inherentes de cada uno de los dispositivos incluidos en él [4], [8]-[10], [12]. La utilización de un **HES** puede traer como beneficio incrementar los rangos de autonomía, reducir el tamaño de los bancos de baterías, incrementar la vida útil de estas e incrementar la potencia nominal del **EV** [5] y en general suplir demandas transientes de la carga [23]. Las características que se buscan combinar y optimizar suelen corresponder a potencia específica (kW/kg), densidad de potencia (kW/m³), energía específica (kWh/kg), densidad de energía (kWh/m³) y precio por kWh [5]. En general, suelen añadirse etapas de conversión de potencia entre dispositivos y/o la carga con el fin de regular el flujo energético, lo cual presenta un compromiso con las características mencionadas anteriormente.

Existen diversos tipos de dispositivos de almacenamiento energético y en teoría se pueden hacer combinaciones entre todos ellos para formar un **HES** dependiendo de lo que amerite la aplicación. En el caso de los **EVs** se

Más adelante en la tabla 2.1 se comparan estos parámetros entre diferentes tecnologías.



Hay tecnologías que quedaron fuera de este gráfico pero se pueden consultar en [25].

Figura 2.1: Diagrama de Ragone. Energía específica y Potencia específica entre diferentes opciones de almacenamiento de energía aplicables a sistemas de transporte [24].

han estudiado principalmente el uso de medios electro-químicos (baterías Li-ion, lead-acid y NiMH), eléctricos (SCs) y mecánicos (volante de inercia o flywheel). En la figura 2.1 se puede observar una comparación entre diferentes tipos de tecnologías de almacenamiento en cuanto a sus potencias y energías específicas.

Tanto para micro-grids como EVs la solución más conveniente y estudiada hasta el momento resulta ser la de baterías y SCs debido a las características complementarias que presentan.

2.1 CONFIGURACIONES HESS

Varias configuraciones de HESS basado en baterías y SCs han sido adoptadas para aprovechar en diversas maneras las características de estos dispositivos y alcanzar diferentes objetivos de control. En la figura 2.2 se puede encontrar un resumen del conexionado de estas configuraciones y a continuación se presentan algunas características de ellas.

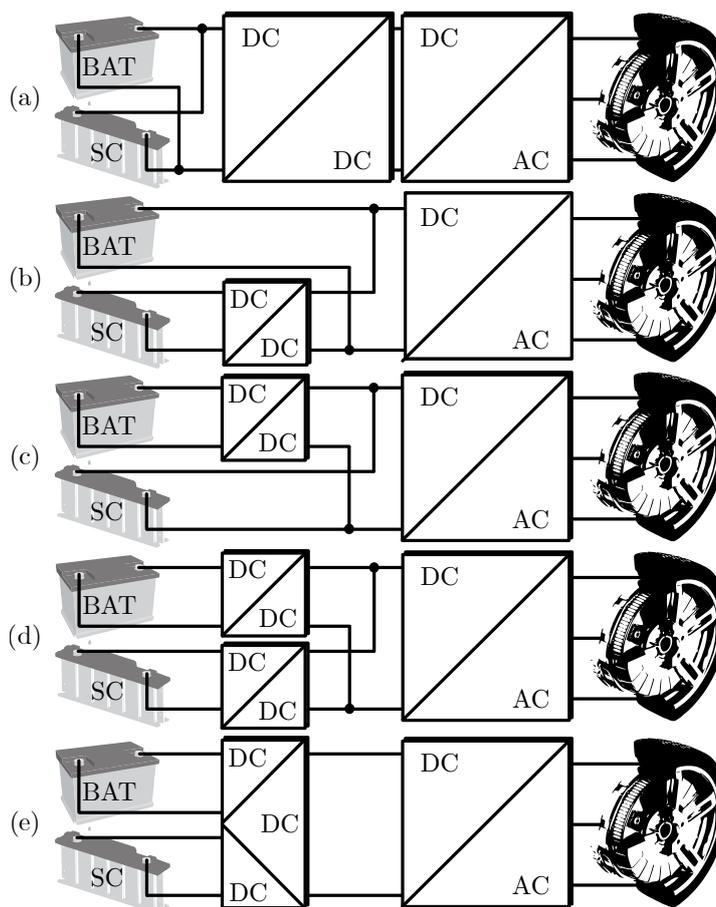


Figura 2.2: Trenes de potencia modulares en EV basados en configuraciones HESS: a) Configuración pasiva, b) SC-batería [5], [8], c) batería-SC [5], [10], d) múltiples convertidores conectados en paralelo [5], [12] y e) convertidor de múltiple entrada [9].

2.1.1 HESS pasivo

Un HESS pasivo corresponde a uno en el cual no hay un convertidor de potencia regulando el flujo de potencia entre los dispositivos de almacenamiento y la redistribución de la energía se genera de manera natural. En este los dispositivos de almacenamiento se encuentran en paralelo [9] y, como cualquier en cualquier otro caso, van a llevar etapas de conversión de potencia para entregar la energía a la carga, pudiendo ser solo una etapa inversora o elevación más inversión en el caso EV (figura 2.2a). En este caso se pueden adoptar mecanismos de control que consideren el State Of Charge (SoC) de ambas componentes. La desventaja principal de este sistema es el hecho de no poder controlar independientemente la energía.

2.1.2 HESS activo

En contraposición a lo anterior, se le denomina HESS activo a aquellos que si poseen etapas de conversión entre dispositivos de almacenamiento entregando así mayores posibilidades a la hora de manipular el flujo de potencia. Cabe destacar que en cualquier caso la interfaz entre los diferentes dispositivos de almacenamiento y el enlace dc requieren de convertidores dc-dc bidireccionales.

Configuración batería-SC

Esta configuración consta de un banco de baterías conectado mediante un convertidor dc-dc al enlace dc que lleva hacia la carga. En este enlace dc se conecta directamente un banco de SC [10], [26]. Esta configuración permite tener un control directo sobre la corriente de la batería y además permite un menor dimensionamiento del convertidor interfaz al tratar con la batería al manipular solo potencia que entra y sale de ella (menor densidad de potencia que SC). Un esquema de esta configuración se presenta en la figura 2.2c.

La configuración adoptada en esta tesis corresponde a la configuración batería-SC.

Configuración SC-batería

Esta configuración presenta un banco de baterías conectado directamente a el enlace dc que va hacia la carga en tanto que presenta un banco de SCs conectado mediante una etapa de conversión dc-dc al mismo enlace dc [11]. Esta configuración logra un alto rango de operación para el SC a costa de necesitar un convertidor de mayor clasificación para aprovechar las características de alta densidad de potencia de los SCs. El esquema de esta configuración se puede observar en la figura 2.2b.

Configuración con múltiples convertidores paralelos

En esta configuración se asigna una etapa de conversión de potencia a cada dispositivo de almacenamiento en el HESS los cuales se conectan al enlace dc que lleva al inversor del EV para esta aplicación. Cabe destacar que pueden ser múltiples bancos de baterías o SC independientes e incluso alguna otra forma de almacenamiento. En [12] se presenta una topología con un banco de baterías, múltiples SCs y un convertidor DC-DC para cada dispositivo de almacenamiento como ya se describió. Este esquema tiene la ventaja de controlar cada dispositivo en un amplio rango de operación pero dada la gran cantidad de electrónica de potencia necesaria puede presentar menor

densidad de potencia que las otras configuraciones. Un ejemplo de esta configuración se presenta en la figura 2.2d.

Configuración con convertidor de múltiples entradas

Esta configuración se compone de un solo convertidor de múltiples entradas en las cuales se conectan los diversos dispositivos de almacenamiento que componen el HESS. Tiene los mismos grados de libertad que el caso anterior a la hora de controlar pero con una mayor complejidad al tener solo un convertidor con posiblemente muchos más switches. Podría presentar mejores densidades de potencia. Un ejemplo se observa en la figura 2.2e [4], [13].

Otras configuraciones

Es posible encontrar en la literatura configuraciones basadas en lo mencionado. En [13] se expone una configuración similar a la batería-SC pero que para un estado de operación la batería se conecta directamente al enlace DC mediante el uso de un diodo. De manera similar en [4] el SC se encuentra en serie al convertidor que regula el banco de baterías, teniendo un condensador normal a la salida del convertidor y generando el enlace DC a partir de la salida del convertidor en serie al SC.

2.2 TECNOLOGÍAS DE ALMACENAMIENTO ENERGÉTICO

La figura 2.1 presenta una comparación de diferentes opciones de almacenamiento energético respecto a sus potencias y energías específicas. Entre ellos se presentan características para baterías de iones de litio y SCs. Es posible apreciar que las baterías poseen una gran energía específica en contraste a los SCs, pero que estos los superan enormemente en potencia específica. Lo anterior es lo que hace a ambas tecnologías un par complementario a la hora de diseñar un HESS. La elección de los tamaños de cada pack responderá a las necesidades del tren de potencia a alimentar como de los costos monetarios que supongan.

A continuación se explicita más sobre cada una de estas tecnologías y su modelado.

2.2.1 Batería de iones de litio

Existen diferentes alternativas de almacenamiento electro-químico de energía, pero, de entre ellas, las baterías de iones de litio son la solución más utilizada en EVs. Son relativamente nuevas frente a otras tecnologías como las baterías de ácido-plomo, NiCd (níquel-cadmio) o NiMH (Níquel-Hidruro Metálico). Las baterías de iones de litio presentan enormes ventajas frente a las otras en cuanto a densidad energética y energía específica (lo que se traduce en más energía en menor peso y volumen), además una presenta buena vida útil (que se mide a partir de los ciclos y el Depth Of Discharge (DoD)), no presenta el efecto memoria que poseen otras tecnologías, tiene una baja tasa de autodescarga y se mantiene relativamente invariable para un alto rango de SoC. La principal desventaja viene directo del precio del litio, lo cual encarece la tecnología frente a las otras [27].

Modelo de simulación

Diferentes tipos de modelos de simulación han sido propuestos para caracterizar diferentes aspectos de una batería. De acuerdo a [28] pueden separarse en los siguientes tipos:

- **Empíricos:** Estos modelos son considerados una versión simplificada de los modelos electro-químicos y son representados como una función matemática dependiente del SoC de la batería y la corriente. Con este es posible representar las características no lineales esenciales de una batería. Es computacionalmente eficiente, pero tiene una capacidad limitada para describir el voltaje terminal de la batería.
- **Equivalente circuital:** Estos modelos consisten en una fuente de voltaje relacionada con el SoC, una resistencia interna y red(es) RC lo cual es suficiente para describir la relación eléctrica entre las entradas y el voltaje entre los terminales. Estos modelos son mucho más útiles a la hora de entender las características eléctricas de la batería, pero el proceso de identificación de parámetros es más complejo.
- **Electro-químicos:** Estos modelos están establecidos con el propósito de describir reacciones internas de la batería. Este tipo de modelo está directamente relacionado con una serie de leyes físicas como la primera ley de Faraday, ley de Ohm, ley de difusión de Fick, y la ecuación de Butler-Volmer. Estos modelos son expresados como ecuaciones diferenciales parciales, las cuales son reducidas a problemas de ecuaciones diferenciales ordinarias para posteriormente utilizar métodos numéricos para su discretización. Este representa el modelo más exacto y completo, pero también es el que requiere más tiempo.
- **Basados en datos:** Corresponden a modelos realizados a partir de datos de medición históricos de las baterías y técnicas de aprendizaje de máquinas. Esto permite establecer la relación entre las variables de la batería sin mayor conocimiento previo. Representa una muy buena aproximación del modelo electro-químico, pero presenta un largo proceso de recolección de datos.

La figura 2.3 presenta un resumen de los principales modelos de baterías existentes.

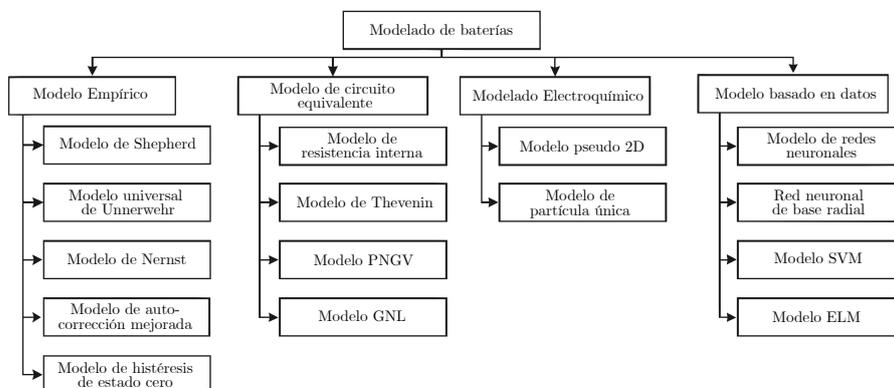


Figura 2.3: Clasificación y ejemplos de modelos de simulación de baterías.

Modelo de Thevenin

Para los propósitos de esta tesis se adopta un modelo de batería del tipo circuito equivalente, más específicamente el modelo de Thevenin (figura 2.4). Este modelo resulta especialmente conveniente por su alta precisión y baja complejidad [3], [29].

Este modelo de Thevenin proviene del modelo lineal, el cual a su vez viene de un modelo ideal basado en el modelo de Shepperd [29], el cual es un modelo empírico en estricto rigor. El modelo consiste en una fuente controlada, una resistencia en serie y una carga RC como se puede ver en la figura 2.4. La fuente controlada proviene originalmente del modelo de Shepperd y corresponde al voltaje en circuito abierto $E(V)$ de la batería y está descrito por la ecuación (2.1).

$$E = E_0 - K \frac{Q}{Q - \int i dt} + A e^{-B \cdot \int i dt} \quad (2.1)$$

en donde:

- E_0 : Voltaje nominal de la batería (V).
- K : Amplitud en zona nominal o factor de polarización de voltaje (V). Representa tanto el cambio en la resistencia de polarización como en la profundidad de descarga.
- Q : Capacidad total de descarga de la batería (Ah).
- A : Factor de voltaje en zona exponencial (V).
- B : Factor de capacidad en zona exponencial (Ah^{-1}).
- $\int i dt$: Carga actual de la batería desde la carga completa (Ah). También puede ser expresada en función del SoC.

Capacidad en Ah se refiere a la capacidad de descarga a 1C, es decir

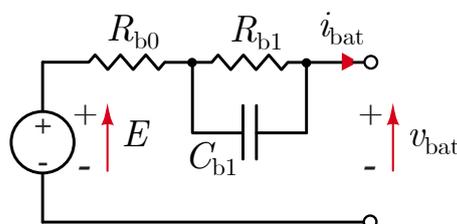


Figura 2.4: Modelo circuital de baterías de Thevenin.

La resistencia R_{b0} añade un grado mayor de exactitud al modelar la caída de tensión en la batería debida a las variaciones de corriente y, por tanto, también las pérdidas. En general este valor viene dado en la hoja de datos del fabricante correspondiendo a la resistencia equivalente serie inicial. El conjunto de la fuente controlada y la resistencia en serie componen un modelo lineal de baterías.

Para añadir aún mayor exactitud al modelo es que, en el modelo de Thevenin, se incluye un circuito RC paralelo en serie al resto (C_{b1} y R_{b1}). Esta red RC describe el efecto de relajación y la impedancia ac de la batería añadiendo parte del comportamiento dinámico de esta al modelo.

Es importante notar que todas las componentes pasivas mencionadas tienen comportamientos que varían ligeramente dependiendo del estado de

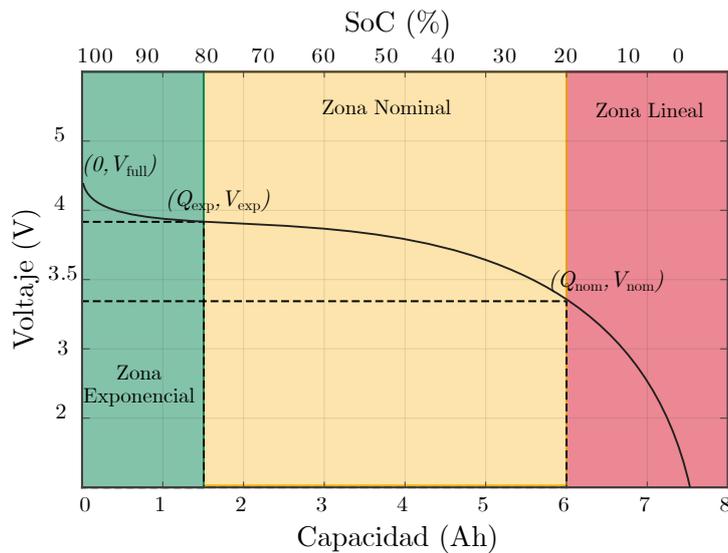


Figura 2.5: Curva de descarga característica a corriente constante.

carga (SoC) de la batería y de la temperatura, pero estos efectos no se consideran para el modelo. Además, en este modelo los efectos de la auto-descarga no son considerados [29], [30].

Obtención de parámetros

Los parámetros del modelo pueden ser obtenidos analizando las curvas de descarga y datos proveídos por el fabricante [26], [31]. En la curva se pueden observar 3 regiones de operación de la batería (ver figura 2.5). Estas regiones de operación corresponden a:

- **Zona exponencial:** Comienza desde el inicio de la descarga (SoC 100 %) de la batería decayendo de manera exponencial, como el nombre lo indica.
- **Zona nominal:** Se identifica fácilmente ya que es la región en donde el voltaje se mantiene más estable.
- **Zona lineal:** Corresponde a la región en que el voltaje comienza a caer más abruptamente en el proceso de descarga comenzando en el fin de la zona nominal.

Los puntos que se buscan extraer de la curva corresponden a:

- V_{full} : Voltaje a 100% SoC.
- V_{exp} : Voltaje en fin de la zona exponencial.
- Q_{exp} : Capacidad de descarga en fin de la zona exponencial.
- V_{nom} : Voltaje en fin de la zona nominal.
- Q_{nom} : Capacidad de descarga en fin de la zona nominal.

Estos puntos característicos se utilizan para determinar los parámetros de la ecuación (2.1) que representa el voltaje de circuito abierto del modelo de Thevenin. Los parámetros para la parte exponencial de la ecuación ($Ae^{-B \cdot \int i dt}$) se calculan como sigue:

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

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

Teniendo A y B calculados se utiliza la siguiente expresión para encontrar K:

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

Finalmente es posible encontrar el valor de E_0 reemplazando los valores obtenidos del fabricante y los encontrados anteriormente en:

$$E_0 = V_{full} + K + R_{b0} \cdot i_{nom} - A \quad (2.5)$$

donde i_{nom} corresponde a la corriente de carga nominal, dato del fabricante.

Como los datos utilizados para los cálculos son aproximaciones obtenidas de curvas el resultado final también será una aproximación.

Para calcular la red RC mencionada anteriormente se aproxima el condensador C_{b1} a partir de los voltajes máximo y mínimo de la batería y de la tasa de descarga a 1C de la batería que corresponda durante 1h. Posteriormente se utiliza la impedancia ac inicial dada por el fabricante equivalente a la red generada internamente para despejar el valor de la resistencia R_{b1} .

Estado de carga

El estado de carga o **SoC** es la información de cuanta energía eléctrica se encuentra almacenada en la batería. Esta se presenta de manera porcentual respecto a la capacidad total de descarga de la batería. Es relevante realizar la estimación del **SoC** de manera constante, ya que es uno de los parámetros a evaluar para prevenir sobrecargas, mantener un buen State of Health (**SoH**) de la batería y sacar mejor provecho de esta durante las acciones de control.

En (2.6) se muestra la manera de realizar una estimación del **SoC** a partir del movimiento de cargas que entran o salen de la batería.

$$SOC(t) = SOC_0 + \frac{1}{Q} \int_{t_0}^t i d\tau \quad (2.6)$$

donde SOC_0 corresponde a el estado de carga en el tiempo t_0 .

2.2.2 Super capacitores

Un capacitor es un dispositivo electrónico que posee la capacidad de almacenar energía como una carga eléctrica, más específicamente como el campo eléctrico entre sus placas. Existen tres tipos diferentes de capacitores, llamados electrostáticos, electrolíticos y electro químicos. Los capacitores electroquímicos son además llamados super capacitores **SC** y a diferencia de los otros tipos estos poseen una densidad de capacitancia (F/dm^3) y una densidad de energía varios órdenes de magnitud superiores lo que los hace aptos

como dispositivos de almacenamiento energético. En comparación a otras tecnologías de almacenamiento posee una menor densidad de energía, pero su potencia específica y su densidad de potencia es mucho mayor, como se muestra en la figura 2.1. Además pueden ser utilizados por muchos más ciclos que las baterías llegando a diferencias de varios órdenes de magnitud lo cual alarga su vida útil [32]. La tabla 2.1 expone una comparación de diferentes características entre diferentes baterías de iones de litio y SC en donde se pueden apreciar las ventajas que tiene cada tecnología.

Tabla 2.1: Comparación propiedades SC y baterías de iones de litio [5].

Especificaciones	Super capacitor	LiFePO ₄	LiNiMnCo	LiNiCoAlO ₂	Li-S
Potencia Específica (W/Kg)	500 - 100.000	250 - 1.600	500 - 2.400	700 - 800	1.500 - 3.000
Densidad de Energía (Wh/L)	10 - 30	250 - 500	230 - 550	500 - 670	1.500 - 2.600
Energía Específica (Wh/Kg)	2,5 - 15	80 - 140	126 - 210	145 - 240	350 - 600
Auto-Descarga (%/día)	20 - 40	0,1 - 1,29	0,1 - 0,71	0,1 - 0,57	0,025 - 32
Costo (\$/kWh)	300 - 2.000	300 - 600	300 - 600	300 - 600	>130
Vida Útil (ciclos)	>100.000	1.000 - 2.000	1.200 - 1.950	1.000 - 1.280	80 - 110
Temp. de Fuga Térmica (°C)	>220	195	168	136 - 160	125 - 200

Existen tres tipos principales de SCs, Electric Double Layer Capacitors (EDLCs), pseudo-capacitores y los capacitores cerámicos de alto voltaje existiendo un cuarto tipo que es combinación de EDLCs y de pseudo-capacitores, llamados capacitores híbridos. De estos los más utilizados y elegibles para electromovilidad corresponden a los EDLC.

Principio de funcionamiento

Al igual que los capacitores comunes, los SCs acumulan la energía en forma de carga eléctrica, más específicamente como el campo eléctrico entre las placas del capacitor. La capacidad que estos tengan para almacenar cargas se representa mediante su capacitancia, la cual relaciona la carga eléctrica acumulada (Q) con el potencial eléctrico de las cargas (V) según (2.7). Además se puede relacionar con las dimensiones y configuración de las placas mediante la relación en (2.8)

$$C = \frac{Q}{V} \quad (2.7)$$

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \quad (2.8)$$

donde ϵ , A y d corresponden a la permitividad eléctrica del electrolito, el área de las placas y d la distancia entre ellas. Esta relación indica que si se

reduce la distancia entre las placas o se aumenta el área de estas la capacitancia aumenta. Esta última es la propiedad física en la que se sustentan los SC pues se intenta maximizar el área de los electrodos disminuyendo el espesor de estos con el uso de materiales especiales para su construcción (tales como carbón activado o nanotubos de carbono), así conservando un volumen similar a otros capacitores electrolíticos. Finalmente la estructura de estos capacitores corresponde a conjuntos electrodo-aislante-electrodo (de ahí la denominación de doble capa, EDLC) sumergidos en un electrolito, envueltos y empaquetados de manera similar a un capacitor común.

La capacitancia en un SC, a diferencia de un capacitor común, presenta una ligera dependencia respecto a la diferencia de potencial que se presente en sus terminales. Esta dependencia se presenta en (2.9) y según la aplicación puede ser o no omitida. Además la energía en un SC (E_{sc}) se puede relacionar con la capacitancia y el voltaje según (2.10).

$$C(V) = C_0 + k_c V \quad (2.9)$$

$$E_{sc} = \frac{1}{2} \left(C_0 + \frac{4}{3} K_c V \right) C^2 \quad (2.10)$$

donde

- C_0 es la capacitancia lineal inicial, que representa la capacitancia electrostática del capacitor
- K_c es un coeficiente positivo, que representa los efectos de la capa difusa del SC

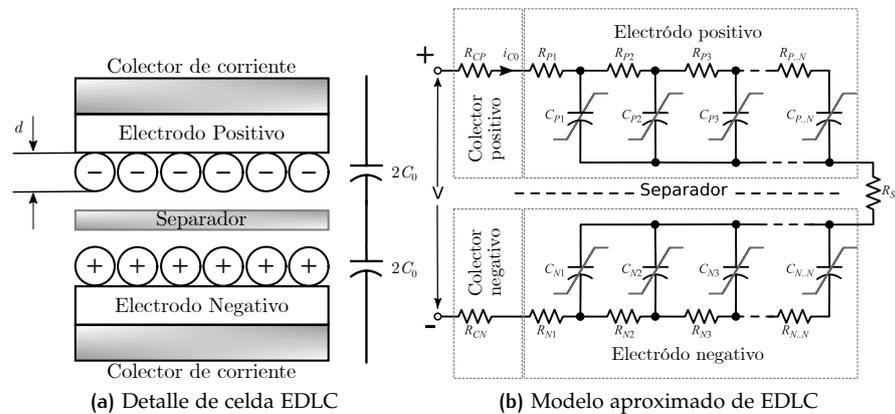


Figura 2.6: Composición y modelo aproximado de un SC.

Modelo

Al igual que en el caso de las baterías existen diferentes opciones de modelado para un SC al igual que para las baterías. Los tipos de modelos son casi los mismos y de características similares a los explicados antes. Al igual que en el caso de las baterías para los propósitos de esta tesis se adopta un modelo del tipo circuital. Los enfoques circuitales en general vienen derivados del representado en la figura 2.6b. La figura 2.7 representa el esquema adoptado para los objetivos de esta tesis [33]. En este caso no se toma en cuenta

el comportamiento eléctrico de la redistribución de cargas y autodescarga, los cuales pueden ser modelados por ramas RC auxiliares [34], debido a que este fenómeno tiene constantes de tiempo grandes en consideración al marco de tiempo analizado y además no afectan considerablemente en el foco de análisis de este trabajo.

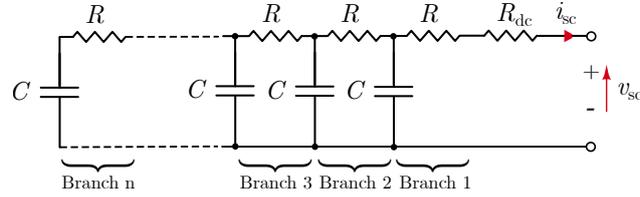


Figura 2.7: Modelo de supercapacitor utilizado.

Este modelo considera capacitancias dependientes del voltaje, pero en este caso el condensador opera en un rango acotado de voltaje, por lo tanto este comportamiento se trata como despreciable. Los parámetros R_{dc} y R_{ac} pueden ser extraídos de la hoja de datos del fabricante basado en los valores de resistencia serie equivalente (ESR) mientras que C_{sc} es tomado como el valor nominal para el punto de operación nominal de voltaje [33].

Los parámetros tomados en cuenta para este modelo de SC de n ramas (2.7) se calculan como sigue:

$$R = \frac{3 \cdot (R_{dc} - R_{ac})}{n} \quad (2.11)$$

$$C = C_{sc}/n \quad (2.12)$$

Es importante notar que para darle precisión a este modelo se podría adoptar un enfoque híbrido de líneas de transmisión [33] en el cual la capacitancia obedece (2.13) y los parámetros tanto de la capacitancia, resistencias y ramas auxiliares son obtenidos mediante métodos de análisis temporal y análisis frecuencial.

$$C = aV_{sc}^2 + bV_{sc} + c \quad (2.13)$$

Los convertidores de potencia están presentes en el día a día de todos en infinidad de aplicaciones debido a su diseño versátil y la utilidad que entregan como interfaz entre distintos sub-sistemas eléctricos y electrónicos. En el caso del transporte [EV](#) y más específicamente de los trenes de potencia estos se encargan de administrar el suministro y flujo de energía, ya sea desde la red a los dispositivos de almacenamiento, de los dispositivos de almacenamiento hacia el o los motores o viceversa. En un tren de potencia es posible encontrar tanto convertidores dc/dc como ac/dc, siendo este último el tipo de convertidor que se encuentra presente en todos ya que se ocupan como accionamiento para los motores. En esta tesis se estudia un [HESS](#) que incluye una etapa de conversión dc/dc bidireccional entre el banco de baterías y el banco de supercapacitores además del accionamiento para la máquina eléctrica.

Un convertidor de potencia tradicional procesa todo el flujo de potencia con el que es alimentado a través de sus componentes (componentes pasivos y dispositivos semiconductores) en el proceso de conversión para entregar esta potencia a la carga de manera controlada. Como en todo sistema electrónico cada componente del convertidor está afectado a tener pérdidas que se liberan en forma de calor. Debido al proceso de conversión y las componentes involucradas en este pueden haber pérdidas por conmutación y conducción en los semiconductores, y/o resistivas y magnéticas en componentes pasivas (como inductores o transformadores). Estas pérdidas reducen la eficiencia de conversión del sistema y por lo tanto se busca su reducción.

En la búsqueda de reducir las pérdidas en los convertidores dc/dc es que se crean las Partial Power Configuration ([PPC](#)), en las cuales una conexión conveniente de los terminales del convertidor habilita a este para controlar el total de la potencia mediante solo una porción de esta. Esto es posible gracias a que el conexionado permite una disminución de los voltajes y corrientes que debe procesar el convertidor en diferentes componentes lo cual finalmente viene a reducir las pérdidas de conducción y por conmutación y por tanto mejorar la eficiencia (figura [3.4](#)). Además debido a esta disminución en los valores nominales de operación genera que los diseños puedan utilizar componentes de menor clasificación que en un convertidor tradicional o de potencia total ([FPC](#)). Finalmente esta disminución de valores de operación contribuye a una reducción del volumen y del peso del convertidor mejorando así además de la eficiencia la densidad de potencia del sistema.

Es importante destacar que una [PPC](#), más en específico una Series Partial Power Configuration ([S-PPC](#)), solo hace real procesamiento parcial de la po-

tencia si corresponde a una topología con aislamiento ya que de lo contrario podría producir un camino no deseado respecto a los voltajes de entrada y salida. Además de este requerimiento es necesario que el convertidor procese menor potencia total (activa y no activa[35]) en conexión S-PPC que como FPC[36]. En general estos convertidores ocupan frecuencias de conmutación altas en conjunto a transformadores de alta frecuencia para mantener una buena densidad de potencia.

3.1 CLASIFICACIÓN Y CONFIGURACIONES

En general los PPCs son clasificados en dos tipos principales, PPC serie (S-PPC) y PPC paralelo (Paralell Partial Power Configuration (P-PPC)) [18], [37], este último también conocido como *differential power processing*, *current diverter* o *energy shuffler*[18]. La figura 3.1 ejemplifica esta división y nombra algunos ejemplos. Cabe destacar que los P-PPC tienen un uso más masificado en aplicaciones fotovoltaicas.

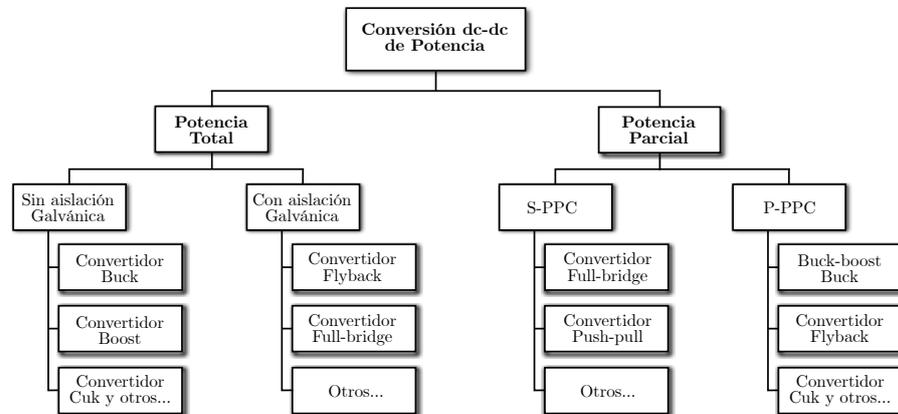


Figura 3.1: Clasificación de conceptos de convertidor dc-dc y ejemplos.

Hay dos configuraciones posibles para S-PPC, input-parallel-output-series (IPOS) y input-series-output-parallel (ISOP)[18], ambas expuestas en la figura 3.2. IPOS e ISOP hacen referencia al conexionado del convertidor referente a los elementos para los que actúa de interfaz. Así en configuración IPOS la entrada del convertidor está en paralelo a la fuente y la salida está en serie a la fuente para conformar la salida, en este caso el enlace dc. De manera similar en ISOP la salida del convertidor se encuentra en paralelo al dispositivo en la salida y la entrada se encuentra en serie a este dispositivo para conformar la tensión de la entrada. Notar que ambas definiciones, ISOP e IPOS, son válidas para flujo unidireccional de potencia. Por lo tanto, cuando el flujo de potencia es revertido, una configuración ISOP se vuelve IPOS y viceversa. La figura 3.2 muestra una configuración FPC HESS y alternativas S-PPC HESS.

Además, una configuración parcial sea IPOS o ISOP, puede ser elevadora o reductora dependiendo de los niveles de tensión de entrada y salida. En la figura 3.3 se muestran las cuatro opciones S-PPC unidireccionales posibles. En este sentido una configuración parcial de potencia bidireccional tipo IPOS elevadora al revertir el flujo de potencia se transformaría en una configuración ISOP reductora. De manera similar una configuración IPOS reductora se transformaría en una configuración ISOP elevadora.

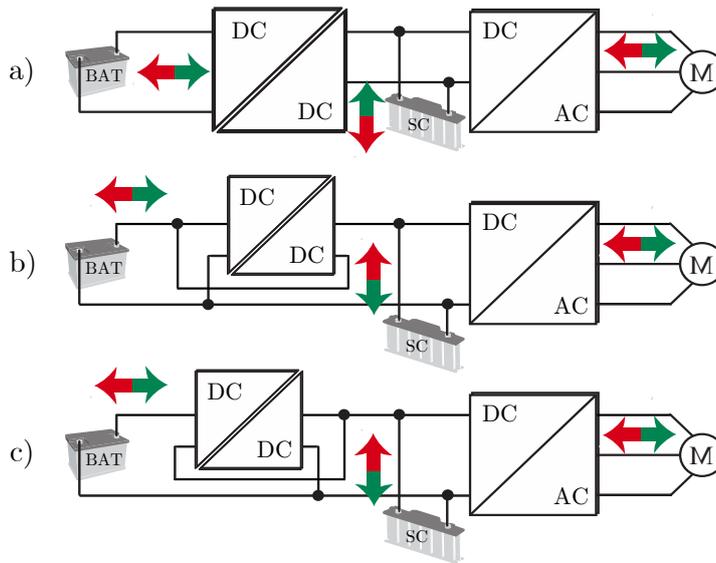
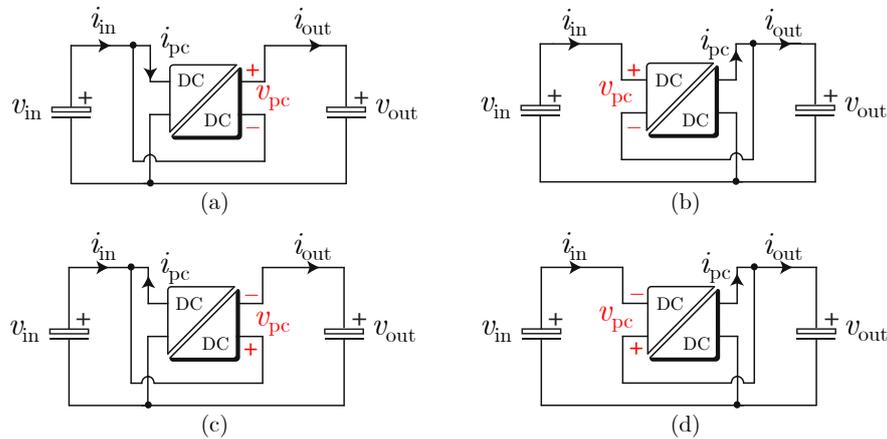


Figura 3.2: Configuraciones de potencia en HESS. a) FPC, b) S-PPC IPOS y c) S-PPC ISOP.



En este trabajo se utiliza una combinación de IPOS elevador e ISOP reductor.

Figura 3.3: Configuraciones S-PPC unidireccionales. a) IPOS elevador, b) ISOP reductor, c) IPOS reductor y d) ISOP elevador.

3.2 ASPECTOS GENERALES

3.2.1 Convertidor de potencia en configuración parcial

La eficiencia, η , de un sistema de conversión de energía cualquiera está descrita por la siguiente relación entre sus potencias de entrada y salida:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.1)$$

$$P_{in} = P_{out} + P_{loss} \quad (3.2)$$

donde P_{in} , P_{out} y P_{loss} corresponden a las potencias de entrada, salida y pérdidas respectivamente. Esta definición será válida para cualquier sistema de conversión de cualquier tipo ya que mientras existan pérdidas se puede definir su eficiencia.

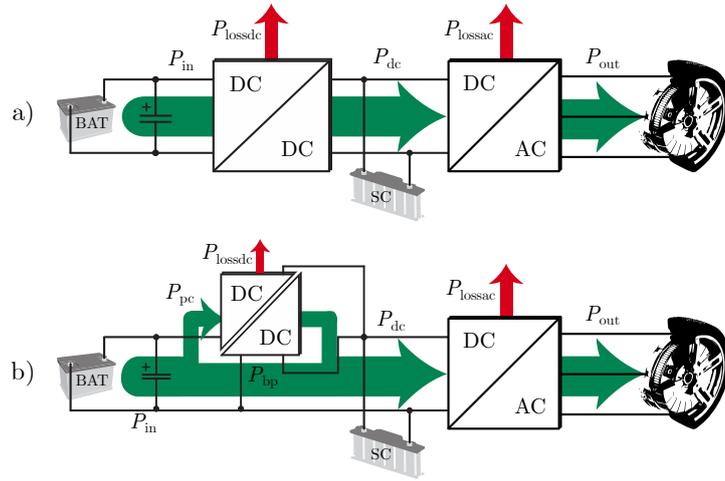


Figura 3.4: Configuraciones de potencia para tren de potencia EV con HESS y flujo de potencia. a) FPC y b) S-PPC.

En el HESS propuesto, y en general en la mayoría de los trenes de potencia, hay dos convertidores principales, una etapa dc-dc y una etapa dc-ac para alimentar la máquina eléctrica. En este escenario cada etapa de conversión tiene una eficiencia relacionada e incluso la propia máquina eléctrica o los dispositivos de almacenamiento poseen sus propias eficiencias. Este trabajo se centra sólo en la etapa dc-dc, sin embargo, basado en la figura 3.4, se puede expresar la eficiencia de conversión η_{global} de la siguiente manera:

$$\eta_{global} = \frac{P_{dc}}{P_{in}} \cdot \frac{P_{out}}{P_{dc}} = \eta_{dc} \cdot \eta_{ac} \quad (3.3)$$

donde P_{in} , P_{dc} y P_{out} representan las potencias en los terminales del banco de baterías, del enlace dc y del drive respectivamente. η_{dc} y η_{ac} representan las eficiencias de conversión de la etapa dc-dc y dc-ac respectivamente.

En un sistema de conversión dc-dc con un convertidor de potencia total de eficiencia η_{fp} será la eficiencia de conversión final de este, lo cual está representado en

$$\eta_{dc,fp} = \eta_{fp} \quad (3.4)$$

En un sistema de conversión con un convertidor en conexión S-PPC, como se menciona anteriormente, solo una porción de la potencia total pasará por este. Es decir que al utilizar el mismo convertidor de potencia anterior en conexión S-PPC las pérdidas solo afectan a la porción de potencia que entra a este. Por lo cual la eficiencia de conversión dc-dc está dada por:

$$\eta_{dc,pc} = \frac{P_{dc}}{P_{bat}} = \frac{P_{bat} - P_{pc} + P_{pc} \cdot \eta_{fp}}{P_{bat}} \quad (3.5)$$

donde P_{pc} corresponde a la potencia de entrada al convertidor. Simplificando queda que:

$$\eta_{dc,pc} = 1 - \frac{P_{pc}}{P_{bat}} (1 - \eta_{fp}) \quad (3.6)$$

Es posible ver en (3.6) que la eficiencia de conversión de la configuración no depende solo de la eficiencia del convertidor (η_{fp}). La razón entre la potencia de entrada al convertidor y la potencia de entrada al S-PPC (configuración) es llamada razón de potencia parcial[19] (K). Esta razón es definida matemáticamente como:

$$K = \frac{P_{pc}}{P_{in}} \quad (3.7)$$

La eficiencia del S-PPC puede ser expresada en función del K y la eficiencia entrada-salida del convertidor (FPC), η_{fp} , como:

$$\eta_{dc,pc} = 1 - K(1 - \eta_{fp}). \quad (3.8)$$

Basado en K, la configuración puede ser considerada como S-PPC solo si $K < 1$. Es fácil notar además que la eficiencia de la etapa dc-dc ($\eta_{dc,pc}$) aumenta a medida que K decrece.

3.2.2 Análisis de densidad de potencia

La eficiencia de conversión de la etapa dc-dc, el volumen y la densidad de potencia están estrechamente relacionados con dimensionamiento en potencia del convertidor dc-dc. El enfoque más simple es considerar que un sistema de electrónica de potencia se puede modelar como un cubo [38], donde las pérdidas de potencia son disipadas al ambiente a través del área superficial A_C la cual se escala con el volumen V del cubo como $A_C = 6V^{2/3}$.

Considerando las pérdidas del convertidor dc-dc P_{lossdc} y las ecuaciones (3.1)-(3.2), la eficiencia de conversión de la etapa en conexión FPC $\eta_{dc,fp}$ puede ser escrita como en (3.9). Reordenando (3.9) se puede obtener una expresión para las pérdidas de potencia, la cual esta descrita en (3.10) [39].

$$\eta_{dc,fp} = \frac{P_{bat} - P_{lossdc}}{P_{bat}} \quad (3.9)$$

$$P_{lossdc} = P_{bat} \cdot (1 - \eta_{dc,fp}) \quad (3.10)$$

Las pérdidas solo pueden ser disipadas como calor a través del área superficial del convertidor (A_{fp}), entonces la disipación de potencia ($p_{d,lossdc}$) en el FPC se describe como:

$$p_{d,lossdc} = \frac{P_{lossdc}}{A_{fp}} = \frac{P_{bat} \cdot (1 - \eta_{dc,fp})}{6V_{fp}^{2/3}}, \quad (3.11)$$

y de manera equivalente para la etapa dc-dc basada en S-PPC:

$$p_{d,lossdc} = \frac{P_{pc} \cdot (1 - \eta_{dc,fp})}{6V_{pc}^{2/3}}. \quad (3.12)$$

De manera de obtener una comparación entre la variación de volumen (V_{pc}/V_{fp}) y el factor de parcialidad (K) se relaciona la disipación de potencia

de ambas configuraciones considerando igual dimensionado para estas y eficiencias iguales entre sus respectivos convertidores.

$$\frac{P_{\text{bat}} \cdot (1 - \eta_{\text{dc,fp}})}{6V_{\text{fp}}^{2/3}} = \frac{P_{\text{pc}} \cdot (1 - \eta_{\text{dc,fp}})}{6V_{\text{pc}}^{2/3}} \quad (3.13)$$

$$\frac{(1 - \eta_{\text{dc,fp}})}{6V_{\text{fp}}^{2/3}} \cdot \frac{6V_{\text{pc}}^{2/3}}{(1 - \eta_{\text{dc,fp}})} = \frac{P_{\text{pc}}}{P_{\text{bat}}}$$

$$V_{\text{pc}} = K^{3/2} \cdot V_{\text{fp}}$$

Se puede notar que de (3.13) se desprende que manteniendo la eficiencia del convertidor y la disipación de potencia igual entre ambas configuraciones existe una relación de proporcionalidad no lineal entre la razón de volumen y el factor de parcialidad en la cual a menor K mucho menor será $V_{\text{pc}}/V_{\text{fp}}$. Por ejemplo en el caso hipotético en que el convertidor sea diseñado para manejar un 50% de la potencia total del sistema ($K = 0,5$) en configuración **S-PPC** el volumen de este correspondería a aproximadamente el 35% del volumen de un convertidor **FPC** ($V_{\text{pc}} \approx 0,35V_{\text{fp}}$). Esta relación indica que el volumen de la etapa de conversión dc-dc se puede reducir en gran medida al ocupar una configuración **S-PPC**.

La densidad de potencia es la medida de cuanta potencia puede ser procesada por unidad de volumen en un sistema. En este caso las densidades de potencia de cada configuración corresponden respectivamente a:

$$\rho_{\text{fp}} = \frac{P_{\text{bat}}}{V_{\text{fp}}} \quad (3.14)$$

$$\rho_{\text{pc}} = \frac{P_{\text{bat}}}{V_{\text{pc}}} \quad (3.15)$$

Luego igualando ambas ecuaciones a P_{bat} y utilizando (3.13):

$$\rho_{\text{fp}} \cdot V_{\text{fp}} = \rho_{\text{pc}} \cdot V_{\text{pc}}$$

$$\frac{\rho_{\text{fp}}}{\rho_{\text{pc}}} = \frac{V_{\text{pc}}}{V_{\text{fp}}} \quad (3.16)$$

$$\frac{\rho_{\text{fp}}}{K^{3/2}} = \rho_{\text{pc}}$$

Finalmente esta relación indica que a menor K mucho mayor será la densidad de potencia de la etapa bajo las condiciones planteadas. Por ejemplo para el escenario en que el convertidor en configuración **S-PPC** maneja 50% de la potencia total del sistema la densidad de potencia será aproximadamente un 282,8% mayor respecto de la densidad de potencia en **FPC** ($\rho_{\text{pc}} \approx 2,82\rho_{\text{fp}}$).

3.2.3 Análisis de parcialidad

Según la configuración **S-PPC** adoptada va a variar la dirección del flujo de potencia y la forma en que se relacionan las variables del convertidor con las de la configuración. Esto deriva en diferentes dependencias entre variables como la eficiencia de la configuración (η_{dc}), la eficiencia del convertidor (η_{fp}), la ganancia de tensión (G_v) y el ratio de parcialidad (K).

En (3.17) y en (3.18) se definen la ganancia de tensión y la eficiencia de la configuración en función de variables eléctricas del sistema. Al ser variables

terminales de la configuración estas definiciones son válidas para cada uno de los tipos de configuración S-PPC descritos a continuación.

$$G_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \quad (3.17)$$

$$\eta_{dc} = \frac{v_{out} \cdot i_{out}}{v_{in} \cdot i_{in}}. \quad (3.18)$$

IPOS elevador

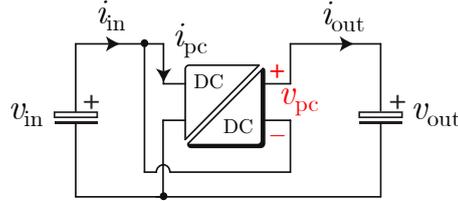


Figura 3.5: Configuración IPOS elevador.

En esta topología las relaciones de las tensiones y corrientes corresponden a:

$$v_{in} + v_{pc} = v_{out} \quad (3.19)$$

$$i_{in} = i_{pc} + i_{out}. \quad (3.20)$$

La eficiencia del convertidor según el conexionado de esta configuración se define como:

$$\eta_{fp} = \frac{v_{pc} \cdot i_{out}}{v_{in} \cdot i_{pc}} \quad (3.21)$$

El ratio de parcialidad para esta topología se calcula como:

$$\begin{aligned} K &= \frac{v_{in} \cdot i_{pc}}{v_{in} \cdot i_{in}} = \frac{i_{pc}}{i_{in}} \\ &= \frac{1}{\frac{i_{pc} + i_{out}}{i_{pc}}} = \frac{1}{1 + \frac{i_{out}}{i_{pc}}} \\ &= \frac{1}{1 + \eta_{fp} \cdot \frac{v_{in}}{v_{pc}}} \quad (3.22) \\ &= \frac{v_{pc}}{v_{pc} + \eta_{fp} \cdot v_{in}} \\ &= \frac{v_{out} - v_{in}}{v_{out} + (\eta_{fp} - 1) \cdot v_{in}} \end{aligned}$$

Finalmente en función de la eficiencia del convertidor y de la ganancia de tensión el ratio de parcialidad se define como:

$$K = \frac{G_v - 1}{G_v + (\eta_{fp} - 1)} \quad (3.23)$$

Además se calcula la eficiencia como sigue:

$$\begin{aligned}\eta_{dc} &= \frac{v_{out} \cdot i_{out}}{v_{in} \cdot i_{in}} \\ \eta_{dc} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{i_{out}}{i_{out} + i_{pc}} \\ \eta_{dc} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \left(1 - \frac{i_{pc}}{i_{out} + i_{pc}}\right).\end{aligned}\quad (3.24)$$

Con lo anterior se puede expresar la eficiencia de la configuración como:

$$\eta_{dc} = G_v \cdot (1 - K) \quad (3.25)$$

o;

$$\eta_{dc} = \frac{G_v \cdot \eta_{fp}}{G_v + (\eta_{fp} - 1)} \quad (3.26)$$

ISOP reductor

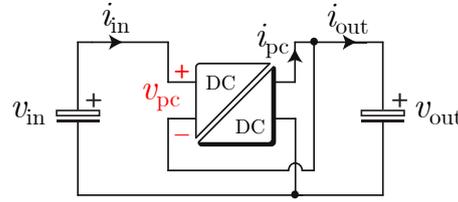


Figura 3.6: Configuración ISOP reductor.

En esta topología las relaciones de las tensiones y corrientes corresponden a:

$$v_{in} = v_{out} + v_{pc} \quad (3.27)$$

$$i_{in} + i_{pc} = i_{out} \quad (3.28)$$

La eficiencia del convertidor según el conexionado de esta configuración se define como:

$$\eta_{fp} = \frac{v_{out} \cdot i_{pc}}{v_{pc} \cdot i_{in}} \quad (3.29)$$

El ratio de parcialidad para esta topología se calcula como:

$$\begin{aligned}K &= \frac{v_{pc} \cdot i_{in}}{v_{in} \cdot i_{in}} \\ &= \frac{v_{pc}}{v_{in}} \\ &= \frac{v_{in} - v_{out}}{v_{in}} \\ &= 1 - \frac{v_{out}}{v_{in}}\end{aligned}\quad (3.30)$$

Finalmente en función de la eficiencia del convertidor y de la ganancia de tensión el ratio de parcialidad se define como:

$$K = 1 - G_v. \quad (3.31)$$

Además se calcula la eficiencia como sigue:

$$\begin{aligned}\eta_{dc} &= \frac{v_{out} \cdot i_{out}}{v_{in} \cdot i_{in}} \\ \eta_{dc} &= \frac{v_{out} \cdot (i_{in} + i_{pc})}{v_{in} \cdot i_{in}} \\ \eta_{dc} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} + \frac{v_{out} \cdot i_{pc}}{v_{in} \cdot i_{in}} \\ \eta_{dc} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} + \frac{v_{out} \cdot i_{pc}}{v_{pc} \cdot i_{in}} \left(\frac{v_{in} - v_{out}}{v_{in}} \right).\end{aligned}\quad (3.32)$$

Con lo anterior se puede expresar la eficiencia de la configuración como:

$$\eta_{dc} = G_v + \eta_{fp} \cdot (1 - G_v) \quad (3.33)$$

o como en la definición original;

$$\eta_{dc} = 1 - K \cdot (1 - \eta_{fp}) \quad (3.34)$$

IPOS reductor

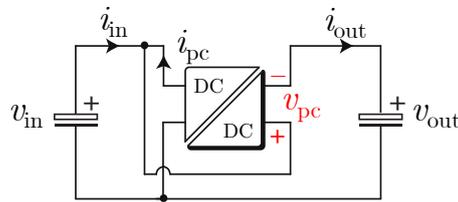


Figura 3.7: Configuración IPOS reductor.

En esta topología las relaciones de las tensiones y corrientes corresponden a:

$$v_{in} - v_{pc} = v_{out} \quad (3.35)$$

$$i_{in} = i_{out} - i_{pc}. \quad (3.36)$$

La eficiencia del convertidor según el conexionado de esta configuración se define como:

$$\eta_{fp} = \frac{v_{in} \cdot i_{pc}}{v_{pc} \cdot i_{out}} \quad (3.37)$$

El ratio de parcialidad para esta topología se calcula como:

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{v_{pc} \cdot i_{out}}{v_{in} \cdot i_{in}} \\
 K &= \frac{v_{pc}}{v_{in} \cdot \left(\frac{i_{out} - i_{pc}}{i_{out}} \right)} \\
 K &= \frac{v_{in} - v_{out}}{v_{in} \cdot \left(1 - \frac{i_{pc}}{i_{out}} \right)} \\
 K &= \frac{\frac{v_{in} - v_{out}}{v_{in}}}{v_{in} \cdot \left(1 - \frac{i_{pc}}{i_{out}} \right)} \quad (3.38) \\
 K &= \frac{\frac{v_{in} - v_{out}}{v_{in}}}{1 - \frac{i_{pc}}{i_{out}} \cdot \frac{v_{in} \cdot (v_{in} - v_{out})}{(v_{in} - v_{out}) \cdot v_{in}}} \\
 K &= \frac{1 - \frac{v_{out}}{v_{in}}}{1 - \frac{v_{in} \cdot i_{pc}}{v_{pc} \cdot i_{out}} \cdot \left(1 - \frac{v_{out}}{v_{in}} \right)}.
 \end{aligned}$$

Finalmente en función de la eficiencia del convertidor y de la ganancia de tensión el ratio de parcialidad se define como:

$$K = \frac{1 - G_v}{1 - \eta_{fp}(1 - G_v)}. \quad (3.39)$$

Además se calcula la eficiencia como sigue:

$$\begin{aligned}
 \eta_{dc} &= \frac{v_{out} \cdot i_{out}}{v_{in} \cdot i_{in}} \\
 \eta_{dc} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{i_{out}}{i_{in}} \quad (3.40) \\
 \eta_{dc} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{v_{in} \cdot i_{pc}}{v_{pc} \cdot i_{out}} \cdot \left(1 - \frac{v_{out}}{v_{in}} \right)}.
 \end{aligned}$$

Con lo anterior se puede expresar la eficiencia de la configuración como:

$$\eta_{dc} = G_v \cdot \frac{1}{1 - \eta_{fp}(1 - G_v)} \quad (3.41)$$

o;

$$\eta_{dc} = K \cdot \frac{G_v}{1 - G_v}. \quad (3.42)$$

ISOP elevador

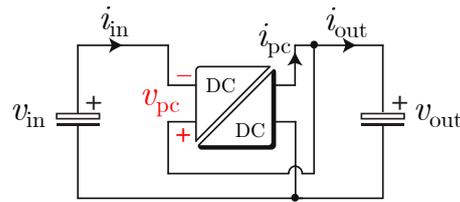


Figura 3.8: Configuración ISOP elevador.

En esta topología las relaciones de las tensiones y corrientes corresponden a:

$$v_{in} = v_{out} - v_{pc} \quad (3.43)$$

$$i_{in} - i_{pc} = i_{out}. \quad (3.44)$$

La eficiencia del convertidor según el conexionado de esta configuración se define como:

$$\eta_{fp} = \frac{v_{pc} \cdot i_{in}}{v_{out} \cdot i_{pc}} \quad (3.45)$$

El ratio de parcialidad para esta topología se calcula como:

$$\begin{aligned} K &= \frac{v_{out} \cdot i_{pc}}{v_{in} \cdot i_{in}} \\ K &= \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{i_{pc}}{i_{in}} \\ K &= \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{v_{pc}}{v_{out}} \cdot \frac{1}{\eta_{fp}} \\ K &= \frac{v_{out} - v_{in}}{v_{in}} \cdot \frac{1}{\eta_{fp}}. \end{aligned} \quad (3.46)$$

Finalmente en función de la eficiencia del convertidor y de la ganancia de tensión el ratio de parcialidad se define como:

$$K = (G_v - 1) \cdot \frac{1}{\eta_{fp}}. \quad (3.47)$$

Además se calcula la eficiencia como sigue:

$$\begin{aligned} \eta_{dc} &= \frac{v_{out} \cdot i_{out}}{v_{in} \cdot i_{in}} \\ \eta_{dc} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{i_{in} - i_{pc}}{i_{in}} \\ \eta_{dc} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \left(1 - \frac{i_{pc}}{i_{in}}\right) \\ \eta_{dc} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \left(1 - K \frac{v_{in}}{v_{out}}\right) \\ \eta_{dc} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} - K. \end{aligned} \quad (3.48)$$

Con lo anterior se puede expresar la eficiencia de la configuración como:

$$\eta_{dc} = G_v - K \quad (3.49)$$

o;

$$\eta_{dc} = G_v - \frac{1}{\eta_{fp}} \cdot (G_v - 1). \quad (3.50)$$

3.3 DUAL-ACTIVE-BRIDGE EN S-PPC

En la literatura se proponen diversos convertidores dc-dc bidireccionales aislados. De ellos uno de los que más dispositivos semiconductores lleva corresponde al **DAB**. Este convertidor consiste en dos puentes H interconectados mediante un inductor y un transformador de alta frecuencia. El aumento en los semiconductores que representa respecto a otras topologías implica un aumento en las pérdidas que es bien corregido dado el avance de las tecnologías semiconductoras. Además, este aumento en semiconductores supone un aumento en la capacidad de transmisión de potencia, asumiendo semiconductores nominalmente iguales en las diferentes topologías, lo cual representa una ventaja en construcción. Por otro lado en comparación a algunas topologías con menos switches la frecuencia pulsada de la salida es el doble, por lo cual los filtros requeridos son más pequeños[40].

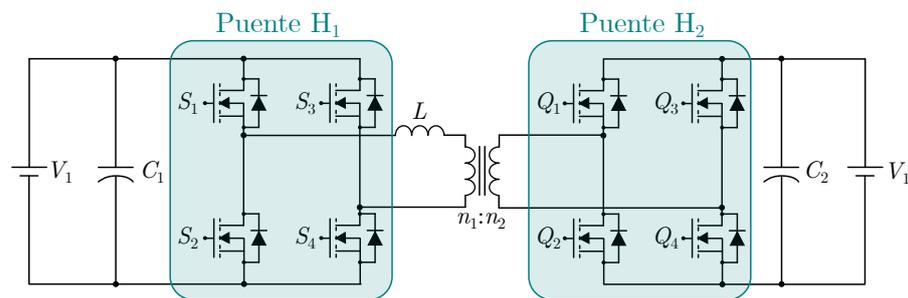


Figura 3.9: Topología DAB tradicional.

Una particularidad de este convertidor es que puede ser operado con diferentes esquemas de control y modulación. La figura 3.10 muestra un resumen de ellas y a continuación se enumeran algunas características[40]:

- **Single-Phase-Shifted (SPS):** Corresponde a la estrategia más simple y utilizada para el control de un **DAB**. Las señales de disparo son de 50% de ciclo de trabajo y están desfasadas por una razón de desplazamiento (o ángulo) D entre puentes, la cual es controlada, y con esta controlar la dirección y magnitud del flujo de potencia. Algunas ventajas de esta modulación corresponden a baja inercia, simplicidad para realizar soft-switching, entre otras. Sin embargo, es la modulación que más corrientes circulantes produce y, por tanto, mayores pérdidas.
- **Extended-Phase-Shift (EPS):** Corresponde a un método **SPS** mejorado en el cual además de la razón de desplazamiento entre puentes hay una razón de desplazamiento adicional entre los pares cruzados de switches del primario del transformador (referente a la dirección del flujo de potencia), produciendo un voltaje de tres niveles en sus terminales. Debido al nivel cero de voltaje producido **SPS** se disminuye la potencia circulante. Además esta modulación mejora la eficiencia, amplía el rango de operación para zero-voltage-switching y reduce el estrés de corriente.
- **Dual-Phase-Shift (DPS):** Similar **EPS** mantiene dos razones de desplazamiento, pero en este caso la razón de desplazamiento de los pares de switches cruzados se replica en ambos puentes generando de igual modo voltajes de tres niveles en los devanados del transformador. En contraste a **EPS** es más fácil de implementar, puede tener un

mejor comportamiento dinámico y se minimiza la capacitancia de salida. Según algunas condiciones de operación dadas puede tener otras mejoras respecto a otras modulaciones.

- **Triple-Phase-Shift (TPS):** Similar a DPS, pero con razones de desplazamiento independientes para cada par de switches cruzados. SPS, EPS y DPS se pueden interpretar como casos especiales de TPS. Su implementación es más compleja pero también puede presentar eficiencias mayores al minimizar pérdidas de manera más focalizada según la estrategia de control adoptada, puede aumentar el rango de ZVS y aumentar el rango de soft-switching a condiciones sin carga.

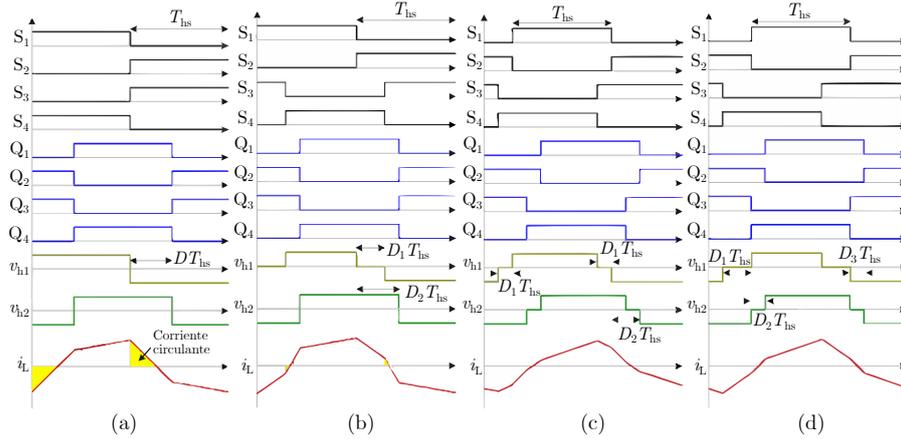


Figura 3.10: (a) Modulación SPS. (b) Modulación EPS. (c) Modulación DPS. (d) Modulación TPS.

3.3.1 Operación en estado estacionario de Single-Phase-Shift DAB

En la figura 3.11 se observa la configuración parcial basada en DAB seleccionada. Esta configuración corresponde a S-PPC IPOS elevador en dirección hacia el SC/inversor y S-PPC ISOP reductor en dirección hacia la batería, denominados modo b2sc y modo sc2b respectivamente en adelante. La modulación SPS es la que, por simplicidad, se utiliza en este trabajo y no presenta mayores diferencias en las formas de onda producidas en el convertidor respecto a la operación de un DAB tradicional

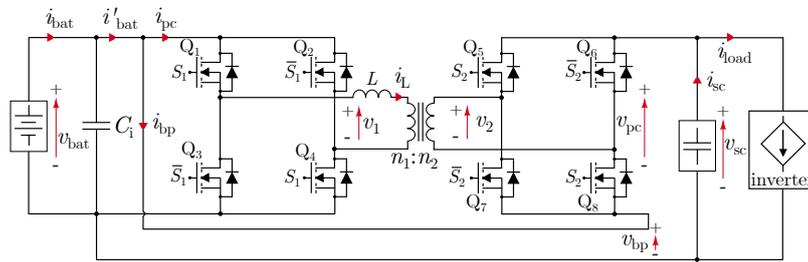


Figura 3.11: Configuración de potencia parcial bidireccional basada en DAB seleccionada. IPOS elevador desde la batería e ISOP reductor desde la carga/SC.

La figura 3.12 muestra las formas de ondas producidas en operación de alta carga del configuración, sin embargo el análisis algebraico es extensible

Variable	Description
$n_1 : n_2$	Relación de vueltas del transformador
f_s	Frecuencia de conmutación de los semiconductores
$T_s = 1/f_s$	Periodo de conmutación
$D = 2 \cdot t_{on}/T_s$	Desplazamiento de fase entre puentes
v_{bat}	Voltaje en el lado de la batería
v_{pc}	Voltaje del convertidor en el lado del SC
v_{sc}	Voltaje en el lado del SC
i_L	Corriente del inductor

Tabla 3.1: Variables para análisis SPS

a las demás condiciones de operación del convertidor. Cabe destacar que el análisis presentado desprecia el efecto producido por los tiempos muertos necesarios para los switches, por la resistencia interna del transformador y pérdidas en los semiconductores, por tanto presenta la operación ideal del convertidor. Además se representa la operación hacia el inversor (modo b2sc).

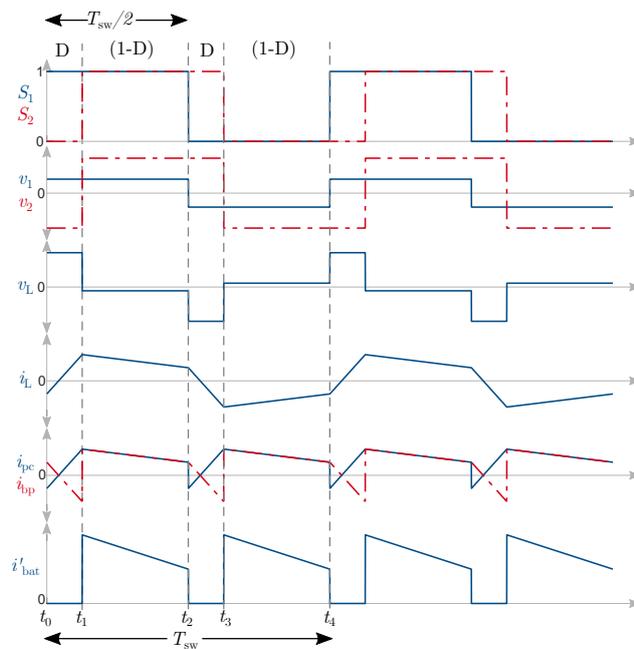
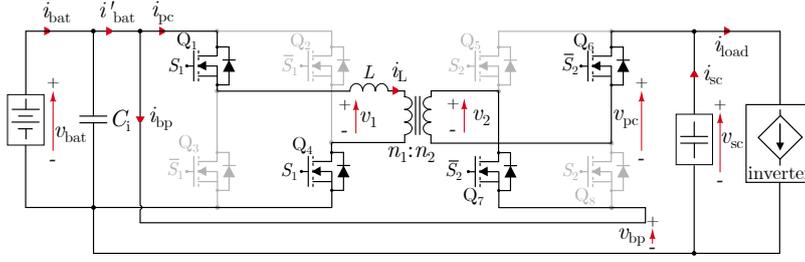


Figura 3.12: Formas de onda SPS DAB S-PPC

En el siguiente análisis se utilizan las variables descritas en la tabla 3.1 y en las figuras 3.11 y 3.12.

Segmento $[t_0:t_1]$

En este segmento son accionados los transistores Q_1 y Q_4 mediante una señal con valor alto S_1 en el primario mientras que en el secundario son disparados Q_6 y Q_7 mediante un valor bajo de S_2 . En condiciones de carga alta este segmento comienza con una corriente negativa en el inductor, lo que provoca que sean los diodos de Q_6 y Q_7 los que se encuentran condu-

Figura 3.13: Circuito en segmento $[t_0:t_1]$.

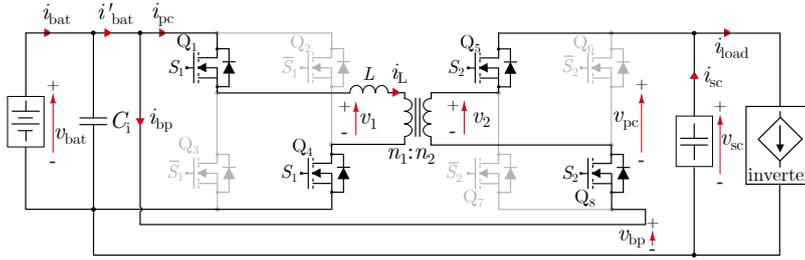
ciendo inicialmente en freewheeling para luego, al invertir el sentido de la corriente operar con los transistores propiamente tal[41]. El incremento de corriente del segmento está modelado por:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} \left(v_{bat} + \frac{n_1}{n_2} v_{pc} \right) \\ \Delta i_L &= \frac{DT_s}{2L} \left(v_{bat} + \frac{n_1}{n_2} v_{pc} \right) \end{aligned} \quad (3.51)$$

y por lo tanto:

$$i_L(t_1) = i_L(t_0) + \frac{DT_s}{2L} \left(v_{bat} + \frac{n_1}{n_2} v_{pc} \right) \quad (3.52)$$

Segmento $[t_1:t_2]$

Figura 3.14: Circuito en segmento $[t_1:t_2]$.

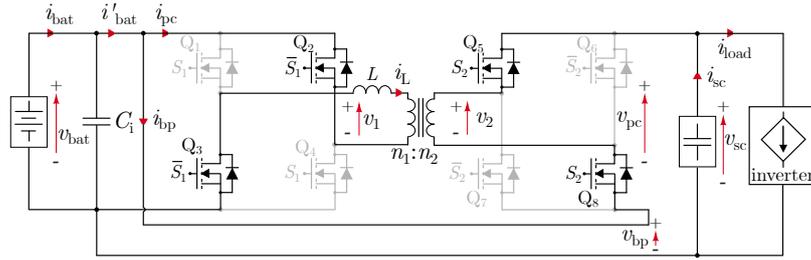
En este segmento son accionados los transistores Q_1 y Q_4 mediante una señal con valor alto S_1 en el primario mientras que en el secundario son disparados Q_5 y Q_8 mediante un valor alto de S_2 (apagando Q_4 y Q_6). En condiciones de carga baja este segmento termina con una corriente negativa en el inductor, lo que provoca que los diodos de Q_1 y Q_4 pasen a conducir en freewheeling hacia el final del segmento[41]. La variación de corriente del segmento está modelada por:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} \left(v_{bat} - \frac{n_1}{n_2} v_{pc} \right) \\ \Delta i_L &= \frac{(1-D)T_s}{2L} \left(v_{bat} - \frac{n_1}{n_2} v_{pc} \right) \end{aligned} \quad (3.53)$$

y por lo tanto:

$$i_L(t_2) = i_L(t_1) + \frac{(1-D)T_s}{2L} \left(v_{bat} - \frac{n_1}{n_2} v_{pc} \right) \quad (3.54)$$

El comportamiento de los otros dos segmentos de tiempo es similar debido a la simetría de la operación del convertidor en el transformador.

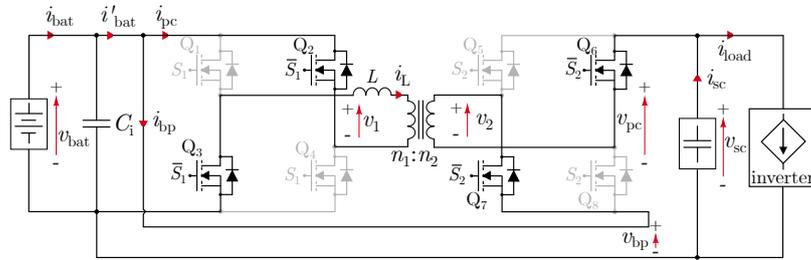
Segmento $[t_2:t_3]$ Figura 3.15: Circuito en segmento $[t_2:t_3]$.

En este segmento son accionados los transistores Q_2 y Q_3 mediante una señal con valor bajo S_1 en el primario mientras que en el secundario son disparados Q_5 y Q_8 mediante un valor alto de S_2 . De manera similar al primer segmento en condiciones de carga alta este segmento comienza con una corriente positiva en el inductor, lo que provoca que sean los diodos de Q_5 y Q_8 los que se encuentren conduciendo inicialmente para luego, al invertir el sentido de la corriente operar con los transistores propiamente tal. La variación de corriente del segmento está modelada por:

$$\Delta i_L = -\frac{DT_s}{2L} \left(v_{bat} + \frac{n_1}{n_2} v_{pc} \right) \quad (3.55)$$

y por lo tanto:

$$i_L(t_3) = i_s(t_2) - \frac{DT_s}{2L} \left(v_{bat} + \frac{n_1}{n_2} v_{pc} \right) \quad (3.56)$$

Segmento $[t_3:t_4]$ Figura 3.16: Circuito en segmento $[t_3:t_4]$.

En este segmento son accionados los transistores Q_2 y Q_3 mediante una señal S_1 de valor bajo en el primario mientras que en el secundario son disparados Q_6 y Q_7 mediante un valor bajo en S_2 . En condiciones de carga baja este segmento termina con una corriente positiva en el inductor, lo que provoca que los diodos de Q_2 y Q_3 pasen a conducir en freewheeling hacia el final del segmento. La variación de corriente del segmento está modelada por:

$$\Delta i_L = \frac{(1-D)T_s}{2L} \left(-v_{bat} - \frac{n_1}{n_2} v_{pc} \right) \quad (3.57)$$

y por lo tanto:

$$i_L(t_4) = i_L(t_0) = i_L(t_3) + \frac{(1-D)T_s}{2L} \left(-v_{bat} - \frac{n_1}{n_2} v_{pc} \right) \quad (3.58)$$

Debido a la simetría de la corriente por el inductor $i_L(t_2) = -i_L(t_0)$, entonces de (3.52) y (3.54) se pueden obtener directamente los puntos de inflexión de la corriente.

$$i_L(t_0) = \frac{1}{4f_s L} \left((1-2D) \frac{n_1}{n_2} v_{pc} - v_{bat} \right) \quad (3.59)$$

$$i_L(t_1) = \frac{1}{4f_s L} \left(\frac{n_1}{n_2} v_{pc} - (1-2D)v_{bat} \right) \quad (3.60)$$

Existe una particularidad en el análisis anterior y es cuando $i_L(t_0) = 0$. De (3.59):

$$v_{pc} = \frac{1}{1-2D} \frac{n_2}{n_1} v_{in} \quad (3.61)$$

esta expresión indicaría que para $D = 0,5$ v_{pc} podría ser indefinida, pero mediante (3.59) se puede obtener que para $D = 0,5$ la corriente del inductor en t_0 es $i_L(t_0) = -v_{bat}/(4f_s L)$. Por lo anterior, la corriente inicial nunca será 0 para $D = 0,5$ no produciéndose esta condición de frontera para esa razón de desplazamiento[41].

3.3.2 Características de salida SPS DAB

A partir de la figura 3.12 y los puntos de inflexión encontrados para la corriente del inductor es posible encontrar las relaciones para la corriente de entrada y salida, y además caracterizar los voltajes producidos en la correspondiente salida del convertidor. El análisis considera medio periodo y los valores promedios de cada forma de onda producida.

La corriente de entrada al convertidor:

$$\begin{aligned} \overline{i_{pc}} &= \frac{1}{2 \cdot T_s/2} [(i_L(t_0) + i_L(t_1)) \cdot DT_s/2 + (i_L(t_1) - i_L(t_0)) \cdot (1-D)T_s/2] \\ \overline{i_{pc}} &= \frac{1}{2f_s L} \frac{n_1}{n_2} D(1-D)v_{pc} \end{aligned} \quad (3.62)$$

De manera similar para la corriente de salida del convertidor:

$$\begin{aligned} \overline{i_{bp}} &= \frac{1}{2 \cdot T_s/2} \frac{n_1}{n_2} [(i_L(t_1) - i_L(t_0)) \cdot (1-D)T_s/2 + (-i_L(t_0) - i_L(t_1)) \cdot DT_s/2] \\ \overline{i_{bp}} &= \frac{1}{2f_s L} \frac{n_1}{n_2} D(1-D)v_{bat} \end{aligned} \quad (3.63)$$

Por lo cual debido a la configuración parcial:

$$\begin{aligned} \overline{i_{bat}} &= \overline{i_{pc}} + \overline{i_{bp}} \\ \overline{i_{bat}} &= \frac{1}{2f_s L} \frac{n_1}{n_2} D(1-D)(v_{pc} + v_{bat}) \\ \overline{i_{bat}} &= \frac{1}{2f_s L} \frac{n_1}{n_2} D(1-D)v_{sc} \end{aligned} \quad (3.64)$$

De (3.62) es posible encontrar una expresión para la potencia procesada por el convertidor:

$$\begin{aligned} P_{pc} &= v_{bat} \cdot \overline{i_{pc}} \\ P_{pc} &= \frac{1}{2f_s L} \frac{n_1}{n_2} D(1-D)v_{pc}v_{bat}. \end{aligned} \quad (3.65)$$

Debido a que las pérdidas del transformador y los semiconductores son despreciadas es posible obtener la misma expresión a partir de (3.63). De manera similar se puede encontrar la potencia con la que se alimenta la configuración mediante (3.64):

$$P_{\text{bat}} = v_{\text{bat}} \cdot \overline{i_{\text{bat}}}$$

$$P_{\text{bat}} = \frac{1}{2f_s L} \frac{n_1}{n_2} D(1-D)v_{\text{sc}}v_{\text{bat}}. \quad (3.66)$$

3.3.3 Flujo inverso de potencia

El flujo de potencia es revertido (modo sc2b) cuando el voltaje del devanado secundario adelanta en fase al voltaje del devanado primario generando una razón de desplazamiento opuesta al caso anterior. Realizando un análisis equivalente al caso anterior y las formas de onda de esta situación se presentan en la figura 3.17.

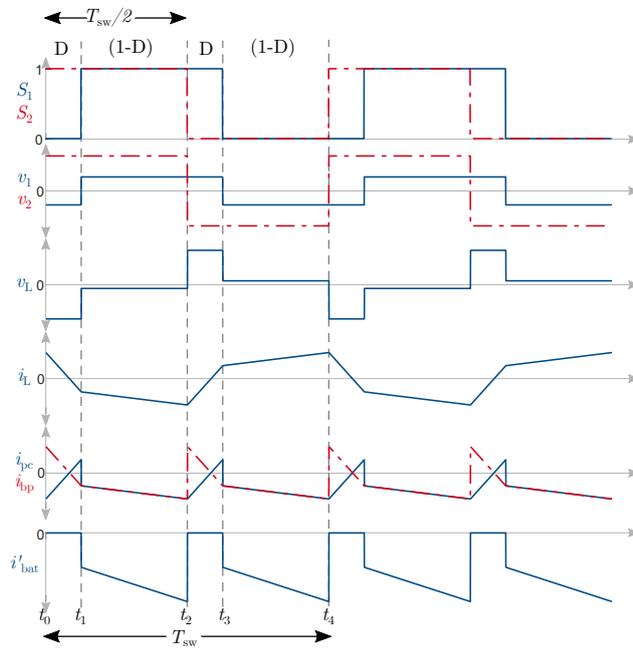


Figura 3.17: Formas de onda SPS DAB S-PPC en modo sc2b

Conservando la dirección y los nombres de las variables se obtienen las siguientes relaciones para este caso:

$$\overline{i_{\text{pc}}} = -\frac{1}{2f_s L} \frac{n_1}{n_2} D(1-D)v_{\text{pc}} \quad (3.67)$$

$$\overline{i_{\text{bp}}} = -\frac{1}{2f_s L} \frac{n_1}{n_2} D(1-D)v_{\text{bat}} \quad (3.68)$$

$$\overline{i_{\text{bat}}} = -\frac{1}{2f_s L} \frac{n_1}{n_2} D(1-D)v_{\text{sc}} \quad (3.69)$$

Se puede notar que las expresiones son idénticas con diferencia del signo y D, que en este caso corresponde al desplazamiento de fase entre puentes con el secundario adelantado. Pasa lo mismo con las expresiones de potencia.

3.3.4 Características de parcialidad

La tabla 3.2 resume ecuaciones para la ganancia de voltaje (G_v), razón de potencia parcial (K), eficiencia PPC (η) y eficiencia del DAB (η_{dab}) para ambos modos de operación, i.e. IPOS elevador batería a SC (modo b2sc) e ISOP reductor SC a batería (modo sc2b). Los sub-índices $_{b2sc}$ y $_{sc2b}$ identifican respectivamente los modos de operación (modo b2sc o modo sc2b) en las variables ya mencionadas.

Tabla 3.2: Ecuaciones de parcialidad

Modo b2sc (IPOS elevador)	Modo sc2b (ISOP reductor)
Ganancia de voltaje	
$G_{v \text{ b2sc}} = \frac{v_{sc}}{v_{bat}}$	$G_{v \text{ sc2b}} = \frac{v_{bat}}{v_{sc}}$
Eficiencia del convertidor (DAB)	
$\eta_{dab \text{ b2sc}} = \frac{v_{pc} \cdot i_{bp}}{v_{bat} \cdot i_{pc}}$	$\eta_{dab \text{ sc2b}} = \frac{v_{bat} \cdot i_{pc}}{v_{pc} \cdot i_{bp}}$
Razón de potencia parcial	
$K_{b2sc} = \frac{G_{v \text{ b2sc}} - 1}{G_{v \text{ b2sc}} + (\eta_{dab \text{ b2sc}} - 1)}$	$K_{sc2b} = 1 - G_{v \text{ sc2b}}$
Eficiencia de la configuración (S-PPC)	
$\eta_{b2sc} = G_{b2sc} \cdot (1 - K_{b2sc})$	$\eta_{sc2b} = G_{v \text{ sc2b}} + \eta_{dab \text{ sc2b}} \cdot (1 - G_{v \text{ sc2b}})$
o;	o;
$\eta_{b2sc} = \frac{G_{v \text{ b2sc}} \cdot \eta_{dab \text{ b2sc}}}{G_{v \text{ b2sc}} + (\eta_{dab \text{ b2sc}} - 1)}$	$\eta_{sc2b} = 1 - K_{sc2b} \cdot (1 - \eta_{dab \text{ sc2b}})$

Para administrar el flujo de potencia del sistema propuesto se utiliza el esquema de control expuesto en la figura 4.2. Este esquema está compuesto de dos partes principales, un Energy Management System (EMS) y una estructura de control en cascada. El EMS determina si el inversor está regenerando o consumiendo potencia basado en i_{load} y según eso modifica el estado de S_{sw} entre los lazos del modo sc2b o b2sc según corresponda. El esquema de control en cascada se compone de un lazo interno que permite controlar la corriente de la batería (i_{bat}) mientras que un lazo externo controla el voltaje de la batería (v_{bat}) o el voltaje del SC (v_{sc}) dependiendo del modo de operación. La salida del controlador Proporcional-Integral (PI), en el lazo de control interno, corresponde a el desplazamiento de fase d (o phase-shift) entre ambos puentes del DAB. Esta señal va a un modulador de desplazamiento de fase única (SPS) para generar las señales de disparo para los semiconductores (S_1, S_2).

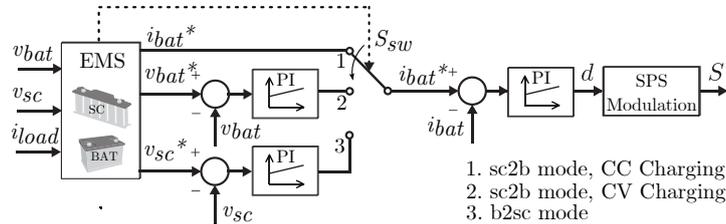


Figura 4.1: Esquema de control a lazo cerrado propuesto.

4.1 ESTRATEGIA DE CARGA PARA BANCO DE BATERÍAS

Uno de los principales inconvenientes de las baterías de iones de litio (Li-Ion) es que son afectadas fácilmente por los altos ratios de corriente de carga o descarga a los que pueden ser expuestos reduciendo así su vida útil [42]. Es por esto que muchas estrategias de carga han sido desarrolladas de manera de evitar estos comportamientos durante los periodos de carga.

La estrategia más popular corresponde a CCCV (corriente-constante voltaje-constante). Esta estrategia consiste en cargar la batería a una razón de corriente constante (Constant Current (CC)) para luego en un punto determinado, ya sea siguiendo las indicaciones del fabricante o un punto conveniente

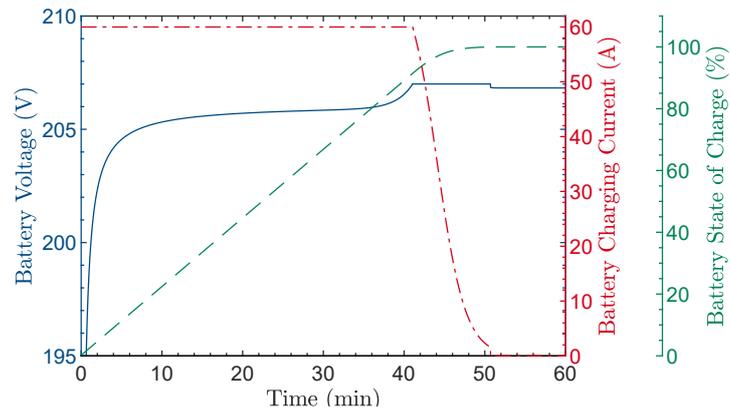


Figura 4.2: Estado de carga de la batería: curvas características.

previamente seleccionado (respecto a los máximos nominales), pasar a razón de voltaje constante (Constant Voltage (CV)). La transición entre CC y CV puede depender del SoC de la batería, pero en estricto rigor debe producirse cuando la referencia de corriente sea igual a la producida por el controlador de voltaje produciendo una transición suave.

Existen muchas variaciones a la estrategia CCCV que añaden etapas CC o CV y otras estrategias diferentes que trabajan con niveles de carga pulsados, los cuales corresponden a perfiles de carga pasivos [43]. Además existen otras estructuras de carga denominadas activas, las cuales suponen la estimación del estado de la batería.

En esta tesis el foco está en el HESS y el rendimiento de la topología de convertidor, por lo tanto, y por simplicidad, el esquema de carga seleccionado corresponde a CCCV. La figura 4.2 muestra una curva CCCV clásica realizada bajo simulación. Las condiciones de operación para CCCV (referencias CC, CV y corriente de corte) están basadas en las del fabricante.

4.2 ESQUEMA DE CONTROL Y MODOS DE OPERACIÓN

El sistema de administración de energía es el algoritmo encargado de determinar en que modo de operación debe operar el convertidor según determinados comportamientos de las variables v_{bat} , v_{sc} e i_{load} (corriente de alimentación al inversor) actuando sobre el interruptor S_{sw} representado en la figura . La dirección que adopte i_{load} es el criterio de decisión para cambiar entre los modos sc2b y b2sc, explicados en esta sección, mientras que las variables de tensión sirven para tomar otro tipo de decisiones dentro de los modos de operación.

El esquema de control adoptado variará según el modo de operación que determine el EMS, pero para abordar las necesidades del sistema se cuenta con un controlador de corriente de batería en cualquier modo de operación, necesario para evitar ratios de carga o descarga muy altos en ella. Dependiendo del modo de operación y el resto de las condiciones de operación del sistema se añadirá un lazo de control de voltaje externo, adoptando así un esquema de control en cascada.

4.2.1 Modo sc2b (ISOP reductor)

Este modo de operación se habilita cuando el sentido de i_{load} es negativo, es decir, cuando el accionamiento está regenerando energía a partir del frenado y el inversor le entrega corriente al circuito. El funcionamiento de este modo corresponde inherentemente a un perfil de carga CCCV.

El EMS determina las referencias de corriente o de voltaje a utilizar y decide el momento de cambiar desde el modo CC al modo CV basado en las especificaciones de la batería dadas por el fabricante. De manera de asegurar una transición suave entre los modos CC ($S_{sw} = 1$) y CV ($S_{sw} = 2$), esta se realiza cuando la salida del controlador de voltaje tiene el mismo valor que la referencia del modo CC.

Si la potencia suministrada por el inversor supera la potencia o la energía con la que se puede cargar la batería los residuos van a parar al SC de manera pasiva, ya que el controlador de voltaje se encarga de saturar a la máxima corriente de carga que es propicia para la batería en el caso CV o el EMS entrega una referencia adecuada al controlador de corriente en el caso CC. Debido a la energía residual del proceso de carga el voltaje del SC (que además es el enlace dc del inversor) y su energía almacenada aumentará.

4.2.2 Modo b2sc (IPOS elevador)

Este modo de operación se habilita cuando el sentido de i_{load} es positivo, es decir cuando es el HESS el que alimenta al inversor. Este modo siempre funciona con un esquema de control en cascada ($S_{sw} = 3$).

El lazo externo de voltaje (cuando $S_{sw} = 3$) es el responsable de mantener el voltaje del enlace dc (v_{sc}) constante o corrige esta tensión si hay un exceso de energía acumulada en el SC. Además, esto permite al SC mantener su energía constante cuando se manda energía desde la batería al inversor una vez el estado estacionario del voltaje es alcanzado. Además este modo según la referencia de voltaje entregada puede permitir al SC apoyar a la batería cuando la demanda energética sea más alta, en algunos casos de aceleración por ejemplo.

Finalmente, y al igual que en el modo sc2b, el lazo de control interno es utilizado para mantener la corriente de la batería dentro de sus límites de operación.

4.3 CONTROLADORES

Los tres lazos de control expuestos son controlados por reguladores PI. Además adoptan una estructura de anti-enrollamiento y son programados en PLECS.

Los parámetros de estos controladores fueron seleccionados de manera conveniente asegurando una respuesta temporal rápida y con poco sobrepaso ante perturbaciones y cambios de referencia.

4.3.1 Discretización

Para llegar a implementar los controladores es necesario realizar una discretización sobre estos. La discretización adoptada para el mapeo de los controladores al plano Z corresponde a la del retentor de orden cero (Zero-Order

Hold, ZOH) para la frecuencia de muestreo adoptada (f_s). Ello asegura un correcto mapeo de los controladores.

Al aplicar la discretización de los controladores se tiene lo siguiente:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \Rightarrow C[z] = K_p + \frac{(K_i T_s)}{1 - z^{-1}} = \frac{KN0 + KN1z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.1)$$

con:

- K_p : Ganancia proporcional;
- K_i : Ganancia integrativa;
- T_s : Periodo de muestreo ($1/f_s$);
- KNO y $KN1$: Coeficientes polinomiales convenientes.

4.3.2 Anti-enrollamiento

La figura 4.3 muestra el esquema de anti-enrollamiento utilizado para los controladores PI [44].

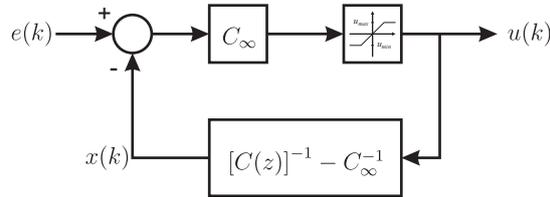


Figura 4.3: Esquema controlador Anti-windup discreto.

De la figura 4.3 y de (4.1) se tiene que:

$$C_\infty = KNO = K_p \quad (4.2)$$

$$[C[z]]^{-1} - C_\infty^{-1} = \frac{-\frac{KN1+KNO}{KNO^2}z^{-1}}{1 + \frac{KN1}{KNO}z^{-1}} = \frac{PIAWU_N1z^{-1}}{1 - PIAWU_D1z^{-1}} \quad (4.3)$$

Finalmente en (4.4) se exponen las expresiones en tiempo discreto obtenidas de lo anterior necesarias para programar el controlador.

$$\begin{aligned} x[k] &= PIAWU_N1 \cdot u[k-1] + PIAWU_D1 \cdot x[k-1] \\ u[k] &= C_\infty(e[k] - x[k]) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Con $e[k]$ siendo el error entre la referencia y la medición.

4.4 MODULACIÓN

En la figura 4.4 se puede observar un diagrama de bloques que representa la modulación SPS previamente discutida en la sección 3.3.1. Las portadoras de encendido y apagado tienen un desplazamiento de $0,5T_s$, lo cual genera el ciclo de trabajo de 0.5 entre las ramas complementarias de cada puente. La señal d corresponde a la salida del controlador de corriente en la figura

4.2 y varía entre -1 y 1 . Esta señal se ajusta con los bloques de ganancia y constante a una señal que varía entre $0,25$ y $0,75$ para desplazar verticalmente las portadoras de encendido y de apagado y así interactuar con los bloques detección de cruce por cero. La detección del cruce por cero manipula los flip-flop produciendo las señales de disparo. Finalmente se retrasa el encendido de las señales S_1 , \bar{S}_1 , S_2 y \bar{S}_2 para generar el tiempo muerto necesario para no generar corto circuitos entre piernas complementarias, debido al recorrido de la corriente.

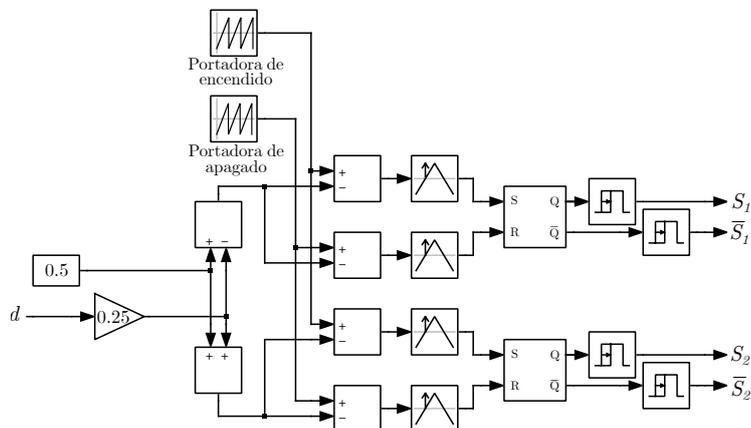


Figura 4.4: Esquema de modulación SPS en bloques [45]

A modo de ejemplo la figura 4.5 expone un ejemplo para $d = 0,25$, en donde el primario adelanta al secundario. Este desplazamiento de fase produce un desplazamiento vertical de $-0,4375$ para el primario y $-0,5625$ para el secundario. Al pasar por los detectores de cruce por cero y finalmente los flip-flops se producen las señales de disparo con el desplazamiento indicado.

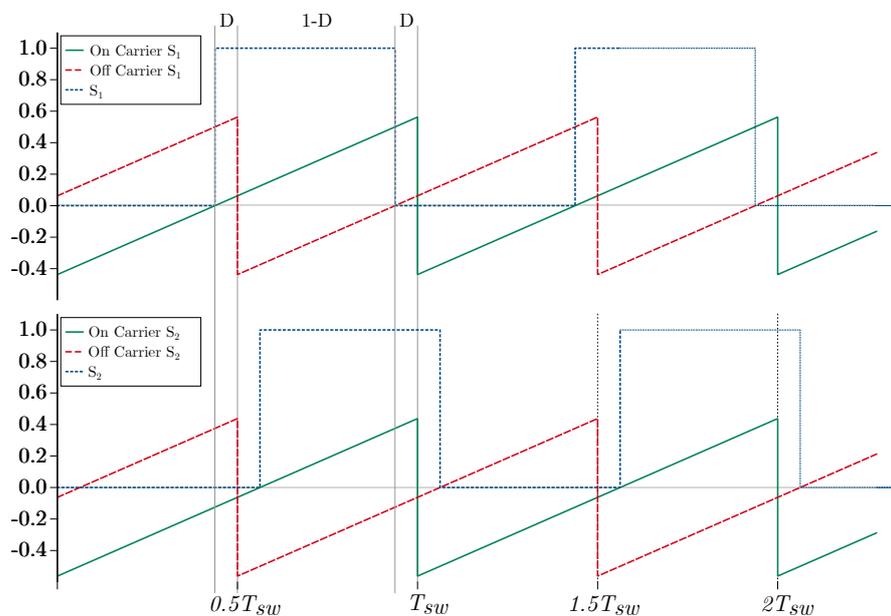


Figura 4.5: Portadoras desplazadas y señales de disparo generadas

Parte II

VALIDACIÓN

Se presentará finalmente el sistema simulado, los resultados obtenidos de estas simulaciones y finalmente las conclusiones respecto del trabajo realizado.

En este capítulo se presentan diversas pruebas de simulación realizadas en PLECS 4.4.3 con el fin de validar aspectos funcionales, dinámicos y de rendimiento de la configuración propuesta.

En primer lugar se muestra el dimensionamiento del sistema y los parámetros con los que se lleva a cabo la simulación. Posteriormente se muestran señales internas del convertidor con el fin de validar su funcionamiento y además su característica de potencia parcial versus la que le es administrada. Además se expone el funcionamiento dinámico del sistema ante perturbaciones características a las que puede enfrentarse un EV. Finalmente se evalúa la eficiencia del convertidor en comparación a un FPC también basado en DAB mediante ciertas variables internas de operación, pérdidas y eficiencia.

5.1 DIMENSIONAMIENTO DEL SISTEMA

Las características, parámetros y componentes del sistema simulado se encuentran listados en la tabla 5.1. En la tabla es posible encontrar los modelos de los dispositivos de almacenamiento utilizados y los parámetros adoptados para los modelos vistos en la sección 2.2.

Tabla 5.1: Parámetros del sistema

Símbolo	Parámetro	Valor (SI)
Parámetros del accionamiento		
P_{load}	Potencia nominal	24 kW
Parámetros del convertidor		
P_c	Potencia activa nominal	12 kW
I_c	Corriente RMS máxima	120 A
C_i	Capacitancia de entrada	3200 μ F
L	Inductor	2,4 μ H
R_L	Resistencia del inductor	1 m Ω
$n_1 : n_2$	Relación de vueltas del transformador	1:1
R_T	Resistencia del transformador	45 m Ω

Símbolo	Parámetro	Valor (SI)
Dispositivos semiconductores		
Q_i	MOSFETS Wolfspeed	C3M0015065K
D_i	Diodos de cuerpo Wolfspeed	C3M0015065D
I_D	Corriente de drain nominal	120 A
i_D	Corriente pulsada de drain nominal	223 A
R_{onS}	Resistencia de encendido del MOSFET	15 m Ω
R_g	Gate resistor	3 Ω
R_{onD}	Resistencia de encendido del Diodo	0,2356 Ω
V_F	Voltaje de encendido	5,1 V
Parámetros del banco de baterías		
Bat. Cell	Batería de Litio LG	LG 18650HG2
V_{bat}	Voltaje nominal del banco	180 V
N_{Cell}	Arreglo de celdas Serie/Paralelo	50/15
$Q_{m\acute{a}x}$	Máxima capacidad de carga	45 Ah
K	Amplitud nominal zona nominal	0,175 V
A	Amplitud nominal zona exponencial	7,5 V
B	Constante temporal zona exponencial	0,5 Ah ⁻¹
E_0	Voltaje nominal interno	199,5 V
R_{b0}	Resistencia interna	0,1 Ω
R_{b1}	Resistencia red RC	0,01 Ω
C_{b1}	Capacitancia interna red RC	1880 F
Parámetros del banco de SC		
SC Cell	Supercapacitor Skeleton	SkelMod 102V88F
V_{sc}	Voltaje nominal del banco	408 V
N_{Cell}	Número de módulos (en serie)	4
C_{sc}	Capacitancia de cada módulo	88 F
R_{dc}	ESR DC del módulo	0,0076 Ω
R_{ac}	ESR AC del módulo	0,0062 Ω
Parámetros de control		
T_s	Periodo de muestreo	25 μ s
f_{sw}	Frecuencia de conmutación	100 kHz
t_d	Tiempo muerto	100 ns

5.2 ANÁLISIS DE LA CONFIGURACIÓN

En esta sección se analizan características de la configuración y el convertidor de manera de comprobar aspectos tanto de la modulación, parcialidad de potencia y eficiencias. La figura 5.1 presenta el esquema de simulación en PLECS adoptado para esta sección. El modelado de pérdidas para el cómputo de las eficiencias se realiza a partir de una aproximación de las pérdidas resistivas del transformador, las pérdidas térmicas de los semiconductores

basadas en los modelos térmicos proporcionados por el fabricante y el modelado de la disipación según un modelo de Cauer (apéndice A).

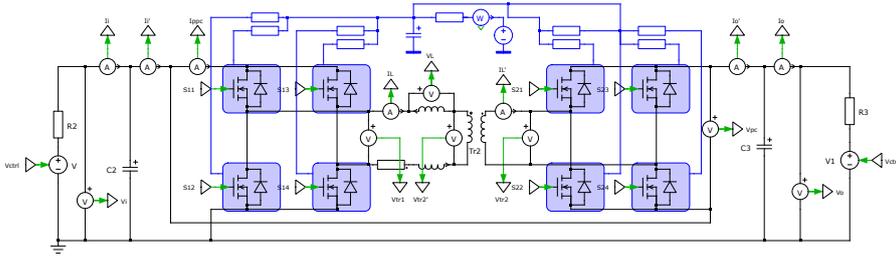


Figura 5.1: Modelado de la configuración en PLECS.

5.2.1 Operación del convertidor en estado estacionario

La figura 5.2 muestra las curvas internas de operación del convertidor DAB en S-PPC en estado estacionario bajo modo batería a SC (b2sc) (matemática-

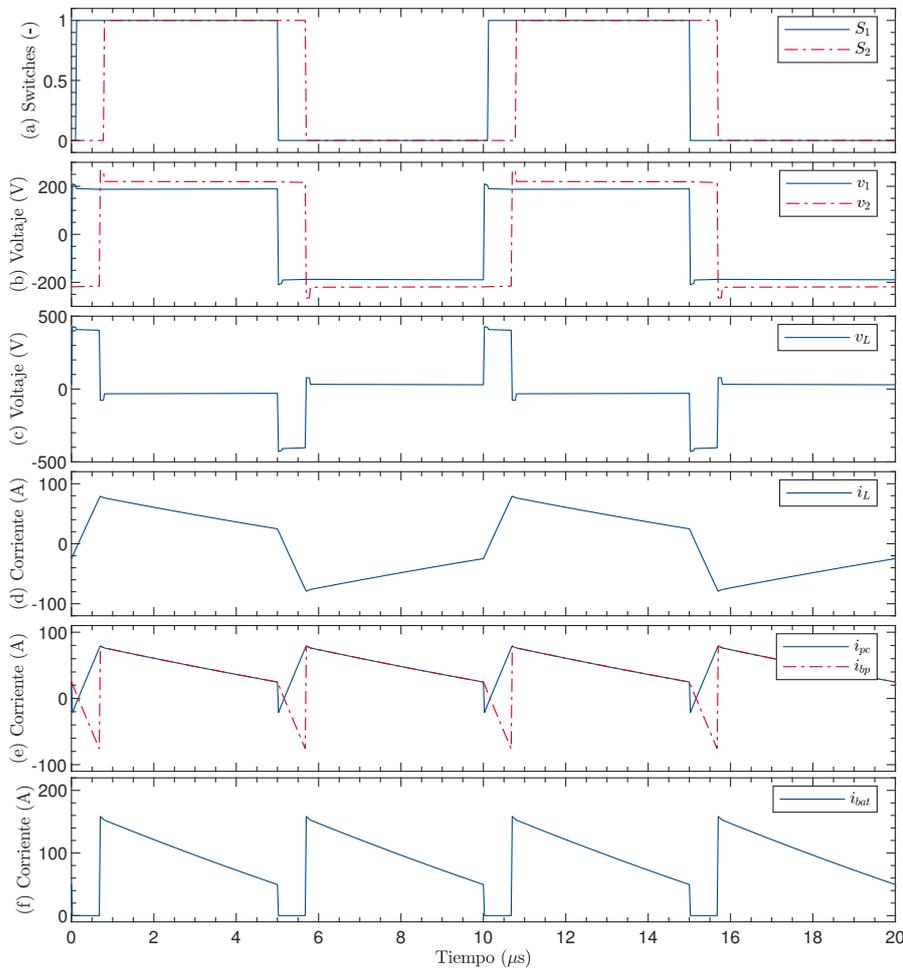


Figura 5.2: Operación en estado estacionario del convertidor DAB S-PPC en modo de operación b2sc. a) Señales de disparo, b) Voltajes del transformador, c) Voltaje en inductor, d) Corriente en inductor, e) Corrientes de entrada y salida del convertidor y f) Corriente de entrada a la configuración.

mente presentada en la sección 3.3.1). Se puede apreciar que las formas de onda producidas por el convertidor son las mismas que se producen en una configuración FPC tradicional [41].

La operación en modo SC a batería (sc2b) es similar a la presentada, pero los switches están desfasados de manera negativa, es decir S_1 está atrasado respecto a S_2 , afectando a todas las curvas de manera equivalente y cambiando la dirección del flujo de potencia.

En la figura 5.2b se observan en primer lugar los voltajes producidos en los devanados del transformador (v_1 y v_2) debido a la conmutación de los semiconductores y teniendo la misma forma de onda que los switches asociados en la figura 5.2a (S_1 y S_2). Debido al tiempo muerto entre los switches se producen unos picos los cuales también se reflejan aún más en la curva en la figura 5.2c, correspondiente al voltaje en el inductor (v_L). En la figura 5.2d se presenta la corriente en el inductor (i_L), en la cual estos peaks producidos por el tiempo muerto no genera mayores diferencias. En la figura 5.2e se presentan las curvas de de corriente entrada y salida del convertidor y finalmente en la figura 5.2f la corriente de entrada a la configuración, que resulta ser suma de las anteriores.

5.2.2 Parcialidad

La figura 5.3 presenta el factor de parcialidad (K), introducido en el capítulo 3. Se presenta sus valores en simulación para diferentes niveles de potencia, operación bidireccional y ganancias de tensión características del sistema diseñado.

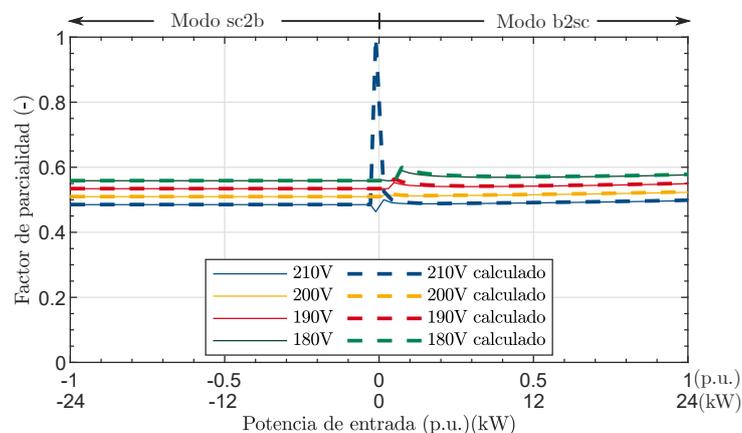


Figura 5.3: Factor de parcialidad del DAB S-PPC bidireccional propuesto a diferentes niveles de voltaje de batería (V_{bat}) y $V_{sc} = 408$ V.

En la figura se observan dos tipos de línea. La línea continua corresponde al cálculo directo del K con su relación $K = P_{dab\ in}/P_{in}$ y una punteada que presenta el cálculo mediante las variables G_v y η_{dab} presentando el contraste con lo indicado en la tabla 3.2 respecto al factor de parcialidad. Es posible notar que en modo sc2b se mantiene constante tal como señala la ecuación correspondiente y que en modo b2sc varía ligeramente, en donde la expresión correspondiente varía con la eficiencia del convertidor.

5.2.3 Eficiencia

La figura 5.4 presenta las eficiencias producidas tanto en el convertidor DAB como en la configuración S-PPC en la que se conecta. Las curvas presentadas varían entre ellas según la ganancia de tensión de la configuración y el nivel de potencia de entrada (según el sentido de flujo). Además se contrastan con lo indicado en la tabla 3.2 respecto a la eficiencia de la configuración basando los cálculos en la medición de las variables correspondientes.

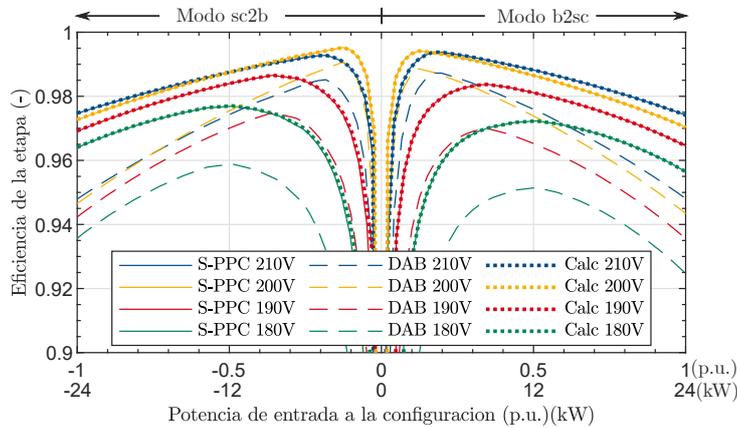


Figura 5.4: Eficiencia de la configuración S-PPC (medida y calculada) y del DAB utilizado a diferentes niveles de potencia, voltaje de batería (V_{bat}) y $V_{sc} = 408$ V.

Las curvas de eficiencia calculadas a partir de lo descrito en la tabla 3.2 aparecen montadas en las de la eficiencia de la configuración, lo que muestra la correcta relación establecida en las ecuaciones de la tabla. Además es posible apreciar que debido a que una porción de la potencia es pasada directamente a la carga se mejora la eficiencia de la etapa dc-dc respecto a la del convertidor DAB hasta aproximadamente un 3 %.

5.3 ANÁLISIS DE EFICIENCIA COMPARATIVO

De modo de validar la ventaja en cuanto a eficiencia que presenta la solución propuesta se establece la comparación con una configuración tradicional. Con el fin de reproducir en trabajo futuro el experimento en un set-up experimental se utilizan dos módulos DAB entrelazados en configuración entrada-paralelo-salida-serie como FPC para las comparativas de análisis de eficiencia (figura 5.5). Los módulos DAB con los que se compone son ambos idénticos al utilizado en la configuración S-PPC propuesta. La figura presenta ambos esquemas a evaluar en esta sección. El método para analizar la

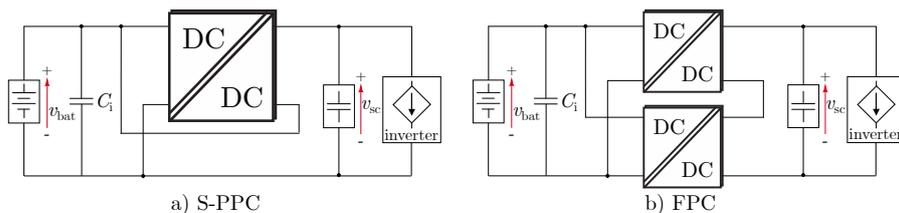


Figura 5.5: Configuraciones bajo análisis

eficiencia toma en cuenta las pérdidas de los semiconductores, los modelos térmicos de la disipación y las pérdidas resistivas del transformador al igual que en la sección 5.2.

5.3.1 Corriente inductor

En cualquier convertidor de potencia la principal fuente de pérdidas son los semiconductores. En general, la corriente del inductor se convierte en un parámetro clave para comparar las eficiencias en el caso de cualquier configuración basada en DAB debido a que las pérdidas de conmutación, conducción y del transformador están inherentemente asociadas con esta. En este caso, a pesar de que el estrés de voltaje y de corriente producidos en los módulos de cada configuración son similares, FPC utiliza dos módulos DAB, por lo cual duplica en pérdidas al S-PPC aproximadamente.

La figura 5.6 muestra la corriente en los inductores del módulo DAB único en el caso S-PPC y de solo uno de los módulos DAB para la versión FPC para ganancias de tensión características y diferentes niveles en el flujo de potencia. Es posible apreciar que en las potencias más bajas la corriente en un módulo del FPC es menor a la mitad de la del módulo DAB del caso S-PPC, pero a medida aumenta la potencia supera rápidamente la mitad de la corriente del caso S-PPC, lo que indica mayores pérdidas.

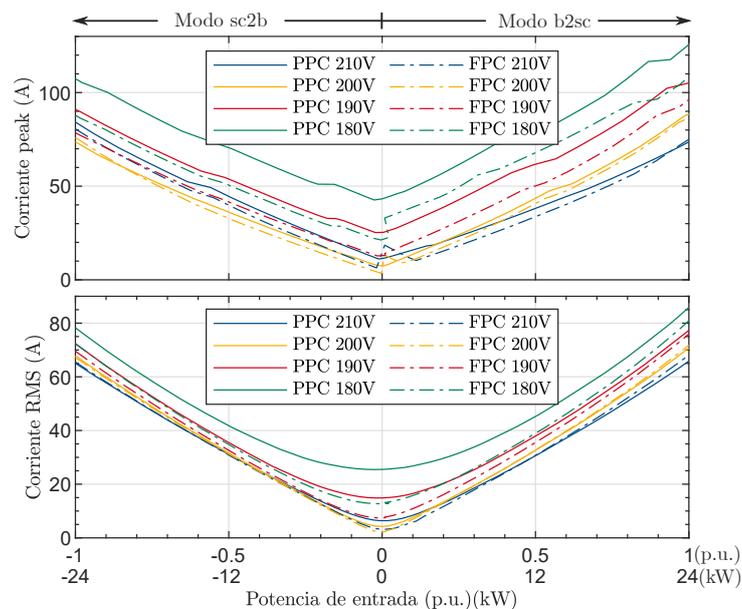


Figura 5.6: Corriente en el inductor (i_L) peak y RMS para distintos niveles de V_{bat} y $V_{sc} = 408$ V. Se grafican los valores para solo un módulo en el caso FPC.

5.3.2 Pérdidas

Las fuentes de pérdidas analizadas para los convertidores expuestos corresponden a las resistivas del transformador y conducción/conmutación de los dispositivos semiconductores.

La figura 5.7 presenta las pérdidas por conmutación en los semiconductores (SL), conducción en los MOSFET (CSL), conducción en los diodos (DCL) y del transformador (TL) para una ganancia en particular ($G_v = 408/200$) y

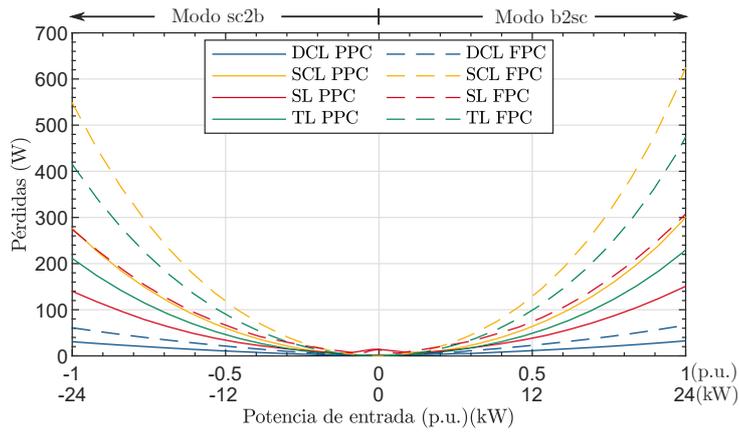


Figura 5.7: Pérdidas de la S-PPC para $V_{bat} = 200$ y $V_{sc} = 408$ V.

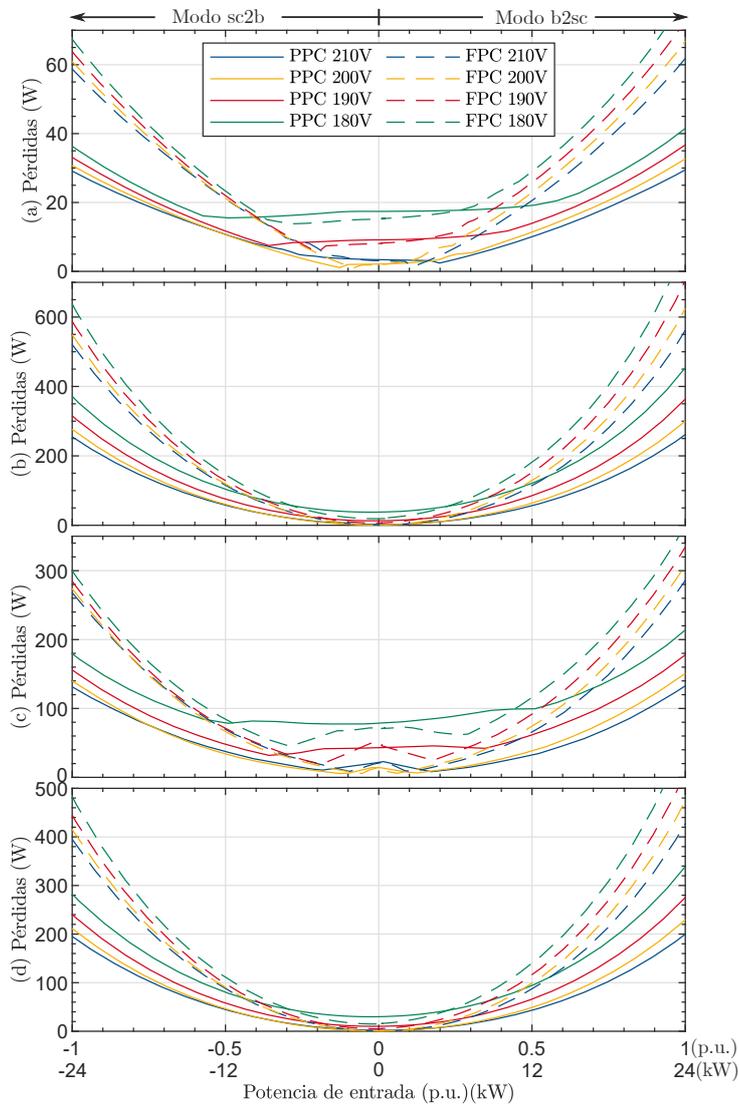


Figura 5.8: Pérdidas de la S-PPC en semiconductores para diferentes V_{bat} y $V_{sc} = 408$ V. a) Conducción del diodo, b) Conducción de los MOSFET, c) Conmutación y d) Transformador.

un rango de potencias. Es posible observar como estas pérdidas se duplican para el caso **FPC** respecto a **S-PPC**.

Se observa que las pérdidas por conducción de los diodos son bastante menores que el resto. Esto principalmente debido a que operan en freewheeling una reducida cantidad de tiempo por efecto de la modulación (sección 3.3.1). Además es posible notar que y que la mayor cantidad de pérdidas corresponde a conducción de los MOSFETS.

La figura 5.8 muestra cada tipo de pérdida de los semiconductores para distintos niveles de potencia de entrada y rangos de elevación. Es posible notar que **FPC** solo posee un poco de ventaja para los rangos de potencia más bajos.

5.3.3 Eficiencia bidireccional

En la figura 5.9 se presenta un resumen comparativo de la eficiencia de conversión en ambos sentidos de flujo de potencia tanto para el **DAB S-PPC** como para el **DAB** entrelazado. Cada curva representa la eficiencia para un diferente voltaje de entrada a un mismo voltaje de salida de 408 V, lo cual implica que en cada curva hay una ganancia de voltaje diferente. Las curvas consideran flujo bidireccional de potencia y por tanto se toman como positivas las potencias en modo **b2sc** y negativas las potencias en modo **sc2b**, aunque este análisis es netamente de la configuración **S-PPC** y no suponen la eficiencia del **HESS** completo.

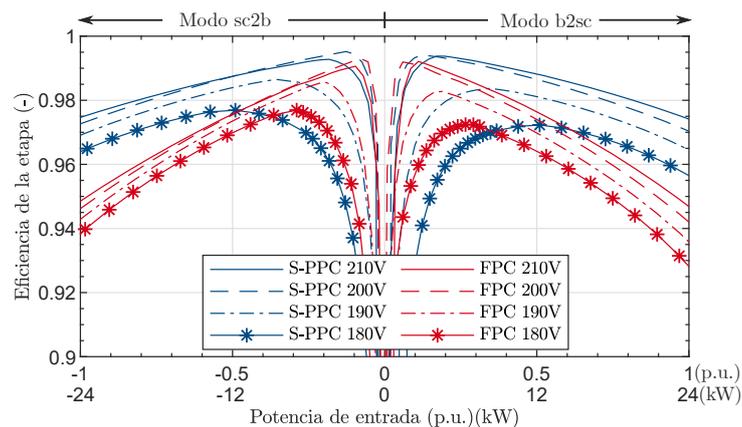


Figura 5.9: Eficiencia de conversión del DAB S-PPC bidireccional propuesto vs DAB FPC a diferentes niveles de voltaje de batería (v_{bat}) y $v_{sc} = 408$ V.

Como se puede apreciar de la figura, la eficiencia del **FPC** es menor que la del **S-PPC** a medida que la potencia, en ambos modos de operación, sube. La curva de eficiencia del **DAB S-PPC** es casi plana y varía aproximadamente entre 96,2% y 99,5% en las zonas de operación en contraste con **FPC** para el cual varían entre 93,8% y 99,3%.

Para entender como se relacionan estas curvas con la operación normal del **HESS** propuesto se deben considerar las características del banco de baterías, expuesto en la tabla 5.1, y la simulación de operación dinámica expuesta en la figura 5.11. En operación dinámica el convertidor opera principalmente entre las curvas **PPC** 200 V y **PPC** 210 V para el modo **sc2b** y en las vecindades de **PPC** 190V para el modo **b2sc**. Las variaciones de la corriente (por efecto de la resistencia interna) y **SoC** de la batería generan las diferencias de voltaje que se reflejan en las curvas de operación dinámica y va

cambiando la razón de conversión en conjunto a los puntos de operación en las curvas de eficiencia. Además, debido a las características del banco de baterías, la curva PPC 180V, por ejemplo, no es alcanzada en modo *sc2b* y en modo *b2sc* es alcanzada, pero para las potencias más altas, que es donde se obtiene mayor ventaja respecto a la configuración FPC. Un efecto similar ocurre con las curvas de 190V y 200V en modo *b2sc*, pero en menor medida.

La eficiencia máxima está dada para $V_{bat} = 210$ V en ambos modos de operación y alcanza 99,52% para $P_{sc} \approx -3$ kW en *sc2b*, en tanto que baja a 99,52% para $P_{sc} \approx 3$ kW en modo *b2sc*. Las curvas de eficiencia del FPC son más asimétricas que en el caso S-PPC y, como S-PPC, tiene sus eficiencias más altas para el modo *sc2b* en contraste con su operación en modo *b2sc*.

5.4 RESPUESTA DINÁMICA DEL SISTEMA

Con el objetivo de validar la funcionalidad y capacidad del HESS con S-PPC basado en DAB en un tren de potencia se realiza una simulación en la que se emulan condiciones de carga dinámicas características en un EV.

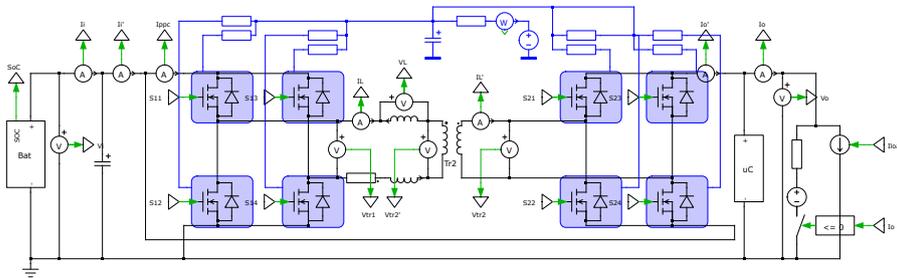


Figura 5.10: Modelado del HESS propuesto para simulación dinámica en PLECS.

La figura 5.11a la corriente de salida hacia el inversor del sistema propuesto (curva roja). Esta corriente de carga impuesta emula las condiciones dinámicas de un inversor típico en un tren de potencia EV. Las acciones de acelerar y frenar implican un mayor torque, y por tanto mayor corriente de alimentación, que la acción de mantener una velocidad constante. El régimen de operación emulado presenta en $t = 0$ s una alta corriente de 55A al inicio, la cual emula la operación de aceleración, para luego pasar en $t = 1,2$ s a una corriente más baja de 20A (velocidad constante), luego en $t = 4,1$ s una corriente de -40A emulando la acción de frenado y finalmente en $t = 5,3$ s volviendo a velocidad constante con 20A. Esta operación dinámica supone que el sistema propuesto funciona la mayor parte de la simulación opera bajo su modo *b2sc*, lo cual es correcto asumir ya que el modo *sc2b* es básicamente un régimen de carga de baterías y para este caso dinámico solo se utiliza al regenerar energía y almacenar parte de ella en la batería.

También en la figura 5.11a se observa la corriente de la batería. En el tramo de aceleración tiene un valor de 110A y en los tramos de velocidad constante a 40A, duplicando la corriente i_{load} impuesta al inversor debido a la relación de transformación de la configuración. En el tramo de frenado existe una corriente limitada a -50A debido a que la saturación de los controladores no permite más de manera de no sobrecargar las baterías. Esto implica que la corriente que pasa por el convertidor al regenerar es menor que i_{load} y que la corriente restante va a parar en forma de energía al SC.

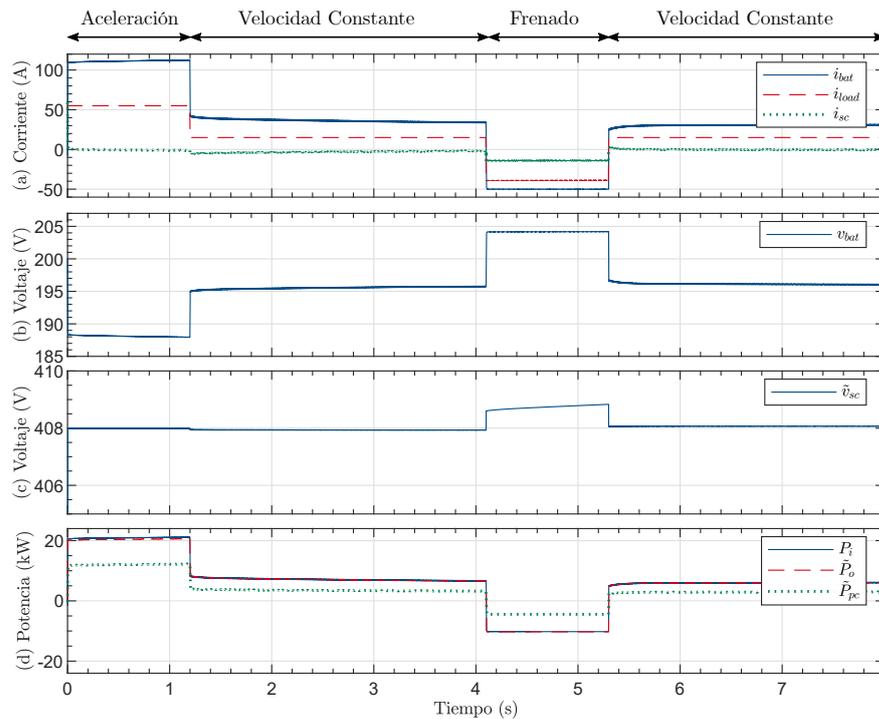


Figura 5.11: Respuesta dinámica bajo condiciones características de carga y torque de accionamiento en tren de potencia EV.

El voltaje del SC (enlace dc) es presentado en la figura 5.11c. Se aprecia que el mayor cambio ocurre en el tramo de frenado/regeneración (modo sc2b), en este tramo el inversor inyecta una potencia mucho más alta que la que puede recibir la batería, por lo cual una corriente residual comienza a cargar SC provocando un alza de voltaje debido a la resistencia interna y dejándolo con mayor energía almacenada al final del tramo, lo cual se refleja en una pequeña alza en la tensión respecto al tramo anterior de velocidad constante.

Debido a la corriente que sale desde la batería en el tramo de aceleración se produce una caída de tensión en la batería (figura 5.11b) menor que a velocidad constante, debido al efecto que produce la resistencia interna y que la corriente que sale de ella es mayor. Del mismo modo en operación de frenado la potencia es entregada desde el inversor al SC y a la batería a través del S-PPC, donde el voltaje aumenta sobre el nivel del voltaje en velocidad constante (la batería se carga).

Finalmente en la figura 5.11d se muestran las potencias en los terminales de la batería, de la carga (SC e inversor) y la procesada por el convertidor. En todos los tramos corresponde a un valor cercano a la mitad del total.

Además en todas las formas de onda se puede observar que la respuesta de los controladores es la apropiada para la aplicación. La respuesta ante cambios de referencia y perturbaciones es rápida y sin mayores sobrepasos.

6.1 RESUMEN Y CONCLUSIONES

En la presente tesis se presentó un HESS para tren de potencia EV con una S-PPC bidireccional basada en un convertidor DAB con modulación SPS. Se verificaron aspectos funcionales de la configuración propuesta a partir de análisis en simulación en el dominio del tiempo y cálculos de eficiencia a partir de modelos térmicos precisos del convertidor. Se presentaron análisis comparativos de eficiencia y pérdidas basados en los resultados.

Mediante el análisis de variables internas y de eficiencia del convertidor se logran establecer las ventajas de la configuración S-PPC de la topología en cuanto a la disminución del manejo de potencia y, por tanto, disminución en el dimensionamiento de las componentes del convertidor significando menores costos de construcción, también mejorando su relación tamaño/peso y, por tanto, su densidad energética.

Para validar la factibilidad del sistema propuesto se realizaron simulaciones con condiciones de operación características de un EV. De estas se desprende que la etapa de conversión de potencia propuesta es flexible en un sentido dinámico, posee una buena respuesta de control, es capaz de administrar la energía eficazmente y de administrar correctamente las variables eléctricas de la batería.

Finalmente se realizan análisis de pérdidas y de eficiencia en donde es posible entrever que, al menos en simulación, la topología propuesta alcanza eficiencias del 99,52 % and 99,41 % para una frecuencia de conmutación de 100 kHz para los modos sc2b (carga de batería) y b2sc (alimentación al inversor) respectivamente. Asimismo, S-PPC obtiene curvas de eficiencia más planas que un convertidor tradicional de similares características. Se concluye entonces que los S-PPCs son muy adecuados para sistemas de trenes de potencia EV modulares basados en HESSs.

6.2 TRABAJO FUTURO

- Implementar un banco de pruebas con el sistema propuesto parcial ya que debido a las condiciones sanitarias del país en el espacio de tiempo en el que se desarrolló no fue posible realizar pruebas experimentales.
- Evaluar aspectos de confiabilidad de la solución propuesta.

- Realizar estudios sobre la densidad de potencia del HESS en su totalidad (no solo del convertidor como unidad de procesamiento de potencia) y así comparar con sistemas de almacenamiento comunes. Encontrar su posición respecto a otras soluciones de almacenamiento en el diagrama de Ragone (figura 2.1).
- Evaluar las características del sistema variando la modulación del convertidor. En la operación del DAB en configuración tradicional otras modulaciones ofrecen varias ventajas en el aspecto dinámico y también en cuanto a la transferencia de potencia.
- Estudiar otra topología S-PPC bidireccional con DAB. Referido al trabajo presentado ISOP desde batería e IPOS desde SC/carga.
- Estudiar otros esquemas HESS como el SC/batería activo.

A.1 CONCEPTOS TERMODINÁMICOS

A.1.1 Resistencia térmica

La resistencia térmica es la propiedad inherente de un material de oponerse al flujo de calor (o transferencia de calor). Esta resistencia térmica se define de manera diferente dependiendo del mecanismo de transferencia de calor [46].

Resistencia térmica de conducción

Considerando una capa con espesor L y un área de superficie A y una diferencia de temperatura a través de esta capa ($T_1 - T_2 \neq 0$), entonces hay una transferencia de calor desde el lado de mayor temperatura al menor. La ley de Fourier establece la magnitud de la razón de la transferencia de calor de conducción Q_{cond} (W) como:

$$\dot{Q}_{\text{cond}} = \frac{T_1 - T_2}{L/kA} = \frac{T_1 - T_2}{R_{\text{cond}}} \quad (\text{A.1})$$

Siendo k ($\text{W}/\text{m}^\circ\text{C}$) la conductividad térmica del material y $R_{\text{cond}} = L/kA$ ($^\circ\text{C}/\text{W}$) su resistencia térmica de conducción.

Resistencia térmica de convección

De manera similar pero a partir de la ley de enfriamiento de Newton:

$$\dot{Q}_{\text{cond}} = \frac{T_s - T_\infty}{1/hA} = \frac{T_s - T_\infty}{R_{\text{conv}}} \quad (\text{A.2})$$

Siendo T_s la temperatura de una superficie que interactúa con el medio, T_∞ la temperatura del medio, h ($\text{W}/\text{m}^2 \text{ }^\circ\text{C}$) el coeficiente de transferencia de calor por convección del material y $R_{\text{conv}} = 1/hA$ ($^\circ\text{C}/\text{W}$) su resistencia térmica de convección.

Resistencia térmica de radiación

De manera similar pero a partir de la ley de enfriamiento de Newton:

$$\dot{Q}_{\text{cond}} = \frac{T_s - T_{\text{surr}}}{1/h_{\text{conv}}A} = \frac{T_s - T_\infty}{R_{\text{conv}}} \quad (\text{A.3})$$

Siendo T_s la temperatura de una superficie que interactúa con el medio, T_{surr} la temperatura de una superficie que envuelve el medio, h_{rad} ($\text{W}/\text{m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$) el coeficiente de transferencia de calor por radiación del material y $R_{\text{rad}} = 1/h_{\text{rad}}A$ ($^\circ\text{C}/\text{W}$) su resistencia térmica de radiación.

A.1.2 Capacidad térmica

La capacidad térmica o capacidad calorífica [47] se define como la razón entre la cantidad de calor Q suministrado al cuerpo durante cualquier proceso y su cambio de temperatura ΔT correspondiente:

$$C = \frac{Q}{\Delta T}. \quad (\text{A.4})$$

Representa la energía que se transfiere como calor por cada grado de cambio de temperatura cuando la temperatura del cuerpo cambia.

En tanto, la capacidad calorífica específica, o calor específico, es una característica del material por el que está compuesto el cuerpo de masa m y se define como:

$$c = \frac{Q}{m\Delta T} = \frac{C}{m}. \quad (\text{A.5})$$

La capacidad térmica es característica de un objeto en particular, mientras que el calor específico caracteriza a la sustancia por la que está compuesto.

A.2 MODELO CAUER

El comportamiento de los componentes semiconductores y su disipación de calor puede ser descrito usando modelos de circuito equivalente. El más utilizado para estos casos es el modelo de Cauer (también llamado Continued-fraction circuit, modelo T o red escalera) y refleja la configuración física de las capas que compone tanto al semiconductor (chip, soldadura, sustrato, soldadura del sustrato y placa base) como a la disipación (pasta térmica y disipador) basado en capacidades térmicas y resistencias térmicas intermedias. Por tanto los nodos intermediarios permiten acceso a las temperaturas internas entre capas[48].

La figura A.1a muestra la distribución física de las capas antes mencionadas y la figura A.1b el modelo de Cauer que modela el sistema térmico.

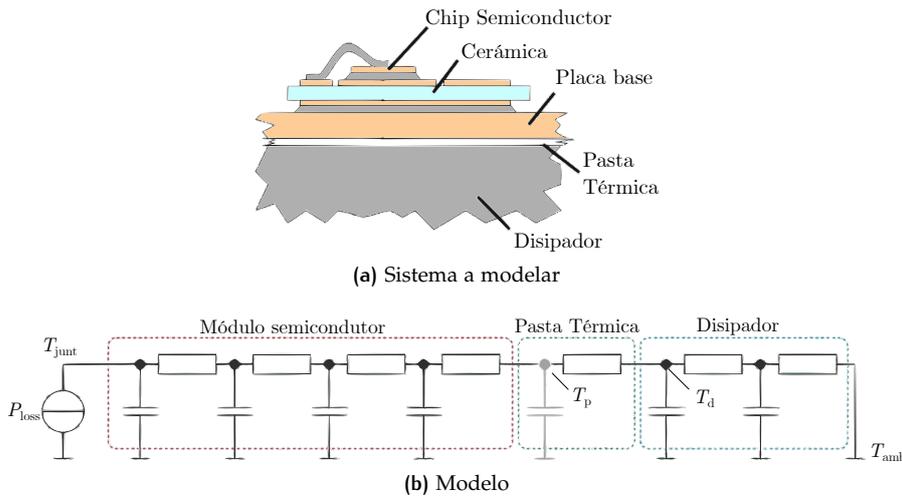


Figura A.1: Modelo térmico de Cauer

Tabla A.1: Parámetros RC de red Cauer en simulación.

Parámetro	Valor
Parámetros MOSFET (por rama)	
R_1	0,04054 K/W
C_1	0,002122 J/K
R_2	0,1115 K/W
C_2	0,01054 J/K
R_3	0,073 K/W
C_3	0,03104 J/K
R_4	0,1248 K/W
C_4	0,1273 J/K
Parámetros pasta disipadora (0,1gr @100psi 65°C)	
R_5	0,0031 K/W
C_6	0,1 J/K
Parámetros disipador (100gr)	
R_5	1,2 K/W
C_6	90 J/K

La tabla A.1 presenta los parámetros de las ramas RC adoptados para la simulación. Los parámetros del MOSFET se entregan en la hoja de datos y los modelos entregados por el fabricante, ambos basados en pruebas experimentales. Los parámetros RC de la pasta disipadora y el disipador se basan en datos de sus respectivos fabricantes y/o materiales utilizados considerando los aspectos térmicos explicados anteriormente. Finalmente la tabla A.2 muestra el resumen de componentes.

Tabla A.2: Modelos de MOSFET y elementos disipadores.

Componente	Fabricante	Modelo
MOSFET	Wolfspeed	C3M0015065K
Pasta disipadora	Parker Chromerics	T670 Thermal grease
Disipador	Wakefield-Vette	122256 heatsink

A.3 MODELADO DE PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN

Las pérdidas por conmutación (encendido o apagado) de los dispositivos semiconductores se modelan considerando la energía total que pierden en una conmutación. La figura A.2 corresponde a la gráfica de pérdidas por conmutación dispuesta por el fabricante en la cual se exponen las pérdidas de encendido, apagado y totales a una temperatura en específico para un periodo de conmutación del MOSFET descrito anteriormente.

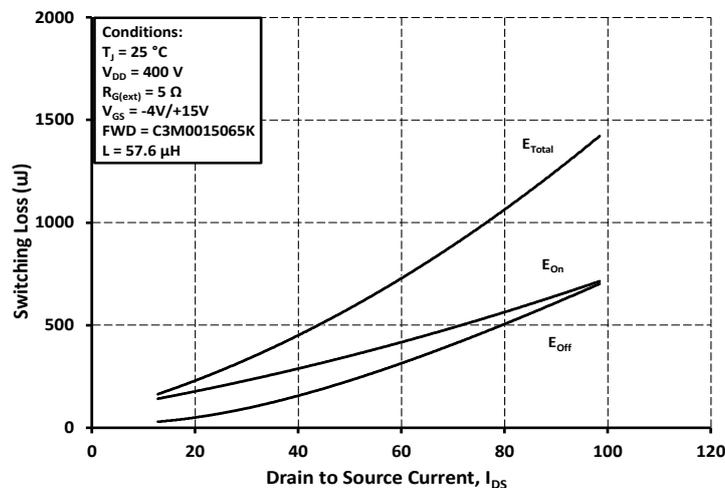
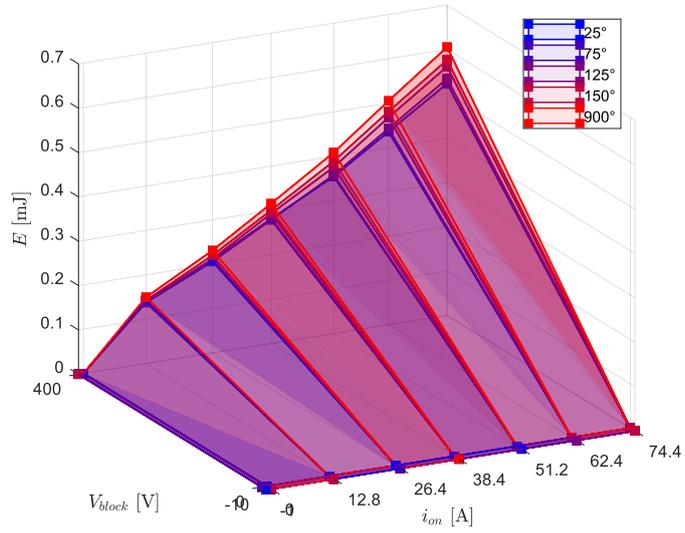


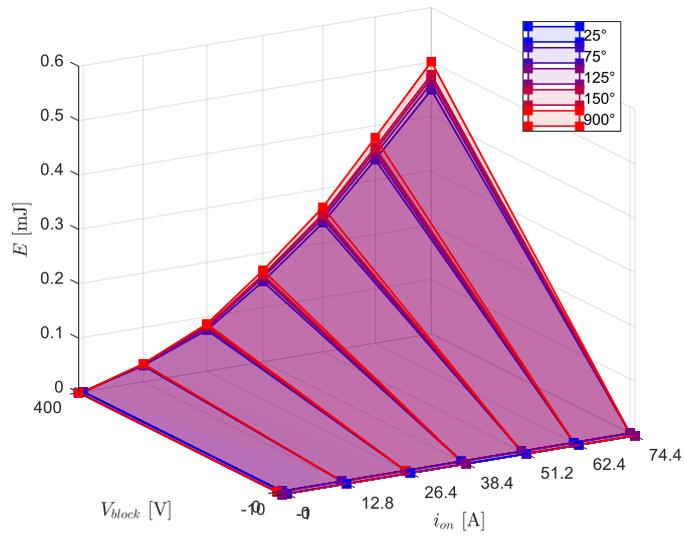
Figura A.2: Pérdidas energéticas vs corriente de Drain ($V_{DD} = 400V$).

Los modelos térmicos dispuestos por los fabricantes pueden explicitar más aún la información correspondiente a pérdidas del dispositivo incluyendo más datos. En el caso del MOSFET seleccionado se explicitan datos para un rango más amplio de temperaturas como se puede observar en las gráficas generadas a partir de los datos del modelo en la figura A.3.

Finalmente este modelo pasa a ser una fuente de potencia al interactuar con la red Cauer de disipación.



(a) Pérdidas de encendido



(b) Pérdidas de apagado

Figura A.3: Modelos de pérdidas por conmutación para PLECS.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] REN21, *Renewables 2020 Global Status Report*. 2020, pág. 367, ISBN: 978-3-948393-00-7. dirección: <http://www.ren21.net/resources/publications/>.
- [2] V. M. Iyer, S. Guler, G. Gohil y S. Bhattacharya, «Extreme fast charging station architecture for electric vehicles with partial power processing», en *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, págs. 659-665.
- [3] J. Rojas, H. Renaudineau, S. Kouro y S. Rivera, «Partial power DC-DC converter for electric vehicle fast charging stations», en *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, págs. 5274-5279.
- [4] M. O. Badawy e Y. Sozer, «A partial power processing of battery/ultra-Capacitor hybrid energy storage system for electric vehicles», *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2015-May, n.º May, págs. 3162-3168, 2015. DOI: [10.1109/APEC.2015.7104804](https://doi.org/10.1109/APEC.2015.7104804).
- [5] E. Chemali, M. Preindl, P. Malysz y 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, n.º 3, págs. 1117-1134, 2016.
- [6] A. Ostadi y M. Kazerani, «A Comparative Analysis of Optimal Sizing of Battery-Only, Ultracapacitor-Only, and Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage Systems for a City Bus», *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, n.º 10, págs. 4449-4460, 2015, ISSN: 00189545. DOI: [10.1109/TVT.2014.2371912](https://doi.org/10.1109/TVT.2014.2371912).
- [7] A. Boyden, V. K. Soo y M. Doolan, «The Environmental Impacts of Recycling Portable Lithium-Ion Batteries», *Procedia CIRP*, vol. 48, págs. 188-193, 2016, ISSN: 22128271. DOI: [10.1016/j.procir.2016.03.100](https://doi.org/10.1016/j.procir.2016.03.100). dirección: <http://dx.doi.org/10.1016/j.procir.2016.03.100>.
- [8] X. D. Xue, K. W. Cheng, S. R. Raman, Y. C. Fong y X. L. Wang, «Investigation of energy distribution and power split of hybrid energy storage systems in electric vehicles», *2016 International Symposium on Electrical Engineering, ISEE 2016*, vol. 1, n.º 1, págs. 1-7, 2017. DOI: [10.1109/EENG.2016.7846354](https://doi.org/10.1109/EENG.2016.7846354).
- [9] Z. Amjadi y S. S. Williamson, «Power-electronics-based solutions for plug-in hybrid electric vehicle energy storage and management systems», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n.º 2, págs. 608-616, 2010, ISSN: 02780046. DOI: [10.1109/TIE.2009.2032195](https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2032195).
- [10] L. Gao, R. A. Dougal y S. Liu, «Power enhancement of an actively controlled battery/ultracapacitor hybrid», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, n.º 1, págs. 236-243, 2005, ISSN: 08858993. DOI: [10.1109/TPEL.2004.839784](https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.839784).

- [11] M. Ortuzar, J. Moreno y J. Dixon, «Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n.º 4, págs. 2147-2156, 2007.
- [12] M. E. Choi, S. W. Kim y S. W. Seo, «Energy management optimization in a battery/supercapacitor hybrid energy storage system», *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, n.º 1, págs. 463-472, 2012, ISSN: 19493053. DOI: [10.1109/TSG.2011.2164816](https://doi.org/10.1109/TSG.2011.2164816).
- [13] J. Cao y 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, n.º 1, págs. 122-132, 2012, ISSN: 08858993. DOI: [10.1109/TPEL.2011.2151206](https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2151206).
- [14] P. Kollmeyer, M. Wootton, J. Reimers, T. Stiene, E. Chemali, M. Wood y A. Emadi, «Optimal performance of a full scale li-ion battery and li-ion capacitor hybrid energy storage system for a plug-in hybrid vehicle», *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2017*, vol. 2017-January, págs. 572-577, 2017. DOI: [10.1109/ECCE.2017.8095834](https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8095834).
- [15] J. G. Kim, S. W. Park, Y. H. Kim, Y. C. Jung y C. Y. Won, «High-efficiency bidirectional soft switching DC-DC converter», *2010 Int. Power Electron. Conf. - ECCE Asia -, IPEC 2010*, págs. 2905-2911, 2010. DOI: [10.1109/IPEC.2010.5543498](https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5543498).
- [16] C.-M. Y. Yang, Y.-S. Cheng, B.-R. Peng, S.-H. Chi y Z.-Z. Yang, «Design and Implementation of a High-efficiency Bidirectional DC-DC Converter», en *2015 IEEE 2nd Int. Futur. Energy Electron. Conf.*, IEEE, 2015, págs. 21-25.
- [17] S. Ikeda, K. Kajiwara, K. Tsuji y F. Kurokawa, «Efficiency Improvement of Isolated Bidirectional Boost Full Bridge DC-DC Converter», en *7th Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl.*, vol. 7, IEEE, 2018, págs. 673-676.
- [18] J. R. R. Zientarski, M. L. Da Silva Martins, J. R. Pinheiro y H. L. Hey, «Series-Connected Partial-Power Converters Applied to PV Systems: A Design Approach Based on Step-Up/Down Voltage Regulation Range», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n.º 9, págs. 7622-7633, 2018, ISSN: 08858993. DOI: [10.1109/TPEL.2017.2765928](https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2765928).
- [19] J. W. Zapata, S. Kouro, G. Carrasco, H. Renaudineau y T. A. Meynard, «Analysis of Partial Power DC-DC Converters for Two-Stage Photovoltaic Systems», *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 7, n.º 1, págs. 591-603, 2019, ISSN: 21686785. DOI: [10.1109/JESTPE.2018.2842638](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2842638).
- [20] N. Muller, S. Kouro, P. Zanchetta y P. Wheeler, «Bidirectional partial power converter interface for energy storage systems to provide peak shaving in grid-tied PV plants», en *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2018, págs. 892-897.
- [21] V. M. Iyer, S. Gulur, S. Bhattacharya y R. Ramabhadran, «A Partial Power Converter Interface for Battery Energy Storage Integration with a DC Microgrid», en *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, págs. 5783-5790.

- [22] «A Comprehensive Review of Hybrid Energy Storage Systems: Converter Topologies, Control Strategies and Future Prospects», *IEEE Access*, vol. 8, págs. 148 702-148 721, 2020, ISSN: 21693536. DOI: [10.1109/ACCESS.2020.3015919](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3015919).
- [23] F. Perez, B. V. Hoffmann, G. M. Dos S Pereira, K. K. Küster y C. C. Durce, «The use of Supercapacitors in Microgrids as Hybrid Energy Storage Systems - A review», *2019 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies, ISGT Latin America 2019*, 2019. DOI: [10.1109/ISGT-LA.2019.8895484](https://doi.org/10.1109/ISGT-LA.2019.8895484).
- [24] S. Sagadevan, A. Marlinda, Z. Z. Chowdhury, Y. B. A. Wahab, N. A. Hamizi, M. Shahid, F. Mohammad, J. Podder y M. R. Johan, «Chapter two - Fundamental electrochemical energy storage systems», en *Advances in Supercapacitor and Supercapattery*, N. Arshid, M. Khalid y A. N. Grace, eds., Elsevier, 2021, págs. 27-43, ISBN: 978-0-12-819897-1. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-819897-1.00001-X>. dirección: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B978012819897100001X>.
- [25] A. F. Ghoniem, «Needs, resources and climate change: Clean and efficient conversion technologies», *Progress in Energy and Combustion Science*, vol. 37, n.º 1, págs. 15-51, 2011, ISSN: 03601285. DOI: [10.1016/j.pecs.2010.02.006](https://doi.org/10.1016/j.pecs.2010.02.006). dirección: <http://dx.doi.org/10.1016/j.pecs.2010.02.006>.
- [26] J. Escobar, *Convertidor dc-dc para sistema híbrido de bateríaa ion-litio y supercapacitores para aplicación en electromovilidad*, 2019.
- [27] D. Akinyele, J. Belikov e Y. Levron, «Battery storage technologies for electrical applications: Impact in stand-alone photovoltaic systems», *Energies*, vol. 10, n.º 11, 2017, ISSN: 19961073. DOI: [10.3390/en10111760](https://doi.org/10.3390/en10111760).
- [28] J. Meng, G. Luo, M. Ricco, M. Swierczynski, D. I. Stroe y R. Teodorescu, «Overview of Lithium-Ion battery modeling methods for state-of-charge estimation in electrical vehicles», *Applied Sciences (Switzerland)*, vol. 8, n.º 5, 2018, ISSN: 20763417. DOI: [10.3390/app8050659](https://doi.org/10.3390/app8050659).
- [29] P. A. Topan, M. N. Ramadan, G. Fathoni, A. I. Cahyadi y O. Wahyungoro, «State of Charge (SOC) and State of Health (SOH) estimation on lithium polymer battery via Kalman filter», *Proceedings - 2016 2nd International Conference on Science and Technology-Computer, ICST 2016*, n.º 2, págs. 93-96, 2017. DOI: [10.1109/ICSTC.2016.7877354](https://doi.org/10.1109/ICSTC.2016.7877354).
- [30] O. Tremblay, L. A. Dessaint y A. I. Dekkiche, «A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles», *VPPC 2007 - Proceedings of the 2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, n.º V, págs. 284-289, 2007. DOI: [10.1109/VPPC.2007.4544139](https://doi.org/10.1109/VPPC.2007.4544139).
- [31] R. Li, Z. Wang, J. Yu, Y. Lei, Y. Zhang y J. He, «Dynamic Parameter Identification of Mathematical Model of Lithium-Ion Battery Based on Least Square Method», *Proceedings - 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, PEAC 2018*, n.º 2, 2018. DOI: [10.1109/PEAC.2018.8590489](https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590489).
- [32] P. J. Grbovic, «Ultra-Capacitor Energy Storage Devices», en *Ultra-Capacitors in Power Conversion Systems*, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, oct. de 2013, págs. 22-77, ISBN: 9781118356265. DOI: [10.1002/9781118693636.ch2](https://doi.org/10.1002/9781118693636.ch2). dirección: <http://doi.wiley.com/10.1002/9781118693636.ch2>.

- [33] N. Rizoug, P. Bartholomeus y P. Le Moigne, «Modeling and characterizing supercapacitors using an online method», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n.º 12, págs. 3980-3990, 2010, ISSN: 02780046. DOI: [10.1109/TIE.2010.2042418](https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2042418).
- [34] P. O. Logerais, M. A. Camara, O. Riou, A. Djellad, A. Omeiri, F. Delaleux y J. F. Durastanti, «Modeling of a supercapacitor with a multi-branch circuit», *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, n.º 39, págs. 13 725-13 736, 2015, ISSN: 03603199. DOI: [10.1016/j.ijhydene.2015.06.037](https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2015.06.037). dirección: <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijhydene.2015.06.037>.
- [35] «IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions», *IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)*, págs. 1-50, 2010.
- [36] J. R. R. Zientarski, M. L. Da Silva Martins, J. R. Pinheiro y H. L. Hey, «Evaluation of Power Processing in Series-Connected Partial-Power Converters», *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, n.º 1, págs. 343-352, 2019, ISSN: 21686785. DOI: [10.1109/JESTPE.2018.2869370](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2869370).
- [37] M. Kasper, D. Bortis y J. W. Kolar, «Classification and Comparative Evaluation of PV Panel Integrated DC-DC Converter Concepts», *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 29, n.º 5, págs. 2511-2525, 2014.
- [38] —, «Scaling and balancing of multi-cell converters», *2014 International Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014*, págs. 2079-2086, 2014. DOI: [10.1109/IPEC.2014.6869875](https://doi.org/10.1109/IPEC.2014.6869875).
- [39] J. W. Zapata, «Partial Power DC-DC Converters for Two-Stage Photovoltaic Energy Conversion Systems», Tesis doct., Universidad Técnica Federico Santa María, 2018.
- [40] B. Zhao, Q. Song, W. Liu e Y. Sun, «Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n.º 8, págs. 4091-4106, 2014, ISSN: 08858993. DOI: [10.1109/TPEL.2013.2289913](https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2289913).
- [41] B. R. Lin y C. L. Huang, «Comparative evaluation of modulation methods of a three-phase buck boost PWM rectifier. Part I», *International Review of Electrical Engineering*, vol. 6, n.º 7, págs. 2846-2852, 2008, ISSN: 18276660. DOI: [10.1049/iet-pel](https://doi.org/10.1049/iet-pel).
- [42] C. H. Lin, C. Y. Hsieh y K. H. Chen, «A Li-ion battery charger with smooth control circuit and built-in resistance compensator for achieving stable and fast charging», *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, n.º 2, págs. 506-517, 2010, ISSN: 15498328. DOI: [10.1109/TCSI.2009.2023830](https://doi.org/10.1109/TCSI.2009.2023830).
- [43] Y. Gao, X. Zhang, Q. Cheng, B. Guo y J. Yang, «Classification and Review of the Charging Strategies for Commercial Lithium-Ion Batteries», *IEEE Access*, vol. 7, págs. 43 511-43 524, 2019, ISSN: 21693536. DOI: [10.1109/ACCESS.2019.2906117](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2906117).
- [44] G. C. Goodwin, S. F. Graebe y M. E. Salgado, *Control System Design*, 1st. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2000, ISBN: 0139586539.
- [45] Plexim GmbH, *Plecs demo model: Dual Active Bridge*, 2019.

- [46] Y. Shabany, *Heat Transfer: Thermal Management of Electronics*. CRC Press, 2009, ISBN: 9781439814680.
- [47] R. Resnick, D. Halliday y K. Krane, *Physics*, ép. Physics Vol. 1. Wiley, 2002, ISBN: 9780471452720.
- [48] Infineon Technologies AG, «Transient Thermal Measurements and thermal equivalent circuit models (AN 2015-10)», *Infineon*, págs. 1-13, 2015.