



Universidad Nacional de Rosario (UNR)
Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura
Centro Internacional Franco Argentino de Ciencias de la
Información y Sistemas (CIFASIS) (CONICET-UNR)
Grupo de Ingeniería de Sistemas de Procesos (GISP)

Tesis Doctoral

Control y gestión de energía en sistemas de potencia con fuentes renovables

Mauro Patrone

Director: Dr. Diego Feroldi
Co-Director: Dr. Hernán Haimovich
Miembros del Jurado: Dra. Mónica Romero
Dr. José Luis Godoy
Dr. Jorge Vega

Tesis presentada en la Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura, en cumplimiento parcial de los requisitos para optar al título de

Doctor en Ingeniería

5 de marzo de 2020

Certifico que el trabajo incluido en esta tesis es el resultado de tareas de investigación originales y que no ha sido presentado para optar a un título de posgrado en ninguna otra universidad o institución.

Mauro Patrone

GISP Grupo de Ingeniería de Sistemas de Procesos.
CIFASIS (UNR-CONICET).
Bvd. 27 de Febrero 210 Bis.
2000 Rosario, Argentina.
TE: +54 341 4815569 Int. 300.
E-mail: patrone@cifasis-conicet.gov.ar
Año: 2019.

Resumen

En esta tesis se aborda el control y la gestión de energía en sistemas de potencia compuestos de diversos elementos capaces de generar, consumir y almacenar energía. La tesis está focalizada en sistemas de potencia que basan su generación a partir de fuentes renovables aprovechando los beneficios económicos y ambientales que estas presentan. Sin embargo, la naturaleza intermitente de los recursos renovables hace necesaria la combinación de más de una fuente para lograr un suministro de energía regular y confiable, constituyendo un sistema de generación híbrido. Además, estos sistemas suelen incluir almacenadores de energía para hacer frente a los períodos de escasa generación de manera de aumentar la confiabilidad del sistema en términos de su capacidad de satisfacer la demanda de las cargas eléctricas. Esta diversidad de elementos generadores y almacenadores se conectan entre sí a través de convertidores de potencia conformando una red. Es necesario, entonces, un sistema de control para estos convertidores a fin de lograr que el sistema alcance un punto de operación determinado en función de múltiples variables, por ejemplo la energía instantánea generada/consumida, el estado de los almacenadores, etc., donde además deben considerarse las restricciones de operación de cada elemento. En general, este sistema de control se divide en dos niveles con tareas de control específicas. En un nivel superior se encuentra la estrategia de gestión de energía (o control supervisor), la cual es la encargada de comandar las fuentes y almacenadores de energía con el objetivo de satisfacer los requerimientos de carga, considerando las restricciones y eficiencias de cada elemento del sistema. En un nivel inferior se encuentra la capa de control, la cual se refiere a los lazos de control necesarios para que los elementos del sistema cumplan con las consignas establecidas por la estrategia de gestión de energía. Este nivel está constituido por los controladores de los convertidores de potencia que comandan las llaves electrónicas para alcanzar las referencias de tensión o corriente definidas por el gestor superior.

En este sentido, en esta tesis se presentan estrategias de control y gestión de energía para distintas variantes del sistema de potencia anteriormente mencionado. En una primera instancia se aborda el control de un sistema de generación de energía conectado a la red eléctrica con generación solar y diferentes tipos de almacenadores de energía. En esta etapa se busca integrar las estrategias heurísticas de gestión basadas en reglas con el control de los convertidores de potencia. La estrategia de gestión define el punto de operación del sistema a través de referencias de corriente a inyectar por cada convertidor en la red. De esta manera, la gestión busca cumplir el balance de potencia al gestionar la potencia intercambiada por cada elemento teniendo en cuenta el estado de carga de los almacenadores, las restricciones de cada unidad de potencia y el escenario energético (generación/demanda). La etapa de control se diseña a través de un control basado en pasividad (PBC, del inglés *passivity-based control*) el cual define las leyes de control de la totalidad de los convertidores de potencia, a diferencia de las estrategias descentralizadas convencionales. Tomando como caso de estudio un vehículo eléctrico, se pone énfasis en el control y gestión del sistema de almacenamiento compuesto por dispositivos con características eléctricas complementarias (baterías y supercapacitores). El controlador es diseñado teniendo en cuenta estas características buscando obtener beneficios en la autonomía del vehículo y la vida útil de las baterías. Finalmente, en la última etapa de la tesis se aborda la gestión de energía en microrredes de corriente continua, las cuales engloban al tipo de sistemas de potencia estudiados previamente. Aquí se aplica la estrategia de control basada en pasividad para resolver el problema de gestión de energía de una microrred donde ahora la topología de la misma es considerada.

Glosario

BEV	Vehículo eléctrico con baterías.
CA	Corriente alterna.
CC	Corriente continua.
EL	Euler-Lagrange.
EMPC	MPC Económico.
EMS	Estrategia de gestión de energía.
EOL	Fin de la vida útil de la batería.
ESS	Sistemas de almacenamiento de energía.
EV	Vehículo eléctrico.
FBC	Controlador basado en filtrado.
FCEV	Vehículo eléctrico con pila de combustible.
FSM	Máquina de estado finita.
GEI	Gases de efecto invernadero.
HEV	Vehículo eléctrico híbrido.
HRES	Sistemas híbridos de generación de energía.
H_{∞}	Control H infinito.
ICE	Motor de combustión interna.
KCL	Ley de Kirchhoff de corriente.
KVL	Ley de Kirchhoff de tensión.
LQR	Regulador cuadrático lineal.
MPC	Control predictivo basado en modelos.
MPP	Punto de máxima potencia.
MPPT	Seguimiento del punto de máxima potencia.
MR	Microrred.
MRCC	Microrred de corriente continua.
PBC	Control basado en pasividad.
PEMFC	Pila de combustible de membrana de intercambio protónico.
PI	Control proporcional integral.
PV	Fotovoltaico.
SC	Supercapacitor.
SDC	Ciclo de conducción estándar
SOC	Estado de carga de baterías.
SOE	Estado de energía del supercapacitor.
RBC	Controlador basado en reglas.
UDDS	Ciclo de manejo estándar urbano.
US06	Ciclo de manejo en carretera.
WT	Turbina eólica.

Índice general

Resumen	III
Glosario	V
Índice de figuras	IX
Índice de tablas	XI
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes y motivación	1
1.2. Organización y estructura de la tesis	2
1.3. Principales aportes y publicaciones	2
2. Estado del arte	5
2.1. Introducción	5
2.2. Descripción de componentes y modelos	6
2.2.1. Paneles solares	6
2.2.2. Turbinas eólicas	8
2.2.3. Sistema de almacenamiento de energía	10
2.2.3.1. Baterías	10
2.2.3.2. Supercapacitores	11
2.3. Estrategia de gestión de energía	12
2.3.1. Estructura de la EMS	13
2.3.2. Implementación de la EMS	14
2.3.2.1. EMS clásicas	14
2.3.2.2. EMS inteligentes	15
2.4. Control de los convertidores de potencia	15
2.4.1. Control basado en pasividad	17
3. Herramientas de modelado y control	19
3.1. Propiedad de pasividad	19
3.1.1. Ejemplo (Convertidor Boost)	20
3.2. Modelado de convertidores CC/CC por Euler-Lagrange	21
3.2.1. Convertidor Boost	24
3.2.1.1. Propiedades estructurales	24
3.2.1.1.1. Puntos de equilibrio	26
3.3. Control por pasividad	26
3.3.1. PBC para convertidores Boost	27
3.3.1.1. Regulación de tensión de salida	28
3.3.1.2. Regulación de corriente de entrada	28
4. Control y gestión de energía en sistemas híbridos de generación	31

4.1.	Introducción	31
4.2.	Modelado del sistema	32
4.2.1.	Modelo en EL del inversor en marco orientado d-q	35
4.3.	Diseño del control basado en pasividad	37
4.4.	Estrategia de gestión de energía	39
4.5.	Simulaciones y resultados	42
4.5.1.	Resultados de Simulación	43
4.6.	Conclusiones del capítulo	44
4.7.	Apéndice	47
4.7.1.	Estado S2	47
4.7.2.	Estados S1 y S3	49
4.7.3.	Comparación de las distintas compensaciones en la regulación de la tensión del bus de CC	49
5.	Control y gestión del sistema de almacenamiento de un vehículo eléctrico	51
5.1.	Introducción	51
5.2.	Descripción del sistema	53
5.2.1.	Modelo dinámico del vehículo	53
5.3.	Modelado del sistema	54
5.4.	Diseño del controlador basado en pasividad	56
5.4.1.	Dinámica de lazo cerrado	57
5.5.	Estrategia de gestión de energía	58
5.6.	Resultados de simulación	61
5.7.	Discusiones y conclusiones del capítulo	67
5.7.1.	Conclusiones	69
5.8.	Apéndice	71
5.8.1.	Definición de las corrientes de referencia	71
5.8.2.	Cálculo de envejecimiento de la batería	72
6.	Gestión de energía en microrredes de corriente continua	73
6.1.	Introducción	73
6.1.1.	Estructuras de control en MRCC:	74
6.2.	Modelado de la microrred de CC	76
6.3.	Estrategia de gestión de energía	80
6.3.1.	EMS: Nivel inferior	80
6.3.2.	EMS: Nivel superior	82
6.4.	Caso de estudio	84
6.4.1.	Aplicación de la metodología	84
6.5.	Simulaciones	86
6.6.	Conclusiones del capítulo	91
6.7.	Apéndice	92
7.	Conclusiones y trabajos futuros	95
7.1.	Conclusiones generales	95
7.2.	Trabajos futuros	97
	Bibliografía	99

Índice de figuras

2.1. Curvas típicas de una celda fotovoltaica ([15]).	7
2.2. Coeficiente de potencia C_P en función de λ con ángulo de ataque como parámetro ([17]).	8
2.3. Curva característica de la turbina eólica ([17]).	9
2.4. Curva cualitativa de la potencia mecánica de la turbina en función de la velocidad del viento ([17]).	9
2.5. Diagrama de Ragone ([19]).	10
2.6. Circuitos equivalentes del modelo de un SC.	12
2.7. Estructura EMS centralizada.	13
2.8. Estructura EMS distribuida.	14
2.9. Estructura EMS híbrida.	14
3.1. Convertidor tipo Boost	20
3.2. Dinámica cero del convertidor Boost correspondiente a una referencia constante de tensión.	25
3.3. Dinámica cero del convertidor Boost correspondiente a una referencia constante de corriente.	25
4.1. Sistema híbrido de generación de energía estudiado.	33
4.2. Estructura del sistema híbrido.	33
4.3. Gráfico de estados de la estrategia de gestión de energía.	40
4.4. Histéresis en función del SOC para cargar/descargar las baterías.	40
4.5. Perfiles de consumo y generación utilizados en la simulación.	43
4.6. Evolución temporal de la tensión del bus CC.	44
4.7. Evolución temporal de las potencias de cada elemento del sistema.	45
4.8. Extracto de la evolución temporal de las potencias del sistema de almacenamiento.	45
4.9. Evolución temporal de los estados de la EMS.	46
4.10. Evolución de la energía almacenada en el ESS.	46
4.11. Evolución de v_C con distintas definiciones de las corrientes de referencia.	50
5.1. Esquema del vehículo eléctrico considerado.	53
5.2. Modelo del sistema de potencia del vehículo eléctrico.	53
5.3. Respuesta al escalón de la batería con diferentes valores de L_{ba}	58
5.4. Gráfico de estados de la EMS.	59
5.5. Variable L_{ba} en función del SOE ($\alpha = 15$, $SOE_m = 0.2$).	60
5.6. Perfiles de velocidad y potencia utilizados en la validación de la EMS.	62
5.7. Tensión del bus de CC.	63
5.8. Evolución temporal del estado.	63
5.9. Evolución de la energía almacenada en el ESS.	64
5.10. Extracto del perfil US06.	65
5.11. Extracto del perfil UDDS.	66
6.1. Diagrama de la microrred de CC considerada como caso de estudio.	76

6.2. Modelo de la unidad de potencia.	76
6.3. Grafo radial de $n+1$ nodos.	77
6.4. Grafo radial del sistema.	84
6.5. Respuesta al escalón del banco de baterías con diferentes valores de C_{ba}	86
6.6. Perfiles de potencia utilizados.	87
6.7. Evolución temporal de la potencia de cada elemento del sistema.	88
6.8. Evolución temporal de la tensión en los nodos del sistema.	88
6.9. Evolución temporal de la potencia del ESS.	89
6.10. Evolución de la energía almacenada en el ESS.	89
6.11. Tensiones medidas en los nodos de la microrred considerando ruido.	90
6.12. Efecto del ruido en el sistema.	90
6.13. Transformación del grafo.	92

Índice de tablas

2.1. Parámetros de la celda solar.	7
2.2. Parámetros de las baterías.	11
4.1. Eventos en el conjunto Σ de la FSM que describe la EMS.	41
4.2. Especificaciones batería RITAR RT1290.	42
4.3. Especificaciones supercapacitor BCAP1200.	43
4.4. Parámetros de los convertidores de potencia.	43
4.5. Parámetros de ajuste del controlador PBC.	43
5.1. Eventos en el conjunto Λ de la la FSM que describe la EMS.	61
5.2. Especificaciones de la batería SANYO Li-Ion NCR18650P-H03VA.	62
5.3. Especificaciones del supercapacitor BCAP1200.	62
5.4. Parámetros del vehículo y el sistema de potencia.	62
5.5. Parámetros de ajuste del controlador y EMS.	63
5.6. Comparación del desgaste de la batería entre un vehículo con baterías y otro con ESS (baterías y SC).	68
5.7. Comparación de la energía neta empleada para recorrer el ciclo de conducción.	68
6.1. Especificaciones de las conexiones.	87
6.2. Parámetros de las unidades de potencia.	87

Capítulo 1

Introducción

1.1 Antecedentes y motivación

Actualmente, existe una creciente preocupación por el medio ambiente a nivel mundial fundamentada principalmente por el cambio climático y la desertificación producidos por el creciente aumento en la emisión de CO_2 a la atmósfera. En el mismo sentido, existe una gran preocupación por la dependencia del petróleo para la generación de energía, siendo este un recurso no renovable. Por lo tanto, el mayor uso de energías renovables representa una mejora a ambas situaciones. Las fuentes de energía renovables tienen una gran cantidad de ventajas incluyendo la sustentabilidad, baja contaminación y beneficios económicos. Sin embargo, debido a la naturaleza intermitente de muchos de los recursos renovables es necesario combinar más de una fuente para lograr un sistema confiable, constituyendo un sistema híbrido de generación basado en energías renovables [1]. Por ejemplo, la energía eólica y la energía solar en una determinada área pueden resultar complementarias en un cierto período de tiempo. En efecto, numerosos trabajos en la literatura proponen el uso de energía eólica y solar combinada, entre ellos [2–4]. Otra forma de aumentar la confiabilidad del sistema es a través de almacenadores de energía. Particularmente, en aplicaciones aisladas donde no hay conexión a la red resulta útil incorporar además algún tipo de almacenamiento de energía, por ejemplo, mediante baterías de alta capacidad y/o supercapacitores. El uso de baterías con alta energía específica está en auge aunque el almacenamiento de gran cantidad de energía puede resultar inviable, motivo por el cual el dimensionamiento del sistema resulta crucial. Diversos trabajos abordan la temática del dimensionamiento de sistemas híbridos con diferentes enfoques, entre los cuales se pueden mencionar [5–11]. Naturalmente, esta multiplicidad de elementos de generación y almacenamiento presentan diversas características eléctricas, eficiencias y restricciones que hacen al estudio de estos sistemas un área multidisciplinaria involucrando diversos campos de estudio tales como diseño, control, modelado, gestión de energía, optimización, monitoreo, entre otros. Por otra parte, esta compleja área tiene gran interés por razones ambientales, sociales, económicas y estratégicas. Uno de los principales desafíos consiste en abordar estos campos de estudio de manera unificada. En efecto, el estudio global del problema conlleva importantes ventajas tales como reducción de costos y aumento de la eficiencia y confiabilidad del sistema.

El requerimiento principal en un sistema híbrido de potencia es garantizar el suministro de potencia a la carga, es decir, garantizar el balance entre la generación y la demanda de potencia. Dicho balance de potencia está sujeto a las restricciones inherentes al sistema, tanto en régimen estacionario como dinámico. Esto sumado a no linealidades e incertezas propias de los recursos de energía y los convertidores de potencia hace necesaria la consideración de estrategias de control avanzadas para su operación eficiente. El uso de mejores estrategias de control permite no sólo mejorar el desempeño de estos sistemas, sino también reducir el costo (por kilovatio hora) de la energía generada [12]. Actualmente, el control y la gestión de energía en sistemas híbridos con fuentes renovables se abordan como problemáticas separadas debido, principalmente, a la notable diferencia en los tiempos

de ejecución de cada etapa o nivel. Sin embargo, los sistemas híbridos de generación son procesos multivariantes, complejos y altamente interrelacionados, por lo cual la política de control seleccionada afecta directamente el rendimiento, estabilidad y seguridad de operación. Por lo tanto, la consideración de estos dos problemas (gestión y control) integradamente trae aparejadas ventajas en lo que refiere al desempeño del sistema. En este sentido, la presente tesis aborda el control y gestión de energía de manera integrada, permitiendo conseguir un sistema de generación eficiente y confiable a menor costo.

1.2 Organización y estructura de la tesis

La presente tesis está organizada de la siguiente forma: En el capítulo 1 se presentan las principales motivaciones que dieron origen a la misma. En el capítulo 2 se presentan los antecedentes más relevantes recopilados de la literatura que dan sustento a las hipótesis planteadas. En este capítulo también se detallan los elementos que conforman a los sistemas de potencia estudiados y que serán utilizados a lo largo de la tesis para validar y simular las estrategias y metodologías propuestas. En el capítulo 3 se brindan las herramientas de modelado, teoría de control y conceptos básicos de análisis de sistemas utilizadas a lo largo de esta tesis. En el capítulo 4 se presenta una metodología de control basada en pasividad para sistemas de generación de energía con fuentes renovables y distintos tipos de almacenadores. Se resuelve el control de los convertidores de potencia aplicando una técnica de control no-lineal y se elabora una estrategia de gestión basada en reglas para determinar el punto de operación de cada uno de los elementos del sistema en función de la energía consumida, generada y almacenada en los distintos dispositivos, considerando además las restricciones inherentes a este tipo de sistemas. En el capítulo 5 se aplica la metodología de control y gestión presentada en el capítulo anterior para el caso de un vehículo eléctrico con un sistema de almacenamiento compuesto de baterías y supercapacitores. El diseño del controlador por PBC se modifica para resolver distribución de potencia entre los almacenadores, buscando aumentar la energía recuperada durante el frenado y disminuir el desgaste sufrido por las baterías debido a los picos de potencia requeridos por el motor eléctrico. En el capítulo 6 se propone una estrategia de gestión de energía utilizando el control basado en pasividad para microrredes de CC. Los alcances de esta metodología se limitan a la estrategia de gestión superior de la microrred, por lo tanto, no se considera la dinámica de los convertidores de potencia siendo representados por un modelo equivalente más simple. Finalmente, en el capítulo 7 se encuentran las conclusiones y trabajos futuros que se desprenden de la realización de esta tesis.

1.3 Principales aportes y publicaciones

A nivel general, el principal aporte de esta tesis fue generar herramientas para el estudio integral de sistemas de potencia basados en fuentes renovables y almacenadores de energía. En particular se abordaron las etapas de modelado, simulación, control y gestión de energía en sistemas de generación de energía, vehículos eléctricos y microrredes de CC.

En lo particular, podemos detallar:

- Se propuso una estrategia de gestión de energía basada en reglas formalizada con el concepto de máquina de estados finita para un vehículo eléctrico (EV, del inglés *electric vehicle*) con baterías y supercapacitores que logra extender la vida útil de la batería y la autonomía del vehículo. Estos beneficios se logran al identificar en qué tipo de conducción se encuentra el vehículo de manera tal de modificar el comportamiento del sistema de almacenamiento de energía (ESS, del inglés *energy storage system*) para priorizar el cuidado de la batería extendiendo su vida útil o ampliar la capacidad de capturar energía durante el frenado regenerativo para aumentar la autonomía del vehículo.

- Se incorpora en la capa de control de los convertidores la distribución de potencia entre elementos almacenadores con características eléctricas complementarias, simplificando la estrategia de gestión de energía. Además, el comportamiento dinámico de los almacenadores puede modificarse directamente con un simple ajuste del controlador.
- Se resuelve la gestión de energía de una microrred de corriente continua (CC) a través de control basado en pasividad. Debido a que el PBC define explícitamente las leyes de control, se reduce el esfuerzo computacional ya que no hay necesidad de una etapa de optimización.

El trabajo de investigación que permitió el desarrollo de la presente tesis de doctorado fue realizado en el Grupo de Ingeniería de Sistemas de Procesos (GISP), perteneciente al CIFASIS. Los resultados parciales que forman parte de los capítulos de esta tesis configuraron publicaciones en congresos nacionales y artículos en revistas internacionales indexadas.

Revistas internacionales con referato

- [I] M. Patrone, and D. Feroldi, “Passivity-based control design for a grid-connected hybrid generation system integrated with the energy management strategy,” *Journal of Process Control*, vol. 74, pp. 99-109, 2019.
- [II] P. A. Luppi, L. Braccia, M. Patrone, and D. Zumoffen, “Control allocation based fault-tolerant strategy for a bio-ethanol processor system integrated to a PEM fuel cell,” *Journal of Process Control*, vol. 81, pp. 40-53, 2019.
- [III] M. Patrone, I. Rubio Scola, P. G. Rullo, and D. Feroldi, “Control and energy management strategy for electric vehicles with batteries and supercapacitors,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, en revisión.
- [IV] M. Patrone, P. G. Rullo, I. Rubio Scola, and D. Feroldi, “Energy management strategy designed via passivity-based control for DC microgrids,” *International Journal of Energy Research*, en revisión.

Congresos nacionales e internacionales con referato

- [V] M. Patrone, D. Feroldi, “Estrategia de control y gestión para un sistema híbrido de generación de energía,” *AADECA 2016*, Buenos Aires, Arg, 2016.
- [VI] M. Patrone, D. Feroldi, “Passivity-based control for battery/supercapacitors electric vehicles,” *RPIC 2017*, Mar del Plata, Arg, 2017.
- [VII] I. Rubio Scola, M. Patrone, D. Feroldi, and G. Besaçon, “Observer-based controller for an electric vehicle with hybrid energy storage,” *AADECA 2018*, Buenos Aires, Arg, 2018.
- [VIII] M. Patrone, I. Rubio Scola, D. Feroldi, and G. Besaçon, “Designing an observer-based controller for a domestic solar-batteries hybrid energy system,” *SiMIER 2018*, Foz do Iguazú, Paraná, Brasil, 2018.
- [IX] P. G. Rullo, P. A. Luppi, M. Patrone, A. Bottari, D. Feroldi, and D. Zumoffen, “Control secundario para una microrred CC basado en la teoría de asignación de control,” *CAIQ 2019*, Santa Fe, Arg, 2019.
- [X] P. G. Rullo, M. Patrone, and P. A. Luppi, “Regulación de tensión en una microrred CC: enfoque desde la teoría de asignación de control,” *SiMIER 2019*, Foz do Iguazú, Paraná, Brasil, 2019.

Capítulo 2

Estado del arte

En este capítulo se presenta una breve reseña del estado del arte correspondiente a las temáticas principales que se abordan en esta tesis. Se comienza presentando los distintos componentes presentes en los sistemas de potencia estudiados con una descripción de los modelos matemáticos que son utilizados a lo largo de la tesis. Luego, se detallan los principales enfoques en la literatura referidos a la estrategia de gestión de energía, donde se presentan las diferentes estructuras posibles y cómo son implementadas. Finalmente, se presenta una reseña de la teoría de control utilizada donde se resalta el enfoque energético usado para modelar y controlar a los sistemas de potencia considerados.

2.1 Introducción

Los sistemas basados en fuentes de energía renovable representan un área de creciente interés por la necesidad de diversificación de la matriz energética mundial. Particularmente, la energía generada a partir de paneles fotovoltaicos y turbinas eólicas son las más utilizadas en aplicaciones aisladas donde la conexión a la red eléctrica no es viable [13]. Sin embargo, la naturaleza intermitente de los recursos renovables hace necesaria la combinación de más de un tipo de fuente para lograr un suministro de energía regular y confiable, capaz de satisfacer los requerimientos de una carga sin interrupciones en el suministro de energía. Por ejemplo, la energía eólica y la energía solar en una determinada área pueden resultar complementarias en un cierto período de tiempo. En efecto, numerosos trabajos en la literatura proponen el uso de energía eólica y solar combinada, entre ellos [2-4]. Otra forma muy común de fortalecer la confiabilidad del sistema en términos de su capacidad de suministrar energía es incluyendo un sistema de almacenamiento de energía (ESS). El ESS es útil en períodos de escasa generación y/o también como soporte de las fuentes renovables en situaciones de mucha demanda. Esto lleva a que el ESS deba tener una capacidad para almacenar energía elevada y, además, ser capaz de absorber o entregar picos de alta potencia. Dependiendo de la aplicación, es posible que para conformar un sistema de almacenamiento con las características de potencia y energía necesarias se deban combinar varios dispositivos. En este sentido, es usual la clasificación de dispositivos de almacenamiento en función de la potencia que pueden entregar (potencia específica) y su capacidad de almacenar energía (energía específica). Por ejemplo, las pilas de combustible de membrana polimérica (PEMFCs, del inglés *proton-exchange membrane fuel cell*) son elementos con alta energía específica pero limitados en la cantidad de potencia que pueden entregar, siendo esta última una restricción que debe respetarse para no dañar al equipo. El conjunto PEMFC más tanques de almacenamiento de hidrógeno pueden ser utilizadas como dispositivos de almacenamiento a largo plazo. Por otra parte, los supercapacitores (SCs) son elementos de alta potencia específica pero con muy baja capacidad de almacenamiento. Generalmente, se los utiliza como sistema auxiliar del almacenador principal para absorber y entregar alta potencia, siendo cada vez más frecuente su utilización en vehículos eléctricos. Las baterías se ubican entre las PEMFCs y los SCs dentro del diagrama de Ragone (ver Fig. 2.5),

siendo más cercanas a las PEMFCs o a los SCs dependiendo del tipo de la misma. En este sentido, se encuentran aplicaciones donde la batería actúa como almacenador principal explotando su elevada capacidad de almacenamiento, o también como elemento auxiliar, generalmente en conjunto con una PEMFC, dada su moderada capacidad de entregar potencia.

Esta diversidad de elementos se interconectan entre sí conformando una red, acoplándose a un bus (CC o CA) común en forma directa o a través de convertidores de potencia. Estos elementos deben trabajar en forma coordinada para lograr que se cumpla el balance de potencia y que el bus común se encuentre con valores de tensión adecuados. La operación del sistema dependerá de múltiples factores como por ejemplo la potencia generada por las fuentes, la potencia consumida por las cargas, y la cantidad de energía almacenada. Además, deberán tenerse en cuenta las restricciones propias de cada dispositivo así como también consideraciones de eficiencia y costos operativos. Es necesario, entonces, un sistema de control para el correcto funcionamiento del sistema. En general, este sistema de control es dividido en dos niveles con tareas de control específicas. En un nivel superior se encuentra la estrategia de gestión de energía (EMS, del inglés *energy management strategy*) o control supervisor, la cual es la encargada de establecer las referencias de las fuentes y almacenadores de energía con el objetivo de satisfacer los requerimientos de carga, considerando las restricciones y eficiencias de cada elemento del sistema. En un nivel inferior se encuentra la capa de control, la cual se refiere a los lazos de control necesarios para que los elementos del sistema cumplan con las consignas establecidas por la estrategia de gestión. Este nivel está constituido por los controladores de los convertidores de potencia que comandan las llaves electrónicas para alcanzar las referencias de tensión o corriente definidas por el gestor de energía.

2.2 Descripción de componentes y modelos

En esta sección se presentan los modelos matemáticos de los distintos componentes utilizados en los sistemas de potencia bajo estudio. En particular, se presentan los modelos de paneles fotovoltaicos, turbinas eólicas, baterías y supercapacitores.

2.2.1 Paneles solares

Una celda fotovoltaica es básicamente una juntura p-n construida con capas de material semiconductor, donde la radiación electromagnética de la energía solar se convierte directamente en electricidad a través del efecto fotoeléctrico. La energía eléctrica generada depende de las características de la tecnología utilizada, como así también de parámetros constructivos y de las condiciones atmosféricas. Estas últimas, en particular la radiación y la temperatura ambiente, afectan de manera significativa el rendimiento de la celda.

Una celda fotovoltaica presenta una característica corriente-tensión no lineal dependiente de la radiación solar y la temperatura de la celda. Un modelo generalizado ampliamente utilizado en la literatura describe el comportamiento eléctrico de una celda fotovoltaica con una fuente de corriente no lineal en paralelo a un diodo y con una resistencia en serie [14]. La expresión de la fuente de corriente de la celda i_{pv} es:

$$i_{pv}(t) = i_{ph}(t) - i_{rs}(t) \left(\exp\left(\frac{q(v_{pv}(t) + i_{pv}(t)r_s)}{A_c K T(t)}\right) - 1 \right),$$

donde v_{pv} es la tensión de la celda, A_c es la desviación de la celda de la característica de juntura ideal p-n, i_{rs} es la corriente de saturación inversa de la celda, i_{ph} es la corriente generada bajo una insolación dada, q es la carga del electrón, K es la constante de Boltzman, r_s es la resistencia intrínseca de la celda y T es la temperatura de la celda. i_{ph} y i_{rs} dependen de la insolación y la temperatura de la

celda de acuerdo con las siguientes expresiones:

$$i_{rs}(t) = I_{or} \left(\frac{T(t)}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left(\frac{qE_{go}(1/T_{ref} - 1/T(t))}{KT(t)} \right),$$

$$i_{ph}(t) = (I_{sc} + K_l(T(t) - T_r))\lambda(t)/100,$$

donde E_{go} es el salto energético del semiconductor utilizado en la celda, I_o es la corriente de saturación inversa a la temperatura de referencia T_{ref} , I_{sc} es la corriente de cortocircuito de la celda a la temperatura de referencia y la insolación, λ es la insolación en mW/cm^2 , y K_l es el coeficiente de temperatura de la corriente de cortocircuito. Los valores de estas constantes se dan en la Tabla 2.1. En la Fig. 2.1, pueden observarse las características I-V o P-V típicas de la celda.

Tabla 2.1: Parámetros de la celda solar.

Parámetro	Valor
q	$1.6 \times 10^{-19}(C)$
A_c	1.6
K	$1.3805 \times 10^{-23}(NmK^{-1})$
K_l	$0.0017(A/C)$
I_{or}	$2.0793 \times 10^{-6}(A)$
T_{ref}	301.18(K)
E_{go}	1.10(V)
r_{pv}	0.5(Ω)

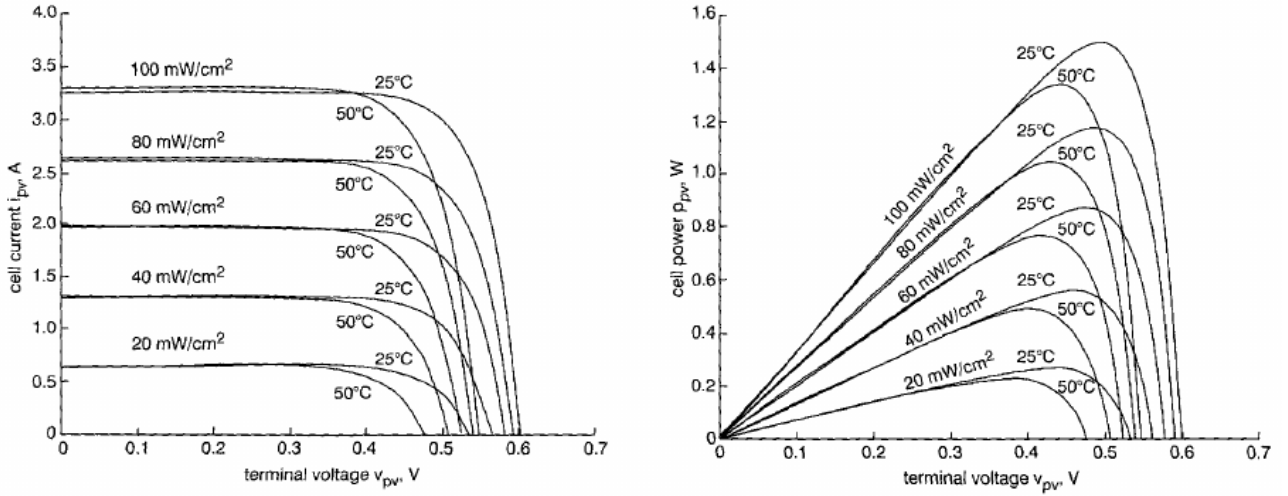


Figura 2.1: Curvas típicas de una celda fotovoltaica ([15]).

Un panel fotovoltaico es un grupo de celdas individuales conectadas en serie y en paralelo para cumplir con ciertos requisitos de voltaje y corriente. Por lo tanto, la corriente proporcionada por un panel fotovoltaico se define implícitamente por la siguiente ecuación:

$$i_{pv}(t) = n_p \left[i_{ph}(t) - i_{rs}(t) \left(\exp \left(\frac{q(v_{pv}(t) + i_{pv}(t)r_s)}{n_s A_c K T(t)} \right) - 1 \right) \right],$$

donde n_s y n_p indican el número de celdas conectadas en serie y en paralelo, respectivamente.

La energía instantánea generada por una celda fotovoltaica depende de la insolación y la temperatura. Por lo tanto, para maximizar la extracción de energía en condiciones atmosféricas variables, existen varias técnicas que encuentran el valor de v_{pv} que ubican el punto de operación de la celda fotovoltaica en su punto de máxima potencia (MPP, del inglés *maximum power point*) [16].

2.2.2 Turbinas eólicas

Un sistema de generación eólico se compone principalmente de una hélice que se conecta mecánicamente al rotor de un generador eléctrico. De esta manera, la energía cinética del viento se convierte, a través de las palas, en energía mecánica de rotación y luego en energía eléctrica en el generador. Las turbinas más comunes son la de eje horizontal con dos o tres palas.

La potencia de una masa de aire a velocidad v_w a través de un área A es:

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A v_w^3,$$

donde ρ es la densidad del aire en kg/m^3 , A es el área de barrido en m^2 , y v_w es la velocidad del viento en m/s . La potencia eólica capturada por las aspas del generador eólico que es convertida en potencia mecánica es:

$$P_M = \frac{1}{2} \rho A v_w^3 C_P(\beta, \lambda) = P_w C_P(\alpha, \lambda),$$

donde $C_P(\alpha, \lambda)$ es el coeficiente de potencia de la pala, el cual describe la eficiencia en la extracción de energía eólica de la turbina. Este coeficiente es función del ángulo de ataque de las palas (α) y el coeficiente de velocidad de punta de pala (λ) tal como se muestra en la Fig. 2.2.

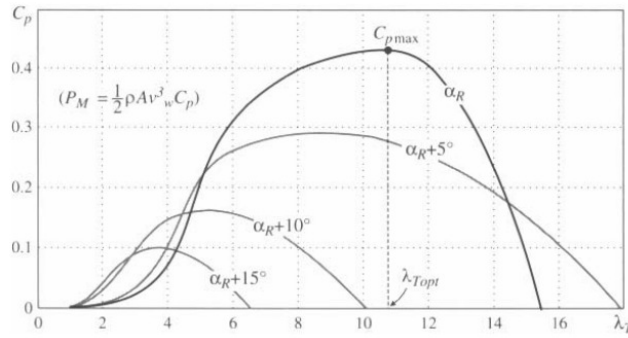


Figura 2.2: Coeficiente de potencia C_P en función de λ con ángulo de ataque como parámetro ([17]).

Para maximizar la potencia capturada por la turbina, las técnicas de control buscan maximizar el coeficiente C_P . El máximo C_P ocurre con el óptimo valor de λ y con el óptimo valor del ángulo de ataque α . De acuerdo al tipo de turbina, el C_P puede maximizarse a través del control de la velocidad de rotación y/o el ángulo de ataque de las aspas.

El coeficiente de velocidad de punta de pala (λ) se define como la relación entre la velocidad tangencial en la punta de la pala y la velocidad del viento:

$$\lambda = \frac{\omega_M l}{v_w}, \quad (2.1)$$

donde ω_M es la velocidad angular de la turbina y l la longitud de las palas. Para cada turbina, existe un valor óptimo λ_* que maximiza C_P . Entonces, la velocidad angular de la turbina que maximiza la potencia capturada se desprende de (2.1):

$$\omega_{M*} = \lambda_* \frac{v_w}{l},$$

es decir, que para que la turbina extraiga la máxima potencia, la velocidad angular de la turbina debe ajustarse en función de la velocidad del viento. Esto se muestra en la Fig. 2.3, donde los puntos señalados con MPP se corresponden con el punto de máxima potencia en función de la velocidad del viento. Las técnicas de control de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, del inglés

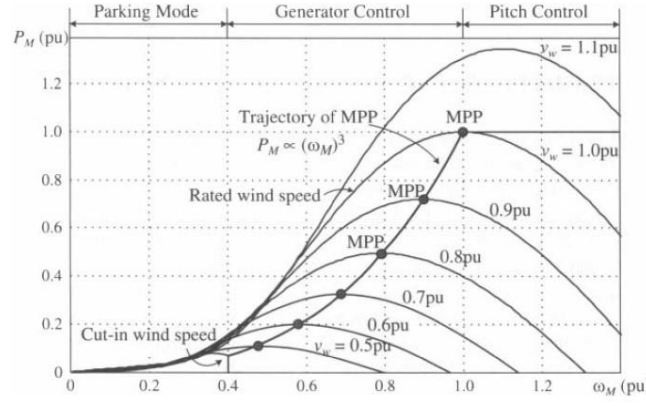


Figura 2.3: Curva característica de la turbina eólica ([17]).

maximum power point tracking) regulan la velocidad angular de la turbina para ubicarla en su punto de máxima generación de energía.

De la curva característica mostrada en Fig. 2.3 se desprenden 4 zonas de operación de la turbina eólica que dependen de la velocidad del viento. Cualitativamente se pueden representar en la siguiente figura:

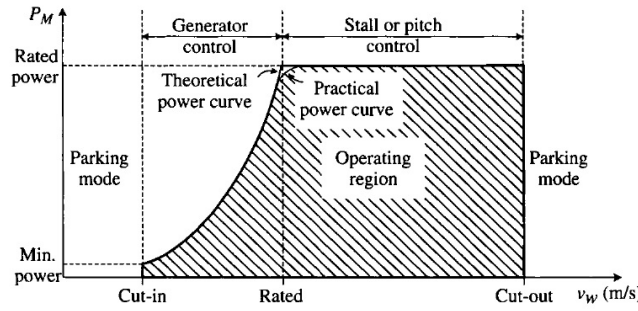


Figura 2.4: Curva cualitativa de la potencia mecánica de la turbina en función de la velocidad del viento ([17]).

En función de la zona en la cual se encuentre la turbina, se deben aplicar los siguientes modos de operación:

- Potencia nula: Cuando la velocidad del viento es inferior a una velocidad de corte inferior $v_{w,ci}$, la potencia generada por la turbina es inferior a las pérdidas en la transmisión por lo que la turbina debe permanecer parada. También, si la velocidad del viento es superior a una velocidad de corte superior $v_{w,cs}$, la turbina debe detenerse para evitar la rotura de la misma.
- Carga parcial: Cuando la velocidad del viento se encuentra entre la cota inferior y la velocidad nominal $v_{w,n}$, la turbina opera a velocidad variable para ubicarse en el MPP.
- Plena carga: Cuando la velocidad del viento supera la velocidad nominal, la potencia de la turbina debe limitarse a su potencia nominal.

En función de esto, la potencia de una turbina eléctrica controlada por un algoritmo MPPT puede definirse como:

$$P_M = \begin{cases} 0 & \text{si } v_w \leq v_{w,ci}, \\ \frac{1}{2} \rho A v_w^3 C_P(\beta_*, \lambda_*) & \text{si } v_{w,ci} < v_w < v_{w,n}, \\ P_{M,n} & \text{si } v_{w,n} \leq v_w < v_{w,cs}, \\ 0 & \text{si } v_w \geq v_{w,cs}. \end{cases}$$

2.2.3 Sistema de almacenamiento de energía

La naturaleza intermitente de las fuentes renovables así como también las variaciones permanentes en el consumo eléctrico hacen necesaria la inclusión de elementos almacenadores que inyecten o absorban energía de forma tal de cubrir el balance energético del sistema. Para cumplir con este objetivo, el sistema de almacenamiento debe ser capaz de manejar altos picos de potencia y además tener una capacidad de energía elevada. Dependiendo de la aplicación, no es posible reunir ambas características en un único elemento, necesitando combinar dos o más dispositivos con características eléctricas diversas para cumplir los requerimientos de potencia y energía. Una clasificación de los almacenadores muy utilizada en la literatura es a través de la capacidad de potencia y energía que presenta el dispositivo. En la Fig. 2.5, se muestra el diagrama de Ragone, el cual es un gráfico usado para comparar la capacidad de diferentes medios de almacenamiento de energía [18]. Puede verse que

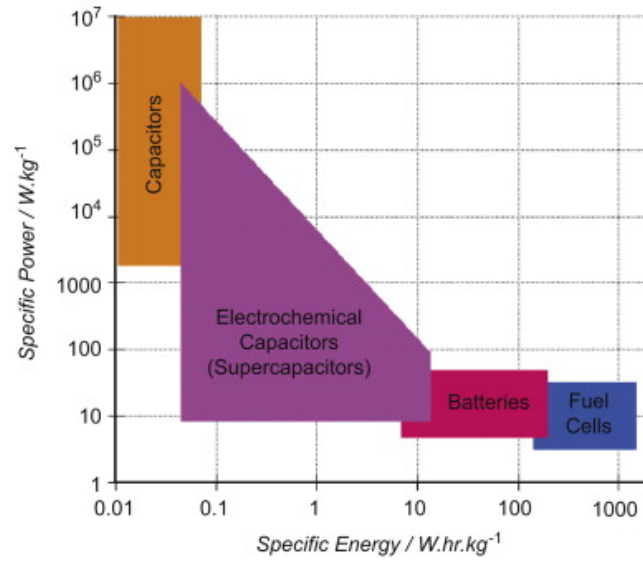


Figura 2.5: Diagrama de Ragone ([19]).

los capacitores y los supercapacitores son elementos con alta potencia específica pero baja capacidad de energía, mientras que las baterías y las pilas de combustible tienen características inversas. En este sentido, es muy común encontrar aplicaciones donde se combinan baterías y pilas de combustible con supercapacitores de manera de lograr un ESS acorde a las necesidades de potencia y energía del sistema.

2.2.3.1 Baterías

Las baterías son elementos de almacenamiento de energía con alta energía específica. El modelo presentado en [20] utiliza una fuente de tensión controlada (v_b) en serie con una resistencia interna (r_{bi}).

A continuación, se presentan los modelos matemáticos de las baterías utilizadas en esta tesis.

Li-Ion:

$$v_b = \begin{cases} E_0 - K \frac{Q}{Q-it} (it + i_b^*) + Ae^{-Bit} & \text{en descarga,} \\ E_0 - K \frac{Q}{Q-it} it - K \frac{Q}{it-0.1Q} i_b^* + Ae^{-Bit} & \text{en carga,} \end{cases}$$

Plomo-Ácido:

$$v_b = \begin{cases} E_0 - K \frac{Q}{Q-it} (it + i_b^*) + Exp(t) & \text{en descarga,} \\ E_0 - K \frac{Q}{Q-it} it - K \frac{Q}{it-0.1Q} i_b^* + Exp(t) & \text{en carga,} \end{cases}$$

$$Exp = \begin{cases} B|i_b|(-Exp) & \text{en descarga,} \\ B|i_b|(-Exp + A) & \text{en carga,} \end{cases}$$

donde E_0 es la tensión nominal [V], K la constante de polarización [$V(Ah)^{-1}$], Q la capacidad de la batería [Ah], $it = \int \frac{i_b}{3600} dt$ la carga consumida [Ah], i_b la corriente de la batería [A], i_b^* la corriente filtrada [A], Exp la tensión en zona exponencial [V], A la amplitud en zona exponencial [V], y B la constante de tiempo inversa en zona exponencial [$(Ah)^{-1}$].

Tabla 2.2: Parámetros de las baterías.

Tipo	Plomo-Ácido	Li-Ion
Parámetro	12V 7.2Ah	3.3V 2.3Ah
E_0 [V]	12.4689	3.366
r_{bi} [Ω]	0.04	0.01
K [$V(Ah)^{-1}$]	0.047	0.0076
A [V]	0.83	0.2642
B [$(Ah)^{-1}$]	125	26.5487

La tensión en bornes de la batería es:

$$V_b = v_b - r_{bi}i_b.$$

El estado de carga de la batería (SOC, del inglés *state of charge*) es la capacidad de energía disponible expresada como un porcentaje de la capacidad de energía nominal y puede expresarse como:

$$SOC = 1 - \frac{it}{Q}.$$

2.2.3.2 Supercapacitores

El sistema de almacenamiento de energía suele complementarse con un banco de supercapacitores debido a que estos elementos son de alta potencia específica, adecuados para situaciones de mucha demanda de potencia. Para modelar el comportamiento de un supercapacitor se utiliza un circuito equivalente constituido por resistencias y capacitores. Existen diferentes modelos en función de la configuración del circuito y el número de elementos utilizados. Naturalmente, los modelos más sofisticados describen con mayor precisión el comportamiento de un SC. En la Fig. 2.6, se presentan los circuitos equivalentes más utilizados en la literatura [21].

En esta tesis, se utilizó el modelo clásico representado en la Fig. 2.6a debido a su simpleza y fácil parametrización. Las ecuaciones que describen el comportamiento de este modelo se dan a continuación:

$$\dot{v}_{sc} = -\frac{v_{sc}}{CR_p} + \frac{i}{C},$$

$$V_{sc} = v_{sc} + R_s i,$$

donde V_{sc} denota la tensión en bornes del capacitor, R_s es la resistencia interna que incluye la resistencia del electrolito y la resistencia de contacto, R_p se usa para simular el fenómeno de

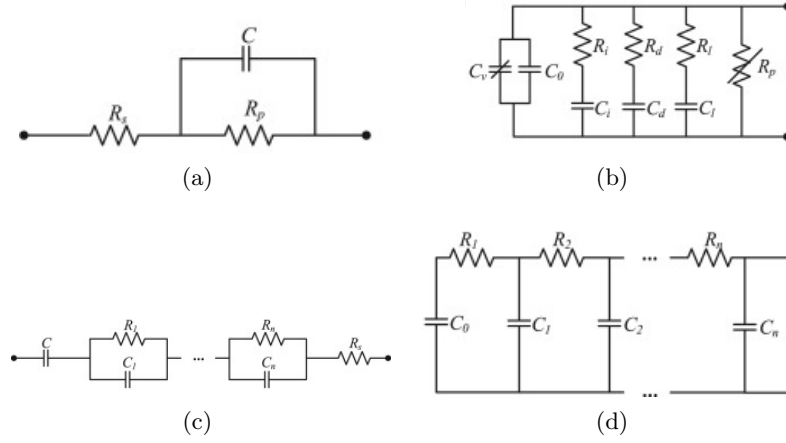


Figura 2.6: Circuitos equivalentes del modelo de un SC.

autodescarga, v_{sc} denota la tensión sobre el capacitor C , e i es la corriente de carga de SC. La energía almacenada en el supercapacitor es:

$$E_{sc} = \frac{1}{2} C v_{sc}^2.$$

La energía máxima que puede almacenar un SC se define en función de su tensión nominal $v_{sc,n}$, es decir, $E_{sc,n} = 1/2 C v_{sc,n}^2$. Análogamente al SOC de la batería, se define el estado de energía (SOE, del inglés *state of energy*) como:

$$\text{SOE} = \frac{\frac{1}{2} C v_{sc}^2}{E_{sc,n}} = \frac{v_{sc}^2}{v_{sc,n}^2}.$$

2.3 Estrategia de gestión de energía

En los sistemas híbridos de generación de energía (HRES, del inglés *hybrid renewable energy systems*), se denomina estrategia de gestión de energía al algoritmo que se ubica en la capa correspondiente al control supervisor de la estructura de control. En general, es la encargada de definir las referencias de potencia de cada uno de los componentes del sistema (que serán interpretadas por los controladores locales) y asegurar una operación segura y eficiente del mismo [22]. Dentro de los principales objetivos de una EMS, se pueden destacar:

- Cumplir el balance de potencia en el bus.
- Mantener el estado de carga de los almacenadores de energía entre los límites operativos necesarios.
- Minimizar los costos operativos del sistema.
- Mantener estable la tensión en el bus.
- Minimizar los cortes en el abastecimiento de la carga.
- Maximizar la eficiencia del sistema.
- Maximizar la vida útil de los elementos.

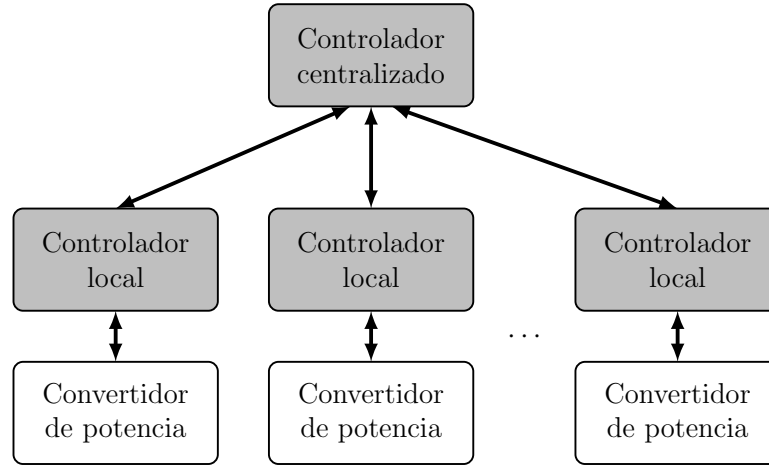


Figura 2.7: Estructura EMS centralizada.

2.3.1 Estructura de la EMS

En [23] y [24] se realiza una clasificación de las EMS según el tipo de estructura: centralizado, distribuido e híbrido. En todos los casos se asume que cada componente del sistema posee un control de bajo nivel que es capaz de seguir las referencias definidas por la EMS.

Control centralizado

En la Fig. 2.7 se muestra un esquema de la estructura EMS centralizada. El control centralizado decide las referencias que serán enviadas a los controladores locales en función del estado actual del sistema (mediciones de potencias disponibles en las fuentes renovables, requerimientos de carga, estado de carga de almacenadores, etc.) y de un conjunto de objetivos y restricciones predeterminado. Este tipo de estructura permite la implementación de estrategias de optimización multiobjetivo que incorporan criterios económicos, socio-ambientales y de eficiencia. Esta característica hace que sea la estructura más utilizada en la literatura para la implementación de EMS en HRES, aunque el costo computacional en general es importante. Estrategias de gestión de energía de este tipo son propuestas en [1, 25–27], entre otros.

Control distribuido

En una estructura de control distribuida las mediciones de cada fuente de energía o almacenamiento es enviada a su controlador local correspondiente, tal como se muestra en la Fig. 2.8. Luego existe una comunicación entre cada uno de ellos para optimizar un objetivo global. Si bien este enfoque permite la reducción en los tiempos de cómputo y aporta mayor modularidad a la estrategia (ya que resulta más directa la incorporación de nuevos elementos), las problemáticas con respecto a la comunicación entre los controladores resultan aún complejas. Algunos trabajos presentes en la literatura que abordan este problema son [28–31].

Control híbrido

Una estructura híbrida es la combinación de un control centralizado y uno distribuido. Algunas fuentes de energía y almacenamiento del sistema general se agrupan y se operan a través de un control centralizado. Luego, el enfoque de control distribuido es utilizado para la coordinación de cada uno de los grupos. El esquema correspondiente es presentado en la Fig. 2.9, mientras que algunos trabajos destacados pueden encontrarse en [32, 33].

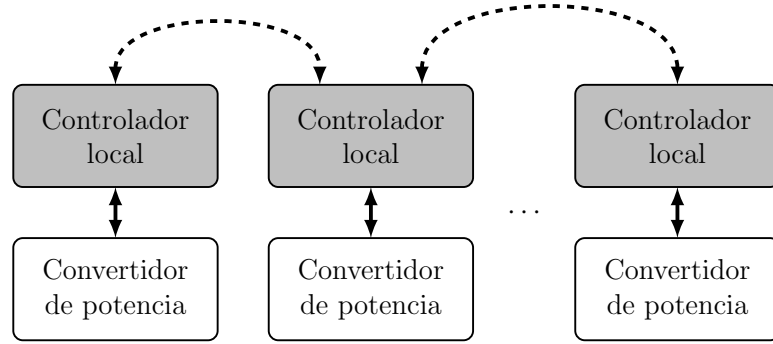


Figura 2.8: Estructura EMS distribuida.

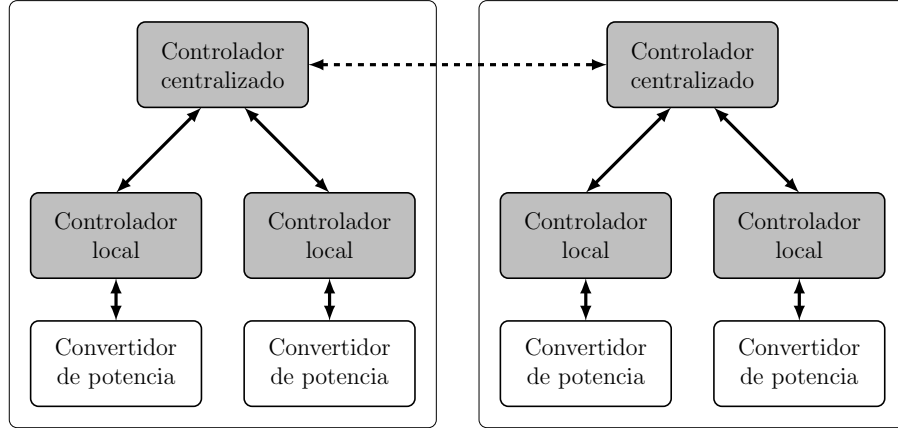


Figura 2.9: Estructura EMS híbrida.

2.3.2 Implementación de la EMS

Según la metodología utilizada para la implementación de la EMS, se puede realizar la distinción entre estrategias de gestión clásicas, y estrategias de gestión inteligentes [34].

2.3.2.1 EMS clásicas

Dentro de las estrategias de control clásicas se pueden distinguir a aquellas basadas en filtros (FBC, por su sigla en inglés: *Filtration Based Controller*) o en reglas (RBC, por su sigla en inglés: *Rules Based Controller*). La FBC se caracteriza por descomponer mediante un filtrado las componentes de alta y baja frecuencia de la potencia de referencia de los almacenadores. Luego, la componente de baja frecuencia será la referencia correspondiente al almacenador de energía que posea mayor tiempo de respuesta (Baterías, Electrolizador/Pila de Combustible), mientras que la componente de alta frecuencia corresponderá al de menor tiempo (Supercapacitores) [35]. En [36] se propone la utilización de un filtro pasa bajos para formar la referencia de potencia de la batería que es usada para balancear las fluctuaciones lentas en las fuentes renovables. Mientras que los supercapacitores se encargan de compensar las fluctuaciones de alta frecuencia.

Las EMS basadas en reglas son las más extendidas en la literatura debido a su sencillez de implementación y bajo costo computacional. En general, pueden representarse por un conjunto de estados posibles (en los que se define las referencias de potencia para cada elemento) entre los cuales el sistema puede ir conmutando de acuerdo a reglas o condiciones que se definen de manera heurística [34]. En [1] se presenta una EMS que consiste en cinco modos de operación. La estrategia se formaliza a través del concepto de máquina de estados finita, definiendo modos de operación (estados) y eventos que producen el cambio de estado dependiendo del estado anterior y los eventos activos de acuerdo

con una función de mapeo. En [25] se propone un control supervisor en un HRES aislado formado por un panel fotovoltaico, una turbina eólica, una carga de corriente alterna (CA) y una batería. Se conmuta entre 3 posibles estados donde se define el modo de operación de las fuentes, seguimiento de puntos de máxima potencia o regulación de potencia, y la referencia de potencia de la batería. En este caso, aunque sin pérdida de generalidad con respecto a la EMS, los controladores locales se implementan mediante un controlador de modos deslizantes robusto. En [26] se propone un esquema de control con doble histéresis. En [32] se presenta un control jerárquico compuesto por una estrategia de control maestro y una estrategia de control esclavo para un sistema híbrido compuesto por paneles solares, turbinas eólicas, pilas de combustibles, electrolizador, y baterías sin conexión a la red.

2.3.2.2 EMS inteligentes

En un HRES con múltiples almacenadores y fuentes de energía, la EMS se complejiza con respecto a un HRES con un único almacenador. En ese marco, para el uso óptimo de un HRES es necesario el desarrollo de una EMS que tenga en cuenta las limitaciones operativas, la degradación y aspectos económicos, además de simplemente garantizar el balance de potencia. La complejidad del problema a abordar es la principal motivación para la introducción de estrategias de control avanzado. En particular, el control predictivo basado en modelo (MPC, del inglés *model predictive control*) ha sido ampliamente utilizado en aplicaciones industriales y para la gestión de energía [37–39]. En [38] se presenta una EMS implementada con MPC para un HRES aislado formado por turbinas eólicas y paneles fotovoltaicos que alimenta una planta de desalinización por electrólisis. La misma metodología se aplica en [39] para un HRES aislado que incluye una pila de combustible, un electrolizador y tanques de almacenamiento de H_2 . El MPC genera las referencias para la pila de combustible y el electrolizador para satisfacer las demandas de la carga y mantener el estado de carga de los almacenadores dentro de los límites requeridos. El balance de potencia es asegurado por la batería con un lazo externo.

En los últimos años ha surgido una metodología basada en MPC, conocida como MPC Económico (EMPC, del inglés *economic model predictive control*), que optimiza una función objetivo basada en criterios económicos en lugar de una desviación con respecto a una referencia dada [40–42]. Este enfoque se introduce para la gestión de energía en HRES por [43]. En [44] y [45], los autores proponen un enfoque EMPC para manejar una microrred de hidrógeno vinculada a la red eléctrica, que incluye el costo de compra/venta de electricidad, el envejecimiento de los componentes y las restricciones operativas. Los resultados muestran que el enfoque propuesto es más eficaz que las estrategias de histéresis, con una reducción en el costo operacional. En [46], se aplica esta metodología en un HRES que alimenta una planta química con el objetivo de minimizar costos operativos y ambientales. En [47] se presenta un nuevo EMPC para sistemas periódicos aplicado a una microrred con conexión a la red. Luego, en [27] se propone una versión robusta de este enfoque.

2.4 Control de los convertidores de potencia

Por debajo de la gestión de energía o control supervisor se encuentra la capa de control que comanda a los convertidores de potencia. Esta capa es la encargada de controlar a las llaves conmutadas de los convertidores para alcanzar las referencias de tensión, corriente o potencia definidas por la capa superior. Los sistemas de potencia estudiados en esta tesis se componen de varios convertidores de potencia conectados en paralelo a un bus de tensión en común (de CA o CC) o insertos en una red con determinada topología. El sistema completo es entonces un sistema no lineal multivariable donde la acción de cualquiera de los elementos de potencia tiene incidencia directa en el sistema, perturbando el funcionamiento del resto de los elementos conectados. Esto implica que la acción de control sobre el conjunto de los convertidores de potencia debe ser coordinada para atender a las especificaciones de tensión, corriente o potencia del sistema.

La teoría de control ha sido muy exitosa en el caso de modelos dinámicos de sistemas lineales invariantes en el tiempo. Métodos en el dominio frecuencial y temporal han alcanzado niveles en los que el diseño del controlador es sistemático, aún en presencia de perturbaciones y errores de modelado. Existen gran cantidad de metodologías de diseño para sistemas lineales: diagramas de Bode, control LQR (del inglés *linear quadratic regulator*), H_∞ , etc. Cada uno de estos métodos puede ser usado para lograr diversos objetivos de control como estabilización, regulación, o seguimiento. La situación es completamente distinta para el caso de sistemas no lineales. Los sistemas no lineales pueden exhibir comportamientos dinámicos extremadamente complejos que vuelve inútil la búsqueda de una única teoría de control capaz de ser aplicada en todos los casos. En consecuencia, para trabajar con una pluralidad de fenómenos no lineales es necesario especificar la clase o tipo de sistemas bajo consideración para aplicar determinadas herramientas de modelado y control. Es decir, se debe particularizar la metodología para cada clase o familia de sistemas no lineales [48]. En este sentido, se ha desarrollado una teoría de control no lineal para una clase de sistemas que contempla la estructura física desde el inicio del proceso de diseño. En la definición de esta clase de sistemas es donde toman relevancia los sistemas de Euler-Lagrange (EL) o los sistemas Hamiltonianos, debido a que logran describir el comportamiento dinámico de una gran clase de sistemas ingenieriles de gran interés en la actualidad sin relegar la componente no lineal de los mismos. Estos tipos de sistemas son el resultado de una poderosa técnica de modelado denominada “método variacional”, cuyo punto de partida es la definición de funciones de energía en función de coordenadas generalizadas. El método variacional es particularmente adecuado para describir la clase de sistemas físicos considerados en esta tesis por las siguientes ventajas:

- Dado que el problema de modelado es formulado en términos de cantidades de energía, el método variacional permite tratar en forma directa sistemas multidisciplinarios, e.g. sistemas con componentes eléctricos y mecánicos, etc, ya que las energías de diferentes dominios/campos de la física pueden combinarse simplemente al sumar sus contribuciones individuales.
- Provee automáticamente las funciones de almacenamiento y disipación del sistema, siendo estas elementos fundamentales para la técnica de diseño presentada en esta tesis.
- Es compatible con uno de los aspectos más relevantes de la teoría de sistemas que piensa a los sistemas complejos como una interconexión de subsistemas más simples donde cada uno de estos está caracterizado por su propia función de energía. Este hecho pone en relevancia el estudio de la estructura del sistema y en la forma en que estos subsistemas se interconectan entre sí.
- La representación de los sistemas físicos por medio de las ecuaciones de Hamilton o Euler-Lagrange revela ciertas propiedades estructurales que son fundamentales para el diseño del controlador propuesto.

Desde el punto de vista del diseño de controladores es particularmente útil la descomposición de un sistema complejo en subsistemas más simples que al interconectarse combinan sus energías para determinar el comportamiento completo del sistema. Esto también invita a pensar al controlador como otro subsistema dinámico interconectado con el sistema cuyo objetivo o acción de control es modificar la función de energía del sistema logrando que a lazo cerrado el conjunto se comporte de la forma deseada. En este sentido, el problema de control puede plantearse como la búsqueda de un sistema dinámico y su forma de interconexión de manera de lograr el comportamiento a lazo cerrado deseado. El diseño del controlador debe basarse sobre una propiedad que permanezca invariante en la interconexión. Es aquí donde participa la propiedad de pasividad de los sistemas físicos [49].

Los sistemas pasivos son una clase de sistemas dinámicos en los cuales la energía intercambiada con el entorno juega un rol fundamental. En estos sistemas la tasa a la cual la energía ingresa al sistema no es menor que la energía almacenada. En otras palabras, un sistema pasivo no puede almacenar más energía que la suministrada externamente, donde la diferencia de energía es la energía disipada. La interpretación física de la propiedad de pasividad está íntimamente relacionada con la física del sistema, y en particular con sus propiedades de estabilidad. Por ejemplo, viendo a la interconexión por realimentación como un proceso de intercambio de energía, la propiedad de pasividad es invariante en el

caso de sistemas interconectados con realimentación negativa, es decir, la interconexión de dos sistemas pasivos por realimentación es también un sistema pasivo. Más aún, la pasividad de un subsistema puede compensar la falta de esta en otro subsistema, logrando que el conjunto sea pasivo [48, 49].

En los sistemas modelados con las ecuaciones de Euler-Lagrange se definen transformaciones pasivas entre las entradas y ciertas salidas. Esto es una propiedad fundamental en el desarrollo del controlador dado que el mismo modelo identifica las salidas que son “fáciles” de controlar y además provee la función de almacenamiento que generalmente motiva a la función de almacenamiento deseada a lazo cerrado. Sin embargo, es importante aclarar que el hecho de que los sistemas EL sean pasivos no hace que el problema de control sea trivial. Puede ocurrir que la salida para la cual el sistema es pasivo no sea la variable de interés a controlar. Por ejemplo, en el caso de los convertidores Boost, la salida pasiva de mínima fase es la corriente por la inductancia pero en general se desea regular la tensión de salida del capacitor.

2.4.1 Control basado en pasividad

El control basado en pasividad (PBC) es una metodología de control no lineal que explota la pasividad de los sistemas físicos para estabilizarlos en un punto de equilibrio deseado. La forma básica de PBC puede dividirse en dos etapas. La primera consiste en modificar la energía del sistema (*energy shaping*) de manera que el sistema tenga un mínimo en el punto de trabajo deseado. La segunda consiste en agregar amortiguamiento (*damping injection*) para modificar la función de disipación asegurando estabilidad asintótica y velocidad de convergencia. En general, esto es suficiente para sistemas mecánicos, donde la modificación de la energía se reduce únicamente a la energía potencial. Cuando se consideran sistemas eléctricos o electromecánicos es necesario modificar también la energía cinética elevando la dificultad del proceso de diseño.

En síntesis, el controlador hace que el sistema a lazo cerrado sea estable con respecto a una función de almacenamiento que tiene un mínimo en el punto de equilibrio deseado. Mayores detalles sobre esta técnica de control pueden encontrarse en el completo informe presentado en [50] y [51]. Este enfoque basado en la energía explica su éxito para controlar sistemas físicos con no linealidades no despreciables, siendo ampliamente utilizado para controlar sistemas mecánicos [52], sistemas eléctricos [53] y sistemas electromecánicos [54, 55]. Además, esta metodología se ha extendido para abordar el problema de control de los sistemas de generación híbridos [56, 57], así como para controlar un vehículo eléctrico con supercapacitores y baterías como elementos de almacenamiento [58] o aplicaciones que incluyen celdas de combustible [59, 60].

Capítulo 3

Herramientas de modelado y control

En este capítulo se presentan las distintas herramientas de modelado, teoría de control y conceptos básicos de análisis de sistemas utilizadas a lo largo de esta tesis. Se comienza presentando la propiedad de pasividad de los sistemas físicos, siendo esta una propiedad fundamental para los sistemas bajo estudio, y un concepto base a partir del cual se construye la técnica de control implementada. Seguido, se introduce un formalismo matemático basado en un enfoque energético utilizado para modelar dinámicamente a los sistemas de potencia bajo estudio. Finalmente, se presenta la técnica de control no lineal utilizada. Para ejemplificar cada uno de los conceptos aquí presentados, se utiliza como caso de estudio el convertidor Boost, siendo de utilidad las conclusiones y comentarios sobre este convertidor para los capítulos venideros.

3.1 Propiedad de pasividad

Una propiedad fundamental de los sistemas físicos es la pasividad. Un sistema es pasivo si la energía suministrada al sistema es mayor o a lo sumo igual que la energía almacenada en el mismo, siendo la diferencia entre ambas la energía disipada por el sistema. Ejemplos típicos de sistemas pasivos son los circuitos eléctricos en los cuales parte de la energía se disipa en forma de calor en las resistencias. Para definir matemáticamente la propiedad de pasividad es necesario establecer la tasa de suministro de energía que ingresa al sistema y la función de almacenamiento, la cual establece la cantidad de energía que es almacenada en el mismo. Ambas funciones están relacionadas por una desigualdad de disipación que establece que a lo largo de las trayectorias de un sistema pasivo, la tasa de suministro no es menor que la tasa de almacenamiento de energía. La tasa de suministro de los sistemas considerados es simplemente $u^\top y$, siendo u la entrada, e y la salida del sistema. La función de almacenamiento es la suma de la energía potencial y cinética del sistema. A continuación, la definición formal de un sistema pasivo.

Sea el sistema

$$\Sigma : \begin{cases} \dot{x} = f(x, u), & x(0) = x_0 \in \mathbb{R}^n \\ y = h(x, u), \end{cases} \quad (3.1)$$

donde $x \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estados, $u \in \mathbb{R}^m$ el vector de entrada, e $y \in \mathbb{R}^m$ el vector de salida.

Definición 3.1. (Sistema pasivo). El sistema (3.1) es pasivo si existe una función de almacenamiento $H(x)$ continuamente diferenciable y semidefinida positiva tal que

$$u^\top y \geq \dot{H} = \frac{\partial H}{\partial x} f(x, u), \quad \forall (x, u) \in \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \quad (3.2)$$

Más aún, el sistema se dice

- conservativo si se satisface $u^\top y = \dot{H}$.
- pasivo estricto de entrada si $u^\top y \geq \dot{H} + \epsilon u^\top u$ con $\epsilon > 0$.
- pasivo estricto de salida si $u^\top y \geq \dot{H} + \delta y^\top y$ con $\delta > 0$.
- pasivo estricto de estado si $u^\top y \geq \dot{H} + \rho \psi(x)$ con $\rho > 0$ y $\psi(x)$ una función definida positiva del estado.

La desigualdad (3.2) se denomina desigualdad de disipación. También puede expresarse como una desigualdad de energía de la siguiente forma:

$$H(x(T)) - H(x(0)) \leq \int_0^T u^\top y dt, \quad \forall T \geq 0. \quad (3.3)$$

La desigualdad (3.3) se denomina ecuación de balance de energía.

3.1.1 Ejemplo (Convertidor Boost)

A partir de aplicar las leyes de Kirchhoff al convertidor Boost mostrado en la Fig. 3.1, se obtienen las ecuaciones que modelan su comportamiento dinámico:

$$C\dot{v} - \bar{\mu}i + R_l^{-1}v = 0, \quad (3.4)$$

$$Ldi/dt + ri + \bar{\mu}v = E, \quad (3.5)$$

donde v es la tensión del capacitor C , i la corriente por la inductancia L , r la resistencia parásita del inductor, R_l la resistencia de carga del convertidor, E la tensión de la fuente de entrada, y μ es el ciclo de trabajo de la llave de potencia con $\bar{\mu} = 1 - \mu$. Se toma la tensión de la fuente como entrada u y la corriente por la inductancia como salida y . El producto de ambas variables es el flujo de potencia entregado por la fuente al convertidor Boost. Las variables de estado son i y v . La función

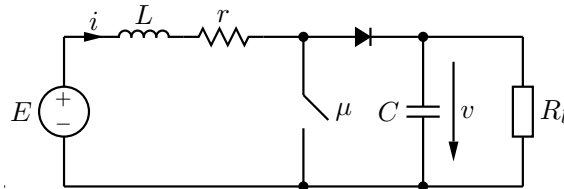


Figura 3.1: Convertidor tipo Boost

de almacenamiento $H(v, i)$ es la suma de la energía eléctrica y magnética almacenada en el capacitor y la inductancia, respectivamente. Esto es,

$$H(v, i) = \frac{1}{2}Cv^2 + \frac{1}{2}Li^2. \quad (3.6)$$

Para llegar a la desigualdad de disipación (3.2) se plantea la derivada de la función de almacenamiento $H(v, i)$ sobre las trayectorias del sistema, es decir:

$$\dot{H}(v, i) = C\dot{v} + Lidi/dt, \quad (3.7)$$

$$= v(\bar{\mu}i - R_l^{-1}v) + i(E - ri - \bar{\mu}v), \quad (3.8)$$

$$= -R_l^{-1}v^2 + Ei - ri^2, \quad (3.9)$$

llegando finalmente a:

$$Ei = uy = \dot{H}(v, i) + R_l^{-1}v^2 + ri^2 \geq \dot{H}(v, i). \quad (3.10)$$

Los términos cuadráticos no negativos representan la tasa de disipación, de la cual pueden considerarse las siguientes variantes:

- $R_l = \infty$ y $r = 0$. En este caso no hay disipación de energía, el sistema es conservativo.
- $R_l = \infty$. En este caso la tasa de disipación es proporcional al cuadrado de la salida (i), el sistema es pasivo estricto de salida.
- $0 < R_l, r < \infty$. En este caso la tasa de disipación es una función definida positiva del estado, el sistema es pasivo estricto de estado.

Integrando (3.10) de 0 a t se obtiene la ecuación de balance de energía

$$\underbrace{H(v(t), i(t))}_{actual} - \underbrace{H(v(0), i(0))}_{inicial} = \underbrace{\int_0^t E(\tau) i(\tau) d\tau}_{suministrado} - \underbrace{\int_0^t R_l^{-1} v^2(\tau) + r i^2(\tau) d\tau}_{disipado}. \quad (3.11)$$

Si se adopta la convención de ver a E como la entrada del sistema e i como la salida, se tiene que el sistema $\Sigma : E \mapsto i$ es pasivo.

3.2 Modelado de convertidores CC/CC por Euler-Lagrange

Las ecuaciones de Euler-Lagrange (EL) son un conjunto de ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento dinámico de sistemas físicos. Se derivan del principio variacional, que es un poderoso método para modelar sistemas físicos en términos de cantidades de energía. El punto de partida del enfoque variacional es la definición de la función de energía en términos de conjuntos de variables generalizadas. Este procedimiento lleva a la introducción de la función lagrangiana.

La función lagrangiana o lagrangiano $\mathcal{L}(\dot{q}, q)$ del sistema se define como la diferencia entre la co-energía cinética y la energía potencial del mismo [49]:

$$\mathcal{L}(\dot{q}, q) \triangleq \mathcal{T}^*(\dot{q}) - \mathcal{V}(q), \quad (3.12)$$

donde $q \in \mathbb{R}^n$ son las coordenadas generalizadas y $\dot{q} \in \mathbb{R}^n$ las velocidades generalizadas, $\mathcal{T}^*(\dot{q})$ representa la co-energía cinética, y $\mathcal{V}(q)$ la energía potencial del sistema. Desde el punto de vista de los sistemas mecánicos, las coordenadas generalizadas se definen como todo conjunto de coordenadas suficiente y necesario para describir en todo momento la posición de todos los objetos de un sistema mecánico. Es, por lo tanto, un conjunto independiente de coordenadas, lo cual significa que no están sujetas a restricciones estáticas. Las velocidades generalizadas son las derivadas temporales de las coordenadas generalizadas. Esta caracterización puede extenderse a otros dominios físicos, y en particular al electromagnetismo. En el caso de un circuito eléctrico, las coordenadas generalizadas se corresponden con las cargas eléctricas q , y las velocidades generalizadas con las corrientes eléctricas i . Dado que los elementos dinámicos en el dominio eléctrico son los capacitores e inductores, las coordenadas y velocidades generalizadas están asociadas a las cargas de los capacitores q_C y a las corrientes de los inductores i_L , respectivamente. En el caso eléctrico, la energía y co-energía cinética se corresponden con la energía y la co-energía del campo magnético almacenada en los inductores. A su vez, la energía y co-energía potencial se corresponden con la energía y co-energía del campo eléctrico almacenado en los capacitores. Dado que las relaciones constitutivas de los almacenadores de energía aquí considerados son lineales, la co-energía y energía, ya sea cinética o potencial, asumen los mismos valores. De esta manera, podemos expresar el lagrangiano como:

$$\mathcal{L}(\dot{q}, q) \triangleq \mathcal{T}(\dot{q}) - \mathcal{V}(q), \quad (3.13)$$

donde $\mathcal{T}(\dot{q})$ representa la energía cinética.

Las ecuaciones de EL para un sistema no conservativo son:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}}(\dot{q}, q) \right) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q}(\dot{q}, q) + \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \dot{q}}(\dot{q}) = \mathcal{Q}, \quad (3.14)$$

donde $\mathcal{F}$ es la función de disipación de Rayleigh y $\mathcal{Q}$ son las fuerzas externas. El sistema queda completamente caracterizado a partir de las ecuaciones de EL por el conjunto $\{\mathcal{T}, \mathcal{V}, \mathcal{F}, \mathcal{Q}\}$, donde cada elemento del conjunto se lo denomina parámetro de EL. Resta entonces definir cada uno de estos parámetros para completar la descripción matemática del sistema considerado.

La energía cinética del sistema eléctrico es:

$$\mathcal{T} = \frac{1}{2} \dot{q}_L^\top L \dot{q}_L, \quad \dot{q}_L \in \mathbb{R}^{n_L}, \quad (3.15)$$

donde $\dot{q}_L$ denota el vector de corrientes de los n_L inductores y L es una matriz diagonal definida positiva que contiene el valor de las inductancias.

La energía potencial del sistema $\mathcal{V}$ se corresponde con la energía eléctrica almacenada en los n_C capacitores del circuito. Esta función contiene dos términos. Uno describe la energía potencial almacenada en los capacitores que no son afectados directamente por las conmutaciones de las llaves de potencia. El segundo término describe la energía potencial de los capacitores que son desconectados de una malla e insertados en otra debido a la conmutación del circuito. La carga de los capacitores “invariantes” se denota con un vector q_{C_I} de dimensión n_{C_I} . La carga de los capacitores del grupo restante, denominados “variantes”, se denota con un vector q_{C_V} de dimensión n_{C_V} . Sin embargo, estas últimas no son coordenadas generalizadas dado que dependen del flujo de carga asociado a la malla inductiva a la cual se encuentran conectados según el estado de las llaves de potencia. De esta manera, se describe $q_{C_V} = V(\mu)q_L$, siendo $V(\mu)$ una matriz $n_{C_V} \times n_L$ parametrizada en función de la posición de las llaves de potencia μ . De esta manera, la energía potencial se define como:

$$\mathcal{V} = \frac{1}{2} q_{C_I}^\top C_I^{-1} q_{C_I} + \frac{1}{2} q_{C_V}^\top C_V^{-1} q_{C_V}, \quad (3.16)$$

$$= \frac{1}{2} q_{C_I}^\top C_I^{-1} q_{C_I} + \frac{1}{2} q_L^\top V^\top(\mu) C_V^{-1} V(\mu) q_L. \quad (3.17)$$

La función de disipación de Rayleigh se obtiene al considerar el flujo de corriente a través de las resistencias del sistema. Nuevamente, se distinguen dos términos. Uno describe la energía disipada en las resistencias de carga (R_l), la cual se computa en función de la corriente de los capacitores de salida (que se asumen sin pérdida de generalidad como el conjunto de capacitores invariantes) y la corriente de las mallas inductivas que se insertan en la salida del convertidor según la conmutación de las llaves. Las corrientes de los capacitores de salidas es $\dot{q}_{C_I}$. El otro término se corresponde con la energía disipada en el resto de las resistencias del sistema (R) debido al flujo de corriente en las mallas inductivas. De esta manera, la función de disipación de Rayleigh es:

$$\mathcal{F} = \frac{1}{2} \dot{q}_L^\top R \dot{q}_L + \frac{1}{2} [Z(\mu)\dot{q}_L - \dot{q}_{C_I}]^\top R_l [Z(\mu)\dot{q}_L - \dot{q}_{C_I}] \quad (3.18)$$

Finalmente, el vector de fuentes externas ($\mathcal{Q}$) contiene elementos no nulos que pueden depender o no de la función de conmutación de las llaves de potencia. En general, las fuentes de tensión externas estarán asociadas con las ecuaciones que definen las corrientes de las inductancias y no con las ecuaciones correspondientes a la carga de los capacitores. De esta manera, el vector de fuerzas externas $\mathcal{Q}$ tendrá la siguiente forma:

$$\mathcal{Q} = [(I(\mu)E)^\top, 0_{1 \times n_C}]^\top,$$

donde E es un vector dimensión n_E que contiene el valor de cada fuente de tensión de entrada, e $I(\mu)$ es una matriz $n_L \times n_E$ que vincula el vector de tensiones E con las mallas inductivas del circuito.

Aplicando la ecuación de EL (3.14) al conjunto de parámetros de EL $\{\mathcal{T}(\dot{q}), \mathcal{V}(q), \mathcal{F}(\dot{q}), \mathcal{Q}\}$ se obtiene un modelo general de una amplia clase de convertidores de potencia CC/CC.

$$L\ddot{q}_L + V^\top(\mu)C_V^{-1}V(\mu)q_L + R\dot{q}_L + Z^\top(\mu)R_l[Z(\mu)\dot{q}_L - \dot{q}_{C_I}] = I(\mu)E, \quad (3.19)$$

$$C_I^{-1}q_{C_I} - R_l[Z(\mu)\dot{q}_L - \dot{q}_{C_I}] = 0_{n_C \times 1}. \quad (3.20)$$

Una representación generalizada en el espacio de estados de un circuito conmutado puede obtenerse definiendo un vector de estados compuesto a partir de las coordenadas y velocidades generalizadas del sistema. Se definen, entonces, $i_L = \dot{q}_L$, $v_V = C_V^{-1}V(\mu)q_L$, y $v_I = C_I^{-1}q_{C_I}$, que se corresponden con el vector de corriente por las inductancias, el vector de tensión en los capacitores variantes y en los invariantes, respectivamente.

Con estas nuevas variables se obtiene a partir de (3.19-3.20):

$$\begin{aligned} L di_L/dt + V^\top(\mu)v_V + R i_L + Z^\top(\mu)R_l[Z(\mu)i_L - C_I \dot{v}_I] &= I(\mu)E, \\ C_V \dot{v}_V - V(\mu)i_L &= 0_{n_{C_V} \times 1}, \\ v_I - R_l[Z(\mu)i_L - C_I \dot{v}_I] &= 0_{n_{C_I} \times 1}. \end{aligned}$$

Definiendo el vector de estados compuesto, $x \triangleq [i_L^\top, v_V^\top, v_I^\top]^\top$, se puede representar matricialmente como:

$$\begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & C_V & 0 \\ 0 & 0 & C_I \end{bmatrix} \dot{x} + \begin{bmatrix} 0 & V(\mu)^\top & Z(\mu)^\top \\ -V(\mu) & 0 & 0 \\ -Z(\mu) & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_l^{-1} \end{bmatrix} x = \begin{bmatrix} I(\mu)E \\ 0_{n_{C_V} \times 1} \\ 0_{n_{C_I} \times 1} \end{bmatrix}. \quad (3.21)$$

En forma general el modelo matemático es:

$$\mathcal{D}\dot{x} + \mathcal{J}(\mu)x + \mathcal{R}x = \mathcal{E}, \quad (3.22)$$

donde $\mathcal{D}$ es una matriz diagonal definida positiva, $\mathcal{J}(\mu)$ es una matriz antisimétrica, $\mathcal{R}$ es una matriz diagonal semidefinida positiva y $\mathcal{E}$ representa las fuerzas externas que actúan sobre el sistema.

La energía total del sistema es definida por la función de almacenamiento $H(x)$ que es igual a la suma de la energía cinética y la potencial, es decir,

$$H(x) = \mathcal{T} + \mathcal{V} = \frac{1}{2}x^\top \mathcal{D}x$$

Diferenciando $H(x)$ sobre las trayectorias del sistema, se obtiene

$$\dot{H}(x) = x^\top \mathcal{D}\dot{x} = x^\top (\mathcal{E} - \mathcal{J}(\mu)x - \mathcal{R}x).$$

Dado que $\mathcal{J}(\mu)$ es antisimétrica, se cumple que $x^\top \mathcal{J}(\mu)x = 0$, por lo tanto:

$$\dot{H}(x) = x^\top \mathcal{E} - x^\top \mathcal{R}x \leq x^\top \mathcal{E}, \quad (3.23)$$

que no es otra cosa que la desigualdad de disipación (3.2). Integrando (3.23) se obtiene la ecuación de balance de energía,

$$\underbrace{H(T) - H(0)}_{\text{almacenado}} + \underbrace{\int_0^T x^\top \mathcal{R}x dt}_{\text{disipado}} = \underbrace{\int_0^T x^\top \mathcal{E} dt}_{\text{suministrado}}.$$

Según lo analizado en la Sección 3.1, se tienen las siguientes observaciones:

- El sistema modelado matemáticamente define un operador pasivo entre las fuentes de tensión E y las corrientes de los inductores i_L , esto es, $\Sigma : E \mapsto i_L$ es pasivo.
- La señal de control no ingresa por la entrada del sistema, sino que actúa a través de la conmutación del sistema. La acción de la señal de control no afecta la ecuación de balance de energía, por lo que es considerada “*workless*”.

A continuación, se obtiene un modelo matemático del convertidor Boost aplicando esta técnica de modelado.

3.2.1 Convertidor Boost

El conjunto de parámetros de EL del convertidor Boost mostrado en la Fig. 3.1 es el siguiente:

$$\begin{aligned}\mathcal{T}(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2}L\dot{q}_L^2, \\ \mathcal{V}(q_C) &= \frac{1}{2}C^{-1}q_C^2, \\ \mathcal{F}(\dot{q}_L, q_C) &= \frac{1}{2}r\dot{q}_L^2 + \frac{1}{2}R_l(\bar{\mu}\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2, \\ \mathcal{Q} &= [E, 0]^\top,\end{aligned}$$

donde se asume que los elementos almacenadores son lineales.

Aplicando la ecuación de EL (3.14) a este conjunto de parámetros, se obtiene:

$$L\ddot{q}_L + r\dot{q}_L + \bar{\mu}R_l[\bar{\mu}\dot{q}_L - \dot{q}_C] = E, \quad (3.24)$$

$$C^{-1}q_C - R_l[\bar{\mu}\dot{q}_L - \dot{q}_C] = 0, \quad (3.25)$$

Con el cambio de variables $i = \dot{q}_L$ y $v = C^{-1}q_C$, se obtiene:

$$Ldi/dt + ri + \bar{\mu}v = E, \quad (3.26)$$

$$C\dot{v} - \bar{\mu}i + R_l^{-1}v = 0, \quad (3.27)$$

que son iguales a las ecuaciones (3.4-3.5) obtenidas a partir de las leyes de Kirchhoff. En forma matricial se tiene:

$$\mathcal{D}\dot{x} + \mathcal{J}(\mu)x + \mathcal{R}x = \mathcal{E},$$

donde $x = [i, v]^\top$ y las matrices son:

$$\mathcal{D} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}; \quad \mathcal{J}(\mu) = \begin{bmatrix} 0 & \bar{\mu} \\ -\bar{\mu} & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathcal{R} = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & R_l^{-1} \end{bmatrix}; \quad \mathcal{E} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

3.2.1.1 Propiedades estructurales

Aquí se presentan algunas propiedades estructurales de los convertidores CC/CC que son tenidas en cuenta a la hora de diseñar el controlador por pasividad. A continuación se detallan estas propiedades utilizando nuevamente el del convertidor Boost como ejemplo.

Dinámica cero

Eliminando i de las ecuaciones diferenciales (3.26-3.27), se obtiene la siguiente representación no-lineal de entrada-salida del sistema:

$$C\ddot{v} + \left(\frac{Cr}{L} + R_l^{-1} - \frac{\dot{\bar{\mu}}}{\bar{\mu}}C\right)\dot{v} + \left(\frac{\bar{\mu}^2}{L} - \frac{\dot{\bar{\mu}}}{\bar{\mu}}R_l^{-1} + \frac{r}{LR_l}\right)v = \bar{\mu}\frac{E}{L}.$$

La dinámica cero en el punto de equilibrio deseado $v = v_*$, asociado con esta representación entrada-salida, se obtiene al asumir $\ddot{v} = 0$ y $\dot{v} = 0$. La dinámica resultante describe la evolución del ciclo de trabajo según:

$$\dot{\bar{\mu}} = \frac{\bar{\mu}R_l}{Lv_*} (\bar{\mu}(\bar{\mu}v_* - E) + rR_l^{-1}v_*) \quad (3.29)$$

Los puntos de equilibrio de (3.29) son:

$$\bar{\mu} = 0 \quad ; \quad \bar{\mu} = \frac{E \pm \sqrt{E^2 - 4v_*rR_l^{-1}}}{2v_*} \rightarrow \begin{cases} \bar{\mu} \approx 0 \\ \bar{\mu}_* \approx E/v_* \end{cases}, \text{ asumiendo } r \ll R_l,$$

donde el punto de equilibrio $\bar{\mu}_*$ tiene significado físico dado que $E < v_*$, es decir, el boost amplifica la tensión de entrada. Este punto de equilibrio es inestable según se observa en la Fig. 3.2. Este hecho dificulta el control directo de la tensión de salida del convertidor.

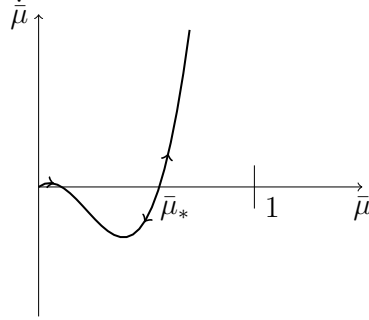


Figura 3.2: Dinámica cero del convertidor Boost correspondiente a una referencia constante de tensión.

Se considera ahora la representación no-lineal de entrada-salida a partir de eliminar v de las ecuaciones diferenciales (3.26-3.27); se obtiene entonces:

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + \left(\frac{L}{CR_l} + r - \frac{\dot{\mu}}{\mu} L \right) \frac{di}{dt} + \left(\frac{\bar{\mu}^2}{C} - \frac{\dot{\mu}}{\mu} r + \frac{r}{CR_l} \right) i = E \left(\frac{1}{CR_l} - \frac{\dot{\mu}}{\mu} \right). \quad (3.30)$$

La dinámica cero en el punto de equilibrio deseado $i = i_*$ asociada a la ecuación de entrada-salida (3.30) es:

$$\dot{\mu} = \frac{\bar{\mu}}{CR_l(E - ri_*)} (E - ri_* - \bar{\mu}^2 R_l i_*), \quad (3.31)$$

donde los puntos de equilibrios son:

$$\bar{\mu} = 0 \quad ; \quad \bar{\mu} = \pm \sqrt{\frac{E - ri_*}{R_l i_*}}.$$

El punto de equilibrio físicamente significativo es $\bar{\mu}_* = +\sqrt{(E - ri_*)/R_l i_*}$ asumiendo que $R_l i_* > E - ri_*$, lo cual confirma nuevamente la amplificación del convertidor boost. Este punto de equilibrio es localmente estable según se observa en la Fig. 3.3.

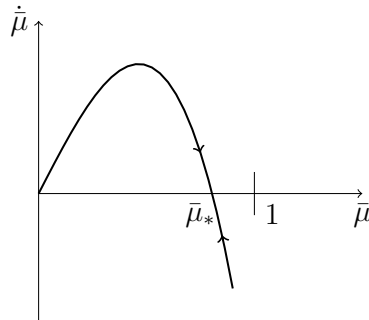


Figura 3.3: Dinámica cero del convertidor Boost correspondiente a una referencia constante de corriente.

3.2.1.1.1 Puntos de equilibrio

Aquí se definen la relación existente entre la tensión de salida y la corriente de entrada cuando el sistema ha alcanzado el punto de equilibrio. Se asume entonces que el ciclo de trabajo es constante $\bar{\mu} = \bar{\mu}_*$. Naturalmente, a partir de las ecuaciones del sistema (3.26-3.27) se tiene que los valores correspondientes al punto de equilibrio estable del sistema son:

$$\begin{aligned} i_* &= \frac{E - r i_*}{\bar{\mu}_*^2 R_l}, \\ v_* &= \frac{E - r i_*}{\bar{\mu}_*}. \end{aligned}$$

Por lo tanto, dado un valor deseado de tensión de salida v_* , la corriente de entrada que se corresponde con ese valor es:

$$i_* = \frac{v_*^2}{(E - r i_*) R_l}. \quad (3.32)$$

La relación establecida en (3.32) permite una regulación indirecta de la tensión de salida del convertidor a través de la regulación de la corriente de entrada.

3.3 Control por pasividad

Aquí se presenta el procedimiento para obtener el control basado en pasividad para convertidores de potencia DC/DC. Para esto se considera el modelo matemático de los convertidores DC/DC dado por (3.22), el cual se presenta nuevamente a continuación:

$$\mathcal{D}\dot{x} + \mathcal{J}(\mu)x + \mathcal{R}x = \mathcal{Q}, \quad (3.33)$$

donde $H(x)$ es su función de almacenamiento definida según:

$$H(x) = \frac{1}{2} x^\top \mathcal{D}x. \quad (3.34)$$

El objetivo de la metodología de PBC consiste en proponer un controlador de tal manera que el sistema a lazo cerrado sea pasivo con respecto a una función de almacenamiento deseada. Motivado por la forma de la función de almacenamiento a lazo abierto (3.34), se propone la siguiente función de almacenamiento deseada:

$$H_d(e) = \frac{1}{2} e^\top \mathcal{D}e, \quad (3.35)$$

donde $e \triangleq x - x_d$, y x_d es el valor deseado para x .

La dinámica del error asociada a la función de almacenamiento deseada (3.35) es entonces:

$$\mathcal{D}\dot{e} + \mathcal{J}(\mu)e + \mathcal{R}_d e = \Psi, \quad (3.36)$$

donde se ha agregado amortiguamiento al elegir:

$$\mathcal{R}_d = \mathcal{R} + \mathcal{R}_a ; \mathcal{R}_a = \text{diag}(\rho, 0_{n_{CV} \times 1}, g),$$

siendo $\mathcal{R}_a$ una matriz diagonal definida positiva que contiene el amortiguamiento adicionado, donde $\rho = \text{diag}(\rho_1, \dots, \rho_{n_L})$ con cada $\rho_i \geq 0$ y $g = \text{diag}(g_1, \dots, g_{n_L})$ con cada $g_i \geq 0$.

La dinámica del error (3.36) define un mapeo pasivo estricto de salida $\Psi \mapsto e$ con función de almacenamiento (3.35). Esto es fácilmente comprobable al derivar H_d a lo largo de las trayectorias de (3.36), esto es:

$$\dot{H}_d = e^\top \mathcal{D}\dot{e} = e^\top (\Psi - \mathcal{R}_d e) \leq e^\top \Psi.$$

Luego se derivan las leyes de control a partir de (3.36) al establecer $\Psi = 0$. De esta manera:

$$\underbrace{\mathcal{D}\dot{x} + \mathcal{J}(\mu)x + \mathcal{R}x + \mathcal{R}_a x - \mathcal{D}\dot{x}_d - \mathcal{J}(\mu)x_d - \mathcal{R}_d x_d}_{=\mathcal{Q}} = 0,$$

por lo tanto, se llega a:

$$\mathcal{D}\dot{x}_d + \mathcal{J}(\mu)x_d + \mathcal{R}_d x_d - \mathcal{R}_a x = \mathcal{Q},$$

y usando (3.21) se obtienen las ecuaciones escritas en forma explícita:

$$L di_{Ld}/dt + V^\top(\mu)v_{Vd} + Z^\top(\mu)v_{Id} + (R + \rho)i_{Ld} - \rho i_L = I(\mu)E, \quad (3.37)$$

$$C_V \dot{v}_{Vd} - V(\mu)i_{Ld} = 0_{n_{C_V} \times 1}, \quad (3.38)$$

$$C_I \dot{v}_{Id} - Z(\mu)i_{Ld} + (R_l^{-1} + g)v_{Id} - g v_I = 0_{n_{C_I} \times 1}. \quad (3.39)$$

Las ecuaciones anteriores definen implícitamente al controlador. Para obtener una expresión explícita se debe igualar la cantidad de ecuaciones (3.37, 3.38, 3.39) a la cantidad de incógnitas (μ , i_{Ld} , v_{Vd} , v_{Id}). Esto puede realizarse de dos maneras, a saber:

1. Definir $v_{Id} = v_{I*}$ y luego obtener la expresión de μ a partir de resolver el sistema de ecuaciones asumiendo $\dot{v}_{Id} = 0$.
2. Definir $i_{Ld} = i_{L*}$ y repetir el procedimiento asumiendo ahora $di_{Ld}/dt = 0$.

La primera forma lleva a una regulación directa de la tensión de salida de los convertidores CC/CC pero con un punto de equilibrio inestable; la segunda forma (regulación de corriente) resulta en un controlador que es estable en el punto de equilibrio. Para ejemplificar esto se recurre nuevamente al convertidor Boost donde se diseñan y analizan controladores por pasividad siguiendo las dos maneras propuestas.

Es importante dejar bien en claro la diferencia de notación entre las señales de referencia y las generadas por el controlador. Se establece que la notación $(\cdot)_*$ se utiliza exclusivamente para señales de referencia externas, mientras que $(\cdot)_d$ denota las señales generadas por el controlador por pasividad. Por lo tanto, en el primer caso, la señal deseada para la corriente de cada inductor es definida por el propio controlador mientras que la señal de referencia para el voltaje de los capacitores invariantes se define externamente. En el control por regulación de corriente ocurre lo inverso.

3.3.1 PBC para convertidores Boost

El modelo en forma matricial del convertidor Boost es:

$$\mathcal{D}\dot{x} + \mathcal{J}(\mu)x + \mathcal{R}x = \mathcal{Q}, \quad (3.40)$$

donde $x = [i, v]^\top$ es el vector de estados, las matrices se definen según (3.28) y la función de almacenamiento es (3.34). Siguiendo el procedimiento, se propone una función de almacenamiento deseada de la forma:

$$H_d(e) = \frac{1}{2} e^\top \mathcal{D}_d e,$$

donde $e \triangleq x - x_d$, y $x_d = [i_d, v_d]^\top$ es el valor deseado para x . Se plantea entonces la dinámica del error y se iguala a cero.

$$\mathcal{D}\dot{e} + \mathcal{J}(\mu)e + \mathcal{R}_d e = 0_{2 \times 1},$$

donde el amortiguamiento deseado $\mathcal{R}_d$ se define como:

$$\mathcal{R}_d = \mathcal{R} + \mathcal{R}_a ; \mathcal{R}_a = \begin{bmatrix} \rho & 0 \\ 0 & g \end{bmatrix} ; \rho, g \geq 0.$$

Desarrollando la dinámica del error se obtiene:

$$L di_d/dt + \bar{\mu} v_d + r i_d + \rho(i_d - i) = E, \quad (3.41)$$

$$C \dot{v}_d - \bar{\mu} i_d + R_l^{-1} v_d + g(v_d - v) = 0. \quad (3.42)$$

Para obtener una definición explícita del controlador se puede optar por dos caminos: (1) regular la tensión de salida del convertidor a partir de definir $v_d \triangleq v_*$ o (2) regular la corriente por la inductancia del convertidor estableciendo $i_d \triangleq i_*$.

3.3.1.1 Regulación de tensión de salida

Se define $v_d \triangleq v_*$ y se obtiene la ley de control $\bar{\mu}$ a partir de (3.42):

$$\begin{aligned} \bar{\mu} &= i_d^{-1} [R_l^{-1} v_* + g(v_* - v)], \\ di_d/dt &= L^{-1} [E - \bar{\mu} v_* - r i_d - \rho(i_d - i)]. \end{aligned} \quad (3.43)$$

La ley de control $\bar{\mu}$ definida por (3.43) lleva el vector de estados (x) a su respectivo valor deseado (x_d), esto es, $i \rightarrow i_d$ y $v \rightarrow v_d = v_*$. Sin embargo, este controlador no es estable en el punto de equilibrio $\bar{\mu}_*$ dado que la dinámica cero asociada a este controlador coincide con la dinámica cero inestable presentada en (3.29).

3.3.1.2 Regulación de corriente de entrada

Análogamente, se define $i_d \triangleq i_*$ y se obtiene la ley de control $\bar{\mu}$ a partir de (3.41):

$$\begin{aligned} \bar{\mu} &= v_d^{-1} [E - r i_* - \rho(i_* - i)], \\ \dot{v}_d &= C^{-1} [\bar{\mu} i_* - R_l^{-1} v_d - g(v_d - v)] \end{aligned} \quad (3.44)$$

La ley de control $\bar{\mu}$ definida por (3.44) lleva el vector de estados (x) a su respectivo valor deseado (x_d), esto es, $i \rightarrow i_d = i_*$ y $v \rightarrow v_d$. La dinámica cero de este controlador coincide con la dinámica cero estable presentada en (3.31), por lo tanto el controlador es localmente estable alrededor del punto de equilibrio $\bar{\mu}_*$.

Lo que resta demostrar es la estabilidad del punto de equilibrio $(i, v, \mu) = (i_*, v_*, \mu_*)$ del sistema (3.40) con la ley de control (3.44). Para esto se introduce la siguiente variable auxiliar:

$$\xi = \frac{1}{2}(v_d^2 - v_*^2).$$

Derivando ξ se tiene:

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= v_d \dot{v}_d, \\ &= -\frac{1}{C R_l} (v_d^2 - v_*^2) - \frac{g}{c} (v_d^2 - v_d v) + \frac{v_*^2 \rho (i - i_*)}{(E - r i_*) C R_l}, \\ &= -\frac{2}{C R_l} \xi - \frac{g}{c} (v_d^2 - v_d v) + \frac{v_*^2 \rho (i - i_*)}{(E - r i_*) C R_l}, \end{aligned}$$

Recordando que $i \rightarrow i_d = i_*$ y $v \rightarrow v_d$, entonces se tiene que también $\xi \rightarrow 0$. Por lo tanto, $v_d \rightarrow v_*$, lo que a su vez implica que $\bar{\mu} \rightarrow \bar{\mu}_*$.

Queda demostrado entonces la convergencia asintótica del sistema (3.40) controlado por la ley de control (3.44) al punto de equilibrio (i_*, v_*, μ_*) .

Capítulo 4

Control y gestión de energía en sistemas híbridos de generación

En este capítulo se propone una metodología de control basada en pasividad para sistemas de generación de energía con fuentes renovables y distintos tipos de almacenadores. Por lo general, las metodologías clásicas de control implementadas para este tipo de sistemas son del tipo lineal aunque los convertidores de potencia utilizados, elemento constitutivo básico, presenten un comportamiento no-lineal aún cuando se trabaja con modelos promediados. Naturalmente, esto restringe la implementación en torno a un punto de equilibrio donde el comportamiento del sistema linealizado se aproxima al comportamiento real del sistema. En este sentido, en este capítulo se busca resolver el control de los convertidores de potencia a través de una metodología que considera la no-linealidad de los mismos y de esta manera poder operar dentro de un rango de puntos de operación. Esta capa de control se complementa con una estrategia de gestión que determina el punto de operación de cada uno de los elementos del sistema en función de la energía consumida, generada y almacenada en los distintos dispositivos, considerando además las restricciones inherentes a este tipo de sistemas.

4.1 Introducción

Los sistemas de generación de energía eléctrica a partir de fuentes renovables son de creciente interés debido a que son sistemas sustentables, de baja contaminación e impacto ambiental, y que además presentan beneficios económicos [61]. Sin embargo, un inconveniente común en este tipo de sistemas es la naturaleza impredecible de la capacidad de generación de energía debido a la dependencia climática. Esta característica de intermitencia e imprevisibilidad en la generación de energía promueve una combinación de más de una fuente para obtener un sistema más confiable, constituyendo un sistema híbrido de generación de energía (HRES). Además, un sistema híbrido de generación puede complementarse con un sistema de almacenamiento para hacer frente a los períodos de escasa generación, lo que reduce aún más la probabilidad de escasez de suministro de energía. Un sistema híbrido compuesto de fuentes renovables y elementos de almacenamiento es un sistema autónomo capaz de abastecer cargas eléctricas, adecuado para ubicaciones remotas donde la red eléctrica no es accesible. En lugares donde la red sí es accesible, el sistema híbrido puede acoplarse a la red eléctrica e intercambiar energía en función de la generación y el consumo [62], siendo la red un recurso energético más que puede aportar energía a la par del sistema híbrido como también absorber energía en casos de exceso de generación.

En general, cada elemento del HRES está vinculado a un bus de CC o CA a través de convertidores de potencia. Un sistema de control es implementado para controlar cada convertidor de potencia y, por lo tanto, el comportamiento del HRES. Este sistema de control puede ser dividido en dos niveles con

tareas de control específicas, dependiendo de su posición jerárquica. El nivel inferior está compuesto por los controladores de los convertidores de potencia que comandan la conmutación de las llaves electrónicas para alcanzar referencias de corriente o voltaje dadas. Estas referencias son establecidas por un control supervisor o gestor de energía con el fin de satisfacer la demanda de potencia de la carga, sujeto a las restricciones del sistema. Diferentes enfoques para abordar el sistema de control se encuentran en la literatura. Por ejemplo, en [63] se presenta un HRES aislado de la red donde la ley de control se diseña a través de la combinación de técnicas de pasividad y modo deslizante. Otro ejemplo puede encontrarse en [64] donde se considera un controlador proporcional-integral (PI). Un HRES conectado a la red eléctrica se presenta en [65] donde también se ha usado controladores PI para resolver el problema de control. Considerando técnicas de control no lineales, se encuentra la aplicación de PBC como estrategia de gestión para sistemas de generación de energía y sistemas de potencia. Por ejemplo, en [56] se utilizó PBC como estrategia de gestión para un sistema híbrido compuesto de supercapacitores y pilas de combustible. Se ha utilizado una estrategia implementada por PBC para controlar el sistema de almacenamiento compuesto por supercapacitores y baterías de un vehículo eléctrico en [58]. Además, en [57] se ha utilizado PBC para controlar un sistema de generación de energía compuesto por un sistema fotovoltaico y baterías de litio. También se utilizó PBC para controlar sistemas de potencia en [66].

En este capítulo, se aborda el control y la gestión de energía de un sistema híbrido de generación conectado a la red compuesto por paneles fotovoltaicos, dos tipos diferentes de almacenadores, y cargas eléctricas de CC y CA. El sistema fotovoltaico es la principal fuente de energía y el sistema de almacenamiento complementa el sistema para garantizar el cumplimiento del balance de potencia. La principal prioridad es satisfacer la demanda de energía de la carga utilizando la red como fuente de energía auxiliar con la posibilidad de vender cualquier excedente de generación. El HRES se describe matemáticamente por medio de las ecuaciones de Euler-Lagrange y las leyes de control se obtienen mediante PBC. Se propone una estrategia de gestión de energía de nivel superior implementada con reglas para identificar el escenario de generación y consumo en el que se encuentra el sistema de manera de definir las referencias adecuadas para el controlador PBC.

El capítulo está organizado de la siguiente manera. La Sección 4.2 presenta el modelo Euler-Lagrange del sistema. En la Sección 4.3, diseñamos el controlador siguiendo el procedimiento de PBC estándar. La Sección 4.4 presenta la estrategia de gestión de energía utilizando un enfoque de máquina de estado finita. En la Sección 4.5, se presentan y discuten los resultados de varias simulaciones. Finalmente, las conclusiones se exponen en la Sección 4.6.

4.2 Modelado del sistema

El sistema bajo estudio consiste en un sistema híbrido de generación de energía conectado a través de un inversor trifásico a la red eléctrica. El sistema se puede representar mediante el esquema mostrado en la Fig. 4.1, el mismo cuenta con un bus de CC al cual se conectan a través de sendos convertidores de potencia una fuente de energía renovable (paneles solares), un banco de baterías y un banco de supercapacitores. Además, al bus de CC se conecta una carga de CC modelada por una resistencia (R_l). Tanto la red eléctrica como el HRES alimentan una carga de CA modelada por una impedancia (Z). El principal objetivo del sistema es suministrar la energía requerida a ambas cargas, explotando los recursos renovables y evitando, si es posible, el flujo de energía desde la red, es decir, minimizar la demanda energética a la red.

Se desea controlar este sistema aplicando la técnica de control basada en pasividad, por lo tanto, es necesario primero hallar un modelo matemático del mismo que describa su comportamiento dinámico. Se utilizan para este fin las herramientas de modelado desde un enfoque energético dadas por el formalismo de Euler-Lagrange presentadas en la Sección 3.2.

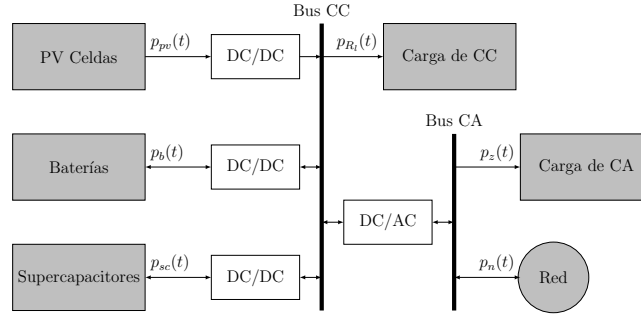


Figura 4.1: Sistema híbrido de generación de energía estudiado.

En la Fig. 4.2 se muestra más en detalle la estructura del sistema representado esquemáticamente en la figura anterior.

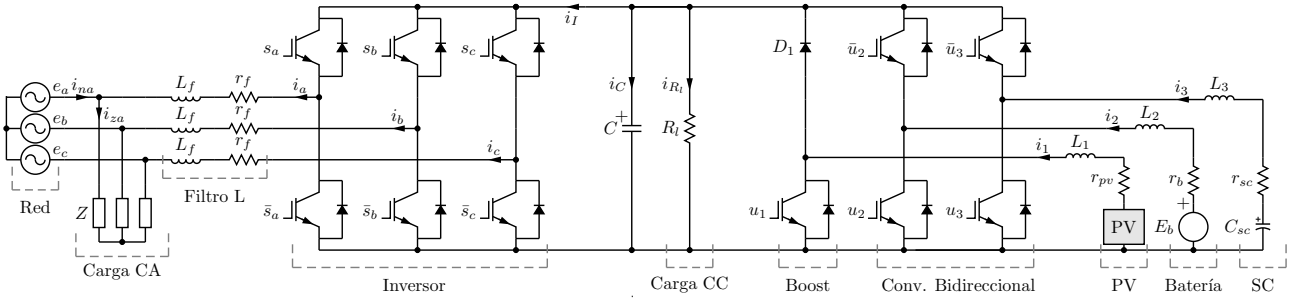


Figura 4.2: Estructura del sistema híbrido.

La función lagrangiana del sistema $\mathcal{L}(\dot{q}, q)$ es la diferencia entre la co-energía magnética de los elementos inductivos, indicada por $\mathcal{T}^*(\dot{q}, q)$, y la energía del campo eléctrico de los elementos capacitivos, expresada en términos de $\mathcal{V}(q)$. Dado que se consideran almacenadores con relaciones constitutivas lineales, la co-energía cinética es igual a la energía cinética $\mathcal{T}(\dot{q}, q)$. Por lo tanto, es válido expresar la función lagrangiana como:

$$\mathcal{L}(\dot{q}, q) \triangleq \mathcal{T}(\dot{q}, q) - \mathcal{V}(q), \quad (4.1)$$

donde $q \in \mathbb{R}^n$ son las coordenadas generalizadas que describen el circuito. En este caso, $q = [q_C, q_L^\top]^\top$, donde $q_L = [q_1, q_2, q_3, q_a, q_b, q_c]^\top$. Cada elemento de q_L y $\dot{q}_L$ representa la carga eléctrica y la corriente correspondiente a los tres inductores de los convertidores boost y los inductores de los filtros, respectivamente, mientras que q_C es la carga eléctrica del capacitor C del bus de CC.

La ecuación de EL para un sistema no conservativo se describe por

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}}(\dot{q}, q) \right) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q}(\dot{q}, q) + \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \dot{q}}(\dot{q}) = \mathcal{Q}, \quad (4.2)$$

donde $\mathcal{F}$ es la función de disipación de Rayleigh y $\mathcal{Q} \in \mathbb{R}^n$ son las fuerzas externas. Para obtener el modelo del sistema resta definir el conjunto $\{\mathcal{T}, \mathcal{V}, \mathcal{F}, \mathcal{Q}\}$, es decir, los parámetros de EL. Previamente, es necesario representar el comportamiento de las seis llaves del inversor. Para tal fin se definen las funciones de conmutación s_a , s_b y s_c , que tienen la siguiente forma:

$$s_k = \begin{cases} 1, & \text{si la llave superior de la rama } k \text{ está cerrada,} \\ -1, & \text{si la llave inferior de la rama } k \text{ está cerrada,} \end{cases} \quad \text{con } k = a, b, c. \quad (4.3)$$

Sea entonces $s = [s_a, s_b, s_c]^\top$ el vector de conmutación de las llaves superiores del inversor.

De manera similar, sea u el vector de conmutación de las llaves de potencia inferiores de los convertidores Boost, donde $u_i = 1$ cuando está cerrada y $u_i = 0$ en caso contrario, con $i = 1, 2, 3$.

Se define también el vector $\bar{u} = 1_{3 \times 1} - u$ que será de utilidad para una descripción más compacta del sistema. Además, asumimos que la resistencia de conducción de cualquier llave de potencia es despreciable.

En vista de la configuración del sistema y las definiciones hechas, se presentan los siguientes parámetros de EL:

$$\mathcal{T}(\dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}_L^\top \mathbf{L} \dot{q}_L, \quad (4.4)$$

$$\mathcal{V}(q) = \frac{1}{2C} q_C^2, \quad (4.5)$$

$$\mathcal{F}(\dot{q}) = \frac{1}{2} \left[\dot{q}_L^\top \mathbf{R} \dot{q}_L + R_l (-\dot{q}_C - \frac{1}{2} s^\top \dot{q}_f + \bar{u}^\top \dot{q}_{123})^2 \right], \quad (4.6)$$

$$\mathcal{Q} = [0, E_{pv}, E_b, E_{sc}, -e_n^\top]^\top, \quad (4.7)$$

donde $\mathbf{L} = \text{diag}(L_1, L_2, L_3, L_f, L_f, L_f)$, $\mathbf{R} = \text{diag}(r_{pv}, r_b, r_{sc}, r_f, r_f, r_f)$, $q_f = [q_a, q_b, q_c]^\top$, $q_{123} = [q_1, q_2, q_3]^\top$, $\dot{q}_L = [\dot{q}_{123}^\top, \dot{q}_f^\top]^\top$ y $e_n = [e_a, e_b, e_c]^\top$ es un vector en el que cada elemento representa la tensión de línea de la fuente de tensión de CA ideal.

Para facilitar la presentación, definimos la corriente a través de R_l como $i_{R_l} = -\dot{q}_C - \frac{1}{2} s^\top \dot{q}_f + \bar{u}^\top \dot{q}_{123}$. Un cálculo directo de (4.2) con los parámetros de EL (4.4)-(4.7) produce:

$$\frac{q_C}{C} + R_l i_{R_l} \frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_C}(\dot{q}) = 0, \quad (4.8)$$

$$\mathbf{L} \ddot{q}_L + \mathbf{R} \dot{q}_L + R_l i_{R_l} \mathbb{I}_6 \frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_L}(\dot{q}) = Q_L, \quad (4.9)$$

donde $\frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_C}(\dot{q}) = -1$, $\frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_L}(\dot{q}) = \left[\frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_1}, \frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_2}, \frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_3}, \frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_a}, \frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_b}, \frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_c} \right]^\top$, $Q_L = [E_{pv}, E_b, E_{sc}, -e_n^\top]^\top$, y $\mathbb{I}_n$ es la matriz identidad de dimensión n .

Usando la definición de i_{R_l} , reemplazando (4.8) en (4.9) y manipulando algebraicamente se obtiene:

$$\dot{q}_C + \frac{1}{2} s^\top \dot{q}_f + \frac{q_C}{R_l C} - \bar{u}^\top \dot{q}_{123} = 0, \quad (4.10)$$

$$\mathbf{L} \ddot{q}_L + \mathbf{R} \dot{q}_L + \frac{q_C}{C} \mathbb{I}_6 \frac{\partial i_{R_l}}{\partial \dot{q}_L}(\dot{q}) = Q_L. \quad (4.11)$$

Ahora, expandimos (4.11) con respecto a cada componente en un nuevo conjunto de variables $w = [v_C, i_L^\top]^\top$, donde hemos usado $i = \dot{q}$ y $v_C = q_C/C$. Bajo estas consideraciones, el modelo en EL ahora tiene la forma:

$$C \dot{v}_C + \frac{1}{2} s^\top i_f + v_C R_l^{-1} - \bar{u}^\top i_{123} = 0, \quad (4.12)$$

$$\mathbf{L}_{123} p[i_{123}] + \mathbf{R}_{123} i_{123} + v_C \mathbb{I}_3 \bar{u} = Q_{123}, \quad (4.13)$$

$$L_f \mathbb{I}_3 p[i_f] + r_f \mathbb{I}_3 i_f - (1/2) v_C \mathbb{I}_3 s = -e_n, \quad (4.14)$$

donde $\mathbf{L}_{123} = \text{diag}(L_1, L_2, L_3)$, $\mathbf{R}_{123} = \text{diag}(r_{pv}, r_b, r_{sc})$, $Q_{123} = [E_{pv}, E_b, E_{sc}]^\top$, y $p[\cdot]$ es el operador d/dt .

Antes de continuar, se analiza el modelo en EL con más detenimiento. El primer y tercer término en el lado izquierdo de (4.12) representan la corriente que fluye a través del capacitor de bus y la carga de CC, respectivamente. El segundo término es la corriente tomada por el inversor y el término restante describe la suma de las corrientes que fluyen desde los convertidores CC/CC. Las corrientes del inversor y de los convertidores CC/CC son discontinuas debido a las conmutaciones de s y u , respectivamente. Las ecuaciones (4.13) y (4.14) son las ecuaciones de voltaje que describen la tensión

en cada inductor del sistema. De manera similar, ambas ecuaciones contienen entradas discontinuas debido a s y u .

Finalmente, se explicitan las propiedades de pasividad del sistema en EL. Organizando los parámetros en (4.12)-(4.14) en las siguientes matrices:

$$\begin{aligned}\mathcal{D} &= \text{bloque diag}(C, \mathbf{L}), \\ \mathcal{R} &= \text{bloque diag}(R_l^{-1}, \mathbf{R}), \\ \mathcal{J} &= \begin{bmatrix} 0 & -\bar{u}_1 & -\bar{u}_2 & -\bar{u}_3 & \frac{1}{2}s_a & \frac{1}{2}s_b & \frac{1}{2}s_c \\ \bar{u}_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \bar{u}_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \bar{u}_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}s_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}s_b & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}s_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},\end{aligned}$$

se obtiene la representación en forma matricial:

$$\mathcal{D}\dot{w} + \mathcal{J}(s, u)w + \mathcal{R}w = \mathcal{Q}, \quad (4.15)$$

donde $\mathcal{D}$ es una matrix diagonal definida positiva, $\mathcal{R}$ es la matriz de disipación y $\mathcal{J}$ es la matriz de interconexión. La función de energía total es:

$$\mathcal{H} = \mathcal{T} + \mathcal{V} = \frac{1}{2}w^\top \mathcal{D}w. \quad (4.16)$$

El sistema satisface la siguiente ecuación de balance de energía

$$\mathcal{H}(T) - \mathcal{H}(0) + \int_0^T w^\top \mathcal{R}w dt = \int_0^T w^\top \mathcal{Q} dt, \quad (4.17)$$

la cual evidencia la propiedad pasiva del sistema según lo analizado en la Sección 3.1.

4.2.1 Modelo en EL del inversor en marco orientado d-q

En esta sección, se deriva el modelo en EL del inversor en las coordenadas dq usando la transformada de Blondel-Park [67]. Esta transformación produce un cambio de variables que reduce la complejidad del modelo en EL en sus coordenadas originales. En el nuevo conjunto de coordenadas, las definiciones de potencia activa y reactiva suministradas a la carga de CA por el inversor son más transparentes y por lo tanto, más fáciles de controlar, ya que el objetivo de control se puede simplificar a un problema de regulación [68].

Un cambio de variables que formula una transformación de las variables trifásicas al marco de referencia dq se puede expresar como $f_{qd0} = \mathcal{K}f_{abc}$ [67], donde

$$\mathcal{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \cos(\phi - 2\pi/3) & \cos(\phi - 4\pi/3) \\ \sin(\phi) & \sin(\phi - 2\pi/3) & \sin(\phi - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \quad (4.18)$$

$$\dot{\phi} = \omega = 2\pi 50 \text{Hz}. \quad (4.19)$$

Aplicando la transformación $f_{qd0} = \mathcal{K}f_{abc}$ en (4.12) y (4.14) se tiene:

$$C\dot{v}_C + \frac{1}{2}s_{qd0}^\top (\mathcal{K}^{-1})^\top \mathcal{K}^{-1} i_{f_{qd0}} + v_C R_l^{-1} - \bar{u}^\top i_{123} = 0, \quad (4.20)$$

$$\mathbf{L}_{123} p[i_{123}] + \mathbf{R}_{123} i_{123} + v_C \mathbb{I}_3 \bar{u} = Q_{123}, \quad (4.21)$$

$$\underbrace{\mathcal{K} L_f \mathbb{I}_3 p[\mathcal{K}^{-1} i_{f_{qd0}}]}_{L_f p[i_{f_{qd0}}] + L_f \mathcal{K} p[\mathcal{K}^{-1} i_{f_{qd0}}]} + r_f \mathcal{K} \mathcal{K}^{-1} i_{f_{qd0}} - \frac{1}{2} v_C \mathcal{K} \mathcal{K}^{-1} s_{qd0} = -e_{n_{qd0}}. \quad (4.22)$$

El modelo en EL del sistema con el inversor descrito en el marco rotante dq queda:

$$C\dot{v}_C + \frac{1}{2}s_{qd0}^\top J_2 i_{f_{qd0}} + v_C R_l^{-1} - \bar{u}^\top i_{123} = 0, \quad (4.23)$$

$$\mathbf{L}_{123} p[i_{123}] + \mathbf{R}_{123} i_{123} + v_C \mathbb{I}_3 \bar{u} = Q_{123}, \quad (4.24)$$

$$\frac{3}{2} \left(L_f \mathbb{I}_3 p[i_{f_{qd0}}] + J_1 i_{f_{qd0}} - \frac{1}{2} v_C \mathbb{I}_3 s_{qd0} + r_f \mathbb{I}_3 i_{f_{qd0}} \right) = -\frac{3}{2} e_{n_{qd0}}, \quad (4.25)$$

donde, $e_{n_{qd0}} = [0, E_m, 0]^\top$, $s_{qd0} = [s_q, s_d, s_0]^\top$, $i_{f_{qd0}} = [i_q, i_d, i_0]^\top$,

$$J_1 = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_f & 0 \\ -\omega L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad J_2 = \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

E_m es la tensión de la fuente de tensión de CA ideal.

Para simplificar la notación, haciendo abuso de notación definimos de ahora en adelante $s = s_{qd0}$, $i_f = i_{f_{qd0}}$ y $e_n = e_{n_{qd0}}$. En consecuencia, omitiendo el componente homopolar, en forma expandida se tiene:

$$C\dot{v}_C + \frac{3}{4}s^\top i_f + v_C R_l^{-1} - \bar{u}^\top i_{123} = 0, \quad (4.27)$$

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + r_{pv} i_1 + (1 - u_1) v_C = E_{pv}, \quad (4.28)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + r_b i_2 + (1 - u_2) v_C = E_b, \quad (4.29)$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} + r_{sc} i_3 + (1 - u_3) v_C = E_{sc}, \quad (4.30)$$

$$\frac{3}{2} L_f \frac{di_q}{dt} + \frac{3}{2} \omega L_f i_d - \frac{3}{4} s_q v_C + \frac{3}{2} r_f i_q = 0, \quad (4.31)$$

$$\frac{3}{2} L_f \frac{di_d}{dt} - \frac{3}{2} \omega L_f i_q - \frac{3}{4} s_d v_C + \frac{3}{2} r_f i_d = -\frac{3}{2} E_m. \quad (4.32)$$

Se define $i_I = \frac{3}{4}s^\top i_f$ como la corriente tomada del bus CC por el inversor.

La forma matricial del nuevo sistema es

$$\bar{\mathcal{D}}\dot{z} + \bar{\mathcal{J}}(s, u)z + \bar{\mathcal{R}}z = \bar{\mathcal{Q}}, \quad (4.33)$$

donde

$$\begin{aligned} z &= [v_C, i_1, i_2, i_3, i_q, i_d]^\top, \\ \bar{\mathcal{D}} &= \text{bloque diag}(C, \mathbf{L}_{123}, (3/2)L_f \mathbb{I}_2), \\ \bar{\mathcal{R}} &= \text{bloque diag}(R_l^{-1}, \mathbf{R}_{123}, (3/2)r_f \mathbb{I}_2), \\ \bar{\mathcal{Q}} &= [0, Q_{123}^\top, 0, -(3/2)E_m]^\top, \\ \bar{\mathcal{J}} &= \begin{bmatrix} 0 & -\bar{u}_1 & -\bar{u}_2 & -\bar{u}_3 & \frac{3}{4}s_q & \frac{3}{4}s_d \\ \bar{u}_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \bar{u}_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \bar{u}_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3}{4}s_q & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2}\omega L_f \\ -\frac{3}{4}s_d & 0 & 0 & 0 & -\frac{3}{2}\omega L_f & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

y función de almacenamiento dada por:

$$\bar{\mathcal{H}} = (1/2)z^\top \bar{\mathcal{D}}z. \quad (4.34)$$

Consideremos a las corrientes por los inductores como las salidas del sistema (y), y a las fuentes de tensión, tanto CC como CA, como las entradas (v). Esto puede expresarse como:

$$y = [i_1, i_2, i_3, -i_q, -i_d]^\top, \quad (4.35)$$

$$v = [E_{pv}, E_b, E_{sc}, 0, 3E_m/2]^\top. \quad (4.36)$$

En el caso de las corrientes que circulan por los filtro del inversor, deben considerarse con el signo opuesto de manera tal que el producto $i_f^\top e_n$ iguale al signo de potencia ingresado al sistema desde el bus CA. Es importante notar que esta potencia es igual a la potencia suministrada por la red menos la consumida por la carga de CA.

Derivando $\bar{\mathcal{H}}$ sobre las trayectorias del sistema se tiene

$$\dot{\bar{\mathcal{H}}} = z^\top \bar{\mathcal{Q}} - z^\top \bar{\mathcal{R}}z, \quad (4.37)$$

$$= v_C \cdot 0 + i_{123}^\top Q_{123} + i_q \cdot 0 - i_d \frac{3}{2} E_m - z^\top \bar{\mathcal{R}}z, \quad (4.38)$$

$$= y^\top v - z^\top \bar{\mathcal{R}}z \leq y^\top v. \quad (4.39)$$

De este análisis se desprende que el sistema define un operador pasivo entre las fuerzas externas definidas en v y las corrientes definidas en y , es decir, $\Sigma : v \mapsto y$ es pasivo.

Es importante resaltar que tanto el modelo en EL (4.33) como su equivalente en el marco de referencia original (4.15) contienen términos de entrada discontinuos debido a las funciones de conmutación s y u . Esto dificulta el análisis de sus soluciones y también el diseño del controlador. Una forma adecuada de abordar este problema es derivar un modelo promediado del sistema. El modelo promediado se comporta exactamente como el modelo conmutado en condiciones de saturación del ciclo de trabajo, mientras que en condiciones de ciclo de trabajo intermedias es consistente con la interpretación física de los valores promediados de sus corrientes y voltajes. El modelo promediado del sistema no altera la estructura del modelo EL no lineal, pero ahora el vector de estado z representa el vector de estado promediado, y las funciones de conmutación s y u son consideradas como el ciclo de trabajo de las llaves con valores en su intervalo apropiado. A partir de este punto, se define el modelo promediado de sistema mediante las ecuaciones (4.27)-(4.32) o por su forma matricial (4.33).

Finalmente, se concluye esta sección describiendo matemáticamente la interacción del sistema con la fuente de tensión de CA y la carga de CA. Al observar la estructura de HRES (Fig. 4.2), las ecuaciones de red están dadas por las leyes de Kirchhoff

$$i_n + i_f - i_z = 0, \quad e_n = e_z, \quad (4.40)$$

donde e_z es la tensión de la impedancia Z .

4.3 Diseño del control basado en pasividad

En esta sección se diseña el controlador basado en pasividad siguiendo el procedimiento presentado en la Sección 3.3. El objetivo de la metodología PBC es lograr una dinámica del sistema a lazo cerrado asociada a una función de energía deseada de lazo cerrado de la forma:

$$\mathcal{H}_d = (1/2)e^\top \bar{\mathcal{D}}e, \quad (4.41)$$

donde su elección está motivada por la forma de la función de energía total $\bar{\mathcal{H}}$ del modelo promediado (4.34). Sea $z_d = [v_{Cd}, i_{1d}, i_{2d}, i_{3d}, i_{qd}, i_{dd}]^\top$ el vector de estado deseado del sistema a lazo cerrado, se define el vector de estado de error $e = z - z_d = [e_C, e_1, e_2, e_3, e_q, e_d]^\top$. Siguiendo con el procedimiento, las leyes de control del sistema resultarán de la definición de la dinámica de error.

La dinámica del error asociada a la función de almacenamiento deseada (4.34) es:

$$\overline{\mathcal{D}}\dot{e} + \overline{\mathcal{J}}(s, u)e + \mathcal{R}_d e = 0, \quad (4.42)$$

donde se ha añadido una amortiguación deseada al elegir:

$$\mathcal{R}_d = \overline{\mathcal{R}} + \mathcal{R}_a, \quad (4.43)$$

siendo $\mathcal{R}_a = \text{diag}(g, \rho_1, \rho_2, \rho_3, \rho_q, \rho_d)$ la matriz de amortiguación adicionada con cada elemento de su diagonal positivo. Derivando $\mathcal{H}_d$ a lo largo de las soluciones de (4.42) se obtiene:

$$\dot{\mathcal{H}}_d = -e^\top \mathcal{R}_d e \leq 0. \quad (4.44)$$

Por lo tanto, se verifica que la dinámica del error es asintóticamente estable debido a que $\mathcal{R}_d$ es una matriz definida positiva.

A partir de (4.42) y usando (4.33) se obtiene:

$$\overline{\mathcal{D}}\dot{z}_d + \overline{\mathcal{J}}(s, u)z_d + \mathcal{R}_d z_d - \mathcal{R}_a z = \overline{\mathcal{Q}}, \quad (4.45)$$

o explícitamente como:

$$C\dot{v}_{Cd} + \frac{3}{4}s^\top i_{fd} + \frac{v_{Cd}}{R_l} - \bar{u}^\top i_{123d} - g e_C = 0, \quad (4.46)$$

$$L_1 \frac{di_{1d}}{dt} + r_{pv} i_{1d} + \bar{u}_1 v_{Cd} - \rho_1 e_1 = E_{pv}, \quad (4.47)$$

$$L_2 \frac{di_{2d}}{dt} + r_b i_{2d} + \bar{u}_2 v_{Cd} - \rho_2 e_2 = E_b, \quad (4.48)$$

$$L_3 \frac{di_{3d}}{dt} + r_{sc} i_{3d} + \bar{u}_3 v_{Cd} - \rho_3 e_3 = E_{sc}, \quad (4.49)$$

$$\frac{3}{2}L_f \frac{di_{qd}}{dt} + \frac{3}{2}\omega L_f i_{dd} - \frac{3}{4}s_q v_{Cd} + \frac{3}{2}r_f i_{qd} - \rho_q e_q = 0, \quad (4.50)$$

$$\frac{3}{2}L_f \frac{di_{dd}}{dt} - \frac{3}{2}\omega L_f i_{qd} - \frac{3}{4}s_d v_{Cd} + \frac{3}{2}r_f i_{dd} - \rho_d e_d = -\frac{3}{2}E_m. \quad (4.51)$$

Las ecuaciones (4.46)-(4.51) definen implícitamente el controlador del sistema. Para obtener una expresión explícita, debemos usar los grados de libertad para hacer coincidir el número de ecuaciones y variables. Dado que el control directo de la tensión no es factible debido a la falta de estabilidad según lo analizado en la Sección 3.3 y en [49], este objetivo se logra a través de la regulación de las corrientes del inductor. Por lo tanto, se establecen valores de referencia para la corriente deseada de cada inductor agregando cinco nuevas ecuaciones. Estas son: $i_{1d} = i_{1*}$, $i_{2d} = i_{2*}$, $i_{3d} = i_{3*}$, $i_{qd} = i_{q*}$ y $i_{dd} = i_{d*}$, donde los valores de referencia marcados con “*” aún deben definirse. La notación $(\cdot)_*$ se utiliza exclusivamente para señales de referencia externas, mientras que $(\cdot)_d$ denota las señales generadas por el controlador. Por lo tanto, la señal de referencia para la corriente deseada de cada inductor es definida externamente y la referencia de señal para la tensión de CC deseado es definida por el PBC.

A partir de (4.47)-(4.51), las variables de control $\bar{u}$ y s se pueden resolver de la siguiente manera:

$$\bar{u}_1 = \frac{1}{v_{Cd}} (E_{pv} - r_{pv} i_{1*} + \rho_1 e_1), \quad (4.52)$$

$$\bar{u}_2 = \frac{1}{v_{Cd}} (E_b - r_b i_{2*} + \rho_2 e_2), \quad (4.53)$$

$$\bar{u}_3 = \frac{1}{v_{Cd}} (E_{sc} - r_{sc} i_{3*} + \rho_3 e_3), \quad (4.54)$$

$$s_q = \frac{1}{v_{Cd}} \left(2\omega L_f i_{d*} + 2r_f i_{q*} - \frac{4}{3}\rho_q e_q \right), \quad (4.55)$$

$$s_d = \frac{1}{v_{Cd}} \left(2E_m - 2\omega L_f i_{q*} + 2r_f i_{d*} - \frac{4}{3}\rho_d e_d \right). \quad (4.56)$$

Luego, sustituyendo $\bar{u}$ y s en (4.46) y después de un cálculo directo, el estado del controlador v_{Cd} es:

$$\dot{v}_{Cd} = \frac{1}{C} \left(-\frac{3}{4} s^\top i_{f*} - \frac{v_{Cd}}{R_l} + \bar{u}^\top i_{123*} + g e_C \right). \quad (4.57)$$

El ajuste del controlador PBC se realiza a través de las variables ρ y g .

4.4 Estrategia de gestión de energía

En esta sección, se define la estrategia de gestión de energía (EMS) utilizada para comandar cada componente del sistema. La EMS debe garantizar el cumplimiento del balance de potencia y la regulación de la tensión del bus CC, sujeto a las restricciones impuestas por los diferentes componentes y en condiciones de generación variables. Además, se pretende que la EMS utilice extensamente tanto la fuente de energía de origen renovable como el sistema de almacenamiento para evitar el uso de la red como fuente de energía.

Se formaliza la gestión de energía mediante el concepto de máquina de estado finita (FSM, del inglés *finite state machine*) [69]. La máquina de estados se compone de estados en los que se define un modo específico de operación del sistema. El cambio de un estado a otro se llama transición y esto ocurre cuando la condición que define la transición se cumple. Una máquina de estados finita puede representarse mediante un gráfico de estado, que es un diagrama esquemático donde los estados se representan típicamente con círculos conectados entre sí a través de transiciones representadas por flechas. Cada flecha tiene asociado un evento que produce la transición [70].

Para este caso, la FSM define en cada estado las corrientes de referencia que necesita el controlador PBC. La transición entre estados queda determinada por los eventos, los cuales se definen a partir de reglas de comparación que utilizan variables del sistema como el estado de carga de los almacenadores de energía, corrientes, potencias, etc. La representación gráfica de la misma se brinda en el gráfico de estado que se muestra en la Fig. 4.3. Formalmente, la FSM se define mediante una tupla $EMS = \langle S, \Sigma, \epsilon, s_0 \rangle$, donde

- $S = \{s_1, s_2, s_3\}$ es el conjunto de todos los estados en el gráfico de estado.
- $\Sigma = \{1, \dots, 4\}$ es el conjunto de posibles eventos de entrada (definidos en la Tabla 4.1).
- ϵ es la función de transición de estados. ($\epsilon : S \times \Sigma \rightarrow S$).
- $s_0 \in S$ es el estado inicial. En este caso, $s_0 = s_1$.

A continuación, se presenta en detalle la máquina de estados propuesta para el sistema de la Fig. 4.2.

La tarea fundamental del EMS es cumplir el mayor tiempo posible el balance de potencia dado por la siguiente ecuación:

$$p_n + p_{pv} + p_b + p_{sc} - p_z - v_C^2/R_l - p_{pérdidas} = 0, \quad (4.58)$$

donde p_n es la potencia de la red, p_{pv} la potencia de los paneles solares, p_b la potencia del banco de baterías, p_{sc} la potencia de los SC, p_z la potencia de la carga CA, v_C^2/R_l la potencia disipada en la carga CC y $p_{pérdidas}$ las pérdidas en las demás resistencias del sistema. La convención adoptada es que la potencia suministrada hacia el bus (tanto CC como CA) es positiva y negativa en caso contrario. El cumplimiento del balance de potencia dado en (4.58) puede expresarse también como un problema de regulación del bus de CC. Este objetivo se cumple a través de una adecuada definición de las corrientes de referencia de los convertidores de potencia. Además, la EMS propuesta busca maximizar la generación de energía de los paneles solares, por lo que la corriente de referencia del convertidor del panel solar, i_{1*} , se define mediante un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). Es decir, $i_{1*} = f_{MPPT}(T, \lambda)$. Se elige también que la potencia reactiva no sea suministrada

por este HRES, por lo tanto, se establece $i_{q*} = 0$. Dado que ambas definiciones son comunes a todos los estados en el gráfico de estados de EMS, no se indican en la siguiente descripción de cada estado en el conjunto S .

Se puede encontrar una descripción detallada de las definiciones de las corrientes de referencia en el Apéndice 4.7.

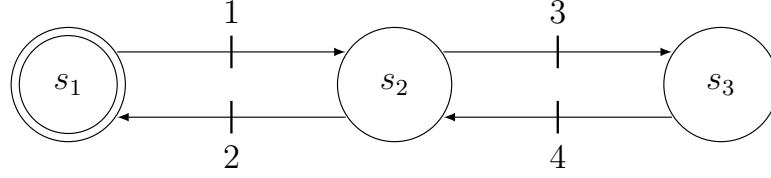


Figura 4.3: Gráfico de estados de la estrategia de gestión de energía.

Estado 1 (Modo de venta de energía): los paneles solares son capaces de satisfacer la demanda, recargar el banco de baterías en caso de ser necesario, y vender la energía restante a la red. Las corrientes de referencia son:

$$i_{2*} = \begin{cases} i_{carga} & \text{si } c \text{ es verdadero,} \\ 0 & \text{si } c \text{ es falso,} \end{cases} \quad (4.59)$$

$$i_{3*} = 0, \quad (4.60)$$

$$i_{d*} = \frac{2}{3} p_{I*} / E_m, \quad \text{con } p_{I*} = p_{pv} + p_b + p_{sc} - v_{C*}^2 / R_l - k_p (v_{C*} - v_C). \quad (4.61)$$

donde $p_{I*} = p_{pv} + p_b + p_{sc} - v_{C*}^2 R_l^{-1}$, es el exceso de potencia producido por el HRES. Este se extrae del bus de CC por el inversor para alimentar a la carga de CA y vender el excedente a la red eléctrica. La referencia del banco de baterías asume el valor de carga nominal salvo que este se encuentre completamente cargado. De ocurrir esto último, la referencia de corriente del banco de baterías se establece en cero. Este comportamiento se define a través de la variable lógica c definida en función del SOC tal como se muestra en Fig. 4.4. El objetivo de incluir una histéresis en la comparación

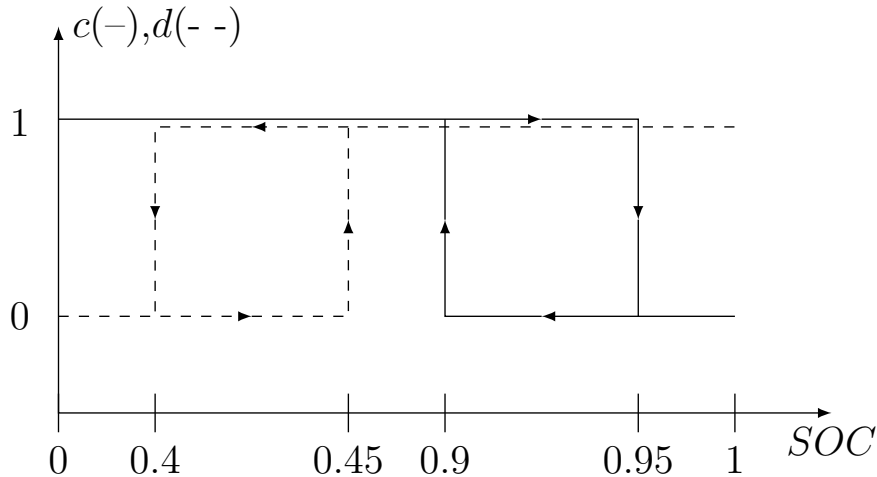


Figura 4.4: Histéresis en función del SOC para cargar/descargar las baterías. La batería puede cargarse/descargarse cuando la variable lógica c/d vale 1. Si c/d vale 0, entonces la batería no puede cargarse/descargarse.

del SOC para poder establecer si la batería puede cargarse o descargarse es para evitar múltiples conmutaciones en la gestión de energía. De esta manera, por ejemplo, cuando la batería se carga completamente, no podrá cargarse hasta tanto no haya disminuido su SOC por debajo de cierto valor. Los valores mínimos y máximos de la histéresis son parámetros de ajuste de la EMS.

El término $k_p(v_{C*} - v_C)$ con $k_p > 0$ compensa las pérdidas de potencia ocasionadas en las resistencias parásitas de los convertidores CC/CC. Para más detalles puede consultarse el Apéndice 4.7.

Estado 2 (Modo autosuficiente): Los paneles solares y el sistema de almacenamiento son capaces de satisfacer la demanda sin transacciones de energía con la red. Este modo cubre varias situaciones, desde generación de energía mayor a la demandada por la carga almacenándose el excedente, hasta generación nula con el sistema de almacenamiento suministrando la totalidad de la potencia. Las corrientes de referencia son:

$$i_{2*} = f_{PB}(p_{ess*})/E_b, \quad \text{con } p_{ess*} = p_z + v_{C*}^2/R_l - p_{pv} + k_p(v_{C*} - v_C), \quad (4.62)$$

$$i_{3*} = (p_{ess*} - p_b)/E_{sc}, \quad (4.63)$$

$$i_{d*} = \frac{2}{3}p_z/E_m. \quad (4.64)$$

donde $f_{PB}(\cdot)$ es la función que describe el comportamiento del filtro pasa bajos que separa la componente de baja frecuencia de la potencia requerida al ESS (p_{ess*}). La potencia de referencia del sistema de almacenamiento (p_{ess*}) se define, en principio, como la diferencia entre la potencia demandada por las cargas y la suministrada por el panel solar, esto es, $p_{ess} = p_z + v_{C*}^2/R_l - p_{pv}$. A esto se le agrega un término proporcional al error en v_C para compensar parcialmente las pérdidas ocasionadas en las resistencias de los convertidores CC/CC.

Estado 3 (Modo de compra de energía): cuando la demanda de potencia de la carga supera la capacidad de potencia del sistema, la red proporciona el resto. Las corrientes de referencia son:

$$i_{2*} = \begin{cases} i_{descarga} & \text{si } d \text{ es verdadero,} \\ 0 & \text{si } d \text{ es falso,} \end{cases} \quad (4.65)$$

$$i_{3*} = 0, \quad (4.66)$$

$$i_{d*} = \frac{2}{3}p_{I*}/E_m, \quad \text{con } p_{I*} = p_{pv} + p_b + p_{sc} - v_{C*}^2/R_l - k_p(v_{C*} - v_C). \quad (4.67)$$

La referencia del banco de baterías asume el valor de descarga nominal salvo que este se encuentre completamente descargado. De ocurrir esto último, la referencia de corriente del banco de baterías se establece en cero. Este comportamiento se define a través de la variable lógica d definida en función del SOC tal como se muestra en Fig. 4.4.

Tabla 4.1: Eventos en el conjunto Σ de la FSM que describe la EMS.

Evento	Descripción
1	$p_n > 2\delta_p$
2	$(p_n < \delta_p \wedge i_2 - i_{carga} < \delta_i \wedge i_3 \leq 0) \vee (SOC \geq 0.95 \wedge i_2 < 0) \vee (\bar{c} \wedge i_2 < \delta_i \wedge i_3 \leq 0)$
3	$(p_n < \delta_p \wedge i_2 - i_{descarga} < \delta_i \wedge i_3 \geq 0) \vee (SOC \leq 0.4 \wedge i_2 > 0) \vee (\bar{d} \wedge i_2 < \delta_i \wedge i_3 \geq 0)$
4	$p_n < -2\delta_p$

Los eventos del conjunto Σ de la FSM se definen en la Tabla 4.1.

- El evento 1 produce la transición de s_1 a s_2 cuando la energía generada no es suficiente para satisfacer los requerimientos de potencia de la carga y del sistema de almacenamiento. Por el contrario, el evento 4 produce la transición de s_3 a s_2 cuando la energía suministrada por la red ya no es necesaria. Dado que la potencia de red p_n oscila entorno a cero cuando el EMS está en s_2 , si el evento 1 o 4 es definido simplemente por el cambio del sentido del flujo de p_n (comparación con cero) la máquina de estados puede incurrir en múltiples conmutaciones. De esta manera, la conmutación de s_1 o s_3 a s_2 ocurre cuando se detecta que el sistema vende o compra una cantidad de potencia mayor al margen aceptado en s_2 . Se acepta una oscilación de $\pm\delta_p$ en el estado s_2 , por lo que se elige $2\delta_p$ para establecer la potencia mínima de comparación, siendo $\delta_p > 0$.

- El evento 2 produce la transición de s_2 a s_1 y se activa en función de tres situaciones.
 - la primera condición $|p_n| < \delta_p \wedge |i_2 - i_{carga}| < \delta_i \wedge i_3 \leq 0$ detecta cuando la batería alcanza su máxima corriente de carga. En esta situación, la batería debe continuar cargándose a corriente nominal y el excedente debe ser vendido a la red. El valor $\delta_i > 0$ es la tolerancia de error aceptada en la regulación de corriente.
 - la segunda condición $SOC \geq 0.95 \wedge i_2 < 0$ detecta que la batería está cargada. En esta situación, la batería no puede almacenar más energía y todo el excedente debe ser vendido a la red.
 - la tercera condición $\bar{c} \wedge |i_2| < \delta_i \wedge i_3 \leq 0$ detecta la situación de la batería en la histéresis de carga. En esta situación, la batería debe respetar la histéresis impuesta y no puede cargarse a pesar de tener un SOC inferior a 0.95.
- El evento 3 es similar al evento 2 pero ahora para la situación de descarga de la batería.
 - la primera condición $|p_n| < \delta_p \wedge |i_2 - i_{descarga}| < \delta_i \wedge i_3 \geq 0$ detecta cuando la batería alcanza su máxima corriente de descarga permitida. En esta situación, la batería debe continuar descargándose a corriente nominal y la energía faltante suministrada por la red.
 - la segunda condición $SOC \leq 0.4 \wedge i_2 > 0$ detecta que la batería está descargada. En esta situación, la batería no puede suministrar más energía y todo el faltante debe ser entregado por la red.
 - la tercera condición $\bar{d} \wedge |i_2| < \delta_i \wedge i_3 \geq 0$ detecta la situación de la batería en la histéresis de descarga. En esta situación, la batería debe respetar la histéresis impuesta y no puede descargarse a pesar de tener un SOC superior a 0.4.

4.5 Simulaciones y resultados

En esta sección se valida el controlador basado en pasividad con la estrategia de gestión propuesta. Se utilizan los perfiles de consumo y generación mostrados en Fig. 4.5. El perfil de potencia utilizado (p_z) corresponde a un consumo residencial que representa en el modelo el consumo de la carga de CA. Se utilizan 15 celdas solares, donde cada una tiene una potencia nominal de 270 W. Por lo tanto, la potencia nominal del arreglo de paneles es cercana a 4 kW. Los parámetros de la batería de plomo-ácido utilizados para conformar el banco se dan en la Tabla 4.2. Se colocan 60 unidades RT1290 distribuidas en 3 arreglos de 20 unidades en serie para logra un banco de baterías de 240 V de 6.5 kWh. La potencia máxima de almacenamiento es de 1.9 kW aproximadamente con una capacidad de descarga ampliamente mayor dada la asimetría existente entre la corriente máxima de carga y descarga permitida.

En el caso del banco SC, se arma un banco de 80 unidades en serie para lograr una tensión de 216 V. Las características del SC utilizado se dan en la Tabla 4.3. Finalmente, las especificaciones de los convertidores de potencia se encuentran en la Tabla 4.4 y el ajuste del controlador PBC en la Tabla 4.5.

Tabla 4.2: Especificaciones batería RITAR RT1290.

Descripción	Valor
Capacidad nominal	9 Ah
Tensión nominal	12 V
Corriente de carga (máx.)	2.7 A
Corriente de descarga (máx.)	90 A
Energía nominal	108 Wh

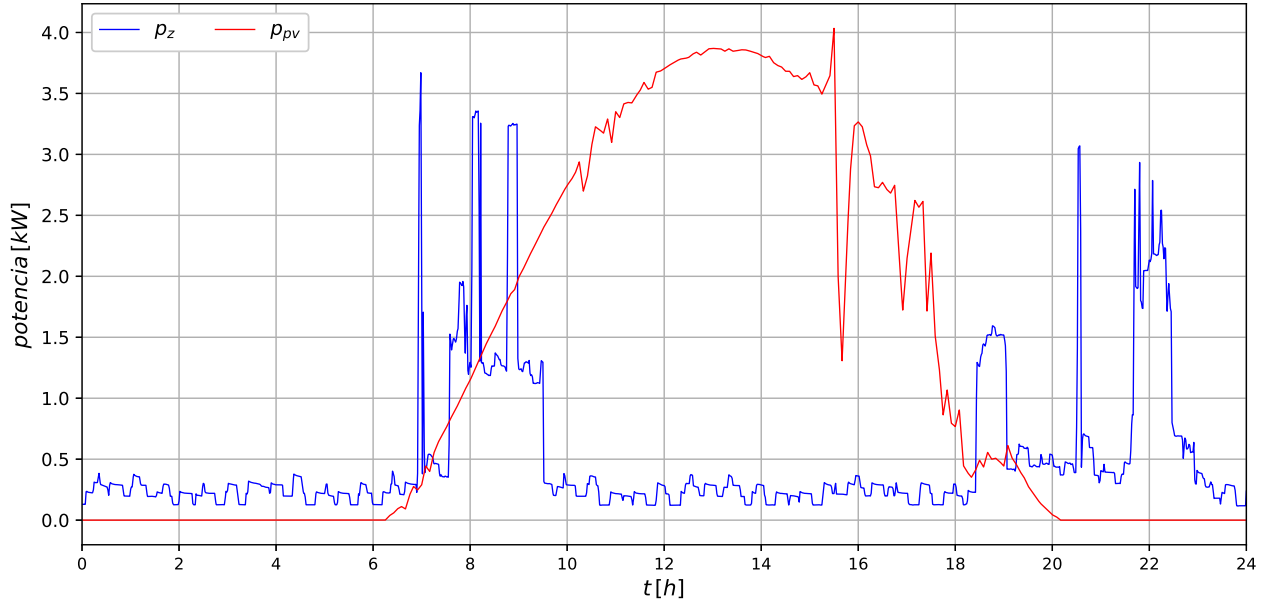


Figura 4.5: Perfiles de consumo y generación utilizados en la simulación.

Tabla 4.3: Especificaciones supercapacitor BCAP1200.

Descripción	Valor
Tensión nominal	2.7 V
Capacidad nominal	1200 F
Energía nominal	1.2 Wh

Tabla 4.4: Parámetros de los convertidores de potencia.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
L_1	1 mH	r_f	0.3Ω
L_2	1 mH	C	1 mF
L_3	1 mH	R_l	720Ω
L_f	1 mH	E_m	220 V

Tabla 4.5: Parámetros de ajuste del controlador PBC.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
g	20	r_3	20
r_1	20	r_d	10
r_2	20	r_q	10

4.5.1 Resultados de Simulación

Se realiza una simulación considerando que existe error en los parámetros utilizados por el controlador PBC. No se consideran las resistencias parásitas de las inductancias de los convertidores de CC y se utiliza una resistencia r_f con un 50 % de error. La tensión de referencia del bus CC es $v_C^* = 600 \text{ V}$, y el estado de carga inicial de los almacenadores es: $\text{SOC}_i = 0.98$ y $\text{SOE}_i = 0.45$.

Se destaca que el dimensionamiento del banco de batería se redujo para poder verificar el comportamiento de la estrategia en todos sus estados en un día de simulación. En rigor, su dimensionamiento debe ser mayor para tener una capacidad de almacenamiento acorde al perfil de consumo y de generación diario.

La evolución de la tensión del bus CC se muestra en la Fig. 4.6, donde puede verse que el control logra mantener la tensión regulada entorno a la tensión de referencia v_{C*} dada. La tensión oscila en torno al valor de referencia dado que se utilizaron términos proporcionales en la compensación de las potencias de pérdidas debido a las resistencias del sistema. Para un análisis completo puede revisarse el Apéndice 4.7. La evolución de la potencia de cada componente del sistema se muestra en la Fig. 4.7. Durante las primeras 5 horas, la batería es capaz de suministrar la potencia demandada por ambas cargas de CA y CC ($p_l = p_z + v_C^2/R_l$) con generación solar nula, estableciendo el modo de operación del EMS en el estado s_2 como se muestra en la Fig. 4.9. Luego, la batería alcanza su valor mínimo de SOC permitido (elegido en 0.4), produciendo la conmutación a s_3 , donde ahora toda la energía es suministrada por la red eléctrica. Esta situación se mantiene hasta las 9 hs donde la generación solar excede al consumo, permitiendo que las baterías comiencen a cargarse.

Debido a que la energía de los paneles solares es cada vez mayor, cerca de las 9.30 hs se llega al punto de máxima capacidad de almacenamiento debiendo conmutar del estado s_2 a s_1 (Fig. 4.9). Las baterías se cargan a potencia nominal y el excedente de energía es vendido a la red. A las 11.30 hs las baterías alcanzan su máxima capacidad de almacenamiento (SOC=1) produciendo que todo el excedente sea vendido a la red. Este escenario se mantiene en forma ininterrumpida hasta cercanas las 18 hs donde la generación de energía solar se extingue, conmutando nuevamente a s_2 . De aquí hasta el final del día, ocurren picos en la demanda que son atendidos por el sistema de almacenamiento hasta que la batería agota su capacidad almacenada durante el día, siendo necesaria nuevamente la asistencia de la red. En la Fig. 4.8 se muestra más claramente como la potencia demandada al sistema de almacenamiento ($p_{ess} = p_l - p_{pv}$) es dividida en una componente de alta frecuencia dada como referencia al SC, y en otra de baja frecuencia dada como referencia al banco de baterías. De esta manera los picos de potencia son absorbidos por el elemento con mayor potencia específica, aliviando el uso de la batería.

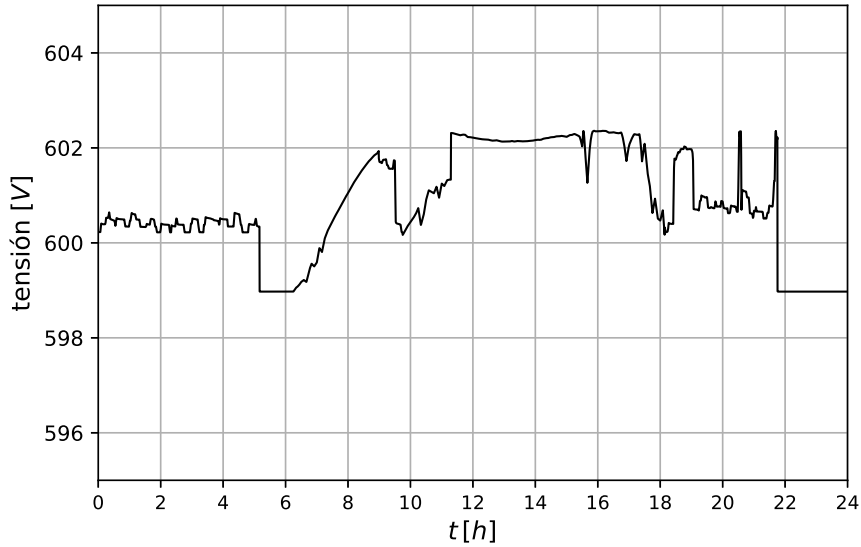


Figura 4.6: Evolución temporal de la tensión del bus CC.

4.6 Conclusiones del capítulo

En este capítulo, se propuso una metodología de control y una estrategia de gestión de energía para un sistema híbrido de generación de energía, que consta de dos tipos de elementos de almacenamiento (uno con alta energía específica y otro con alta potencia específica), una fuente de energía solar dada su gran proyección como fuente de energía alternativa en ambientes urbanos, y cargas de CC y CA. Además, el sistema está acoplado a una red eléctrica lo que permite un intercambio de energía que

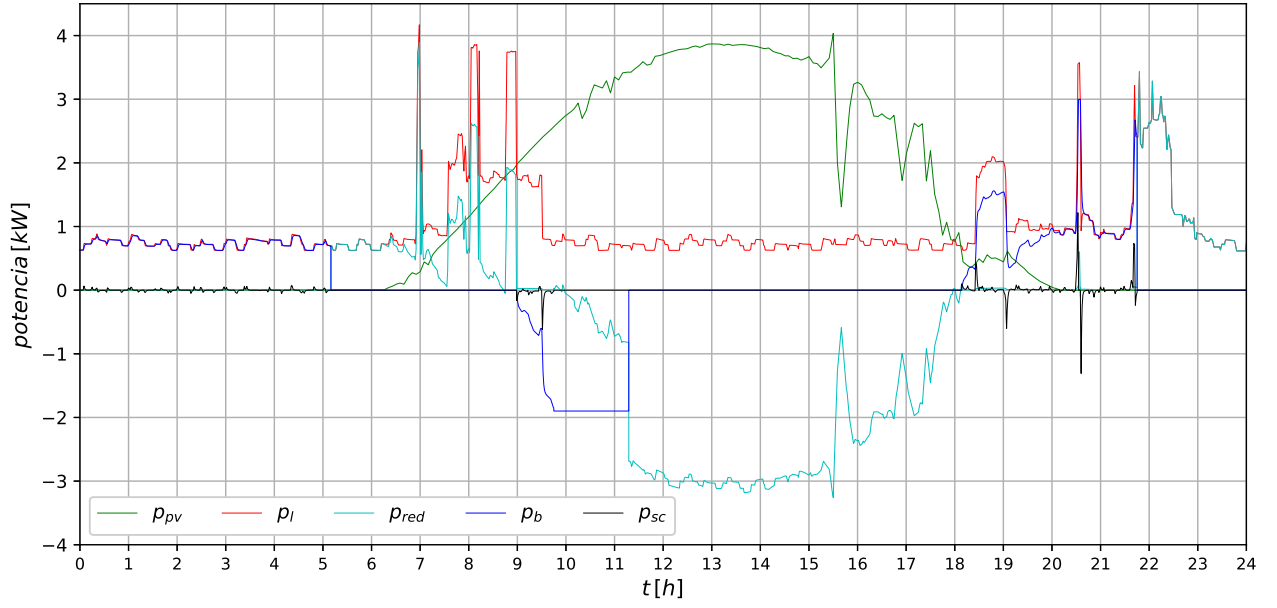


Figura 4.7: Evolución temporal de las potencias de cada elemento del sistema.

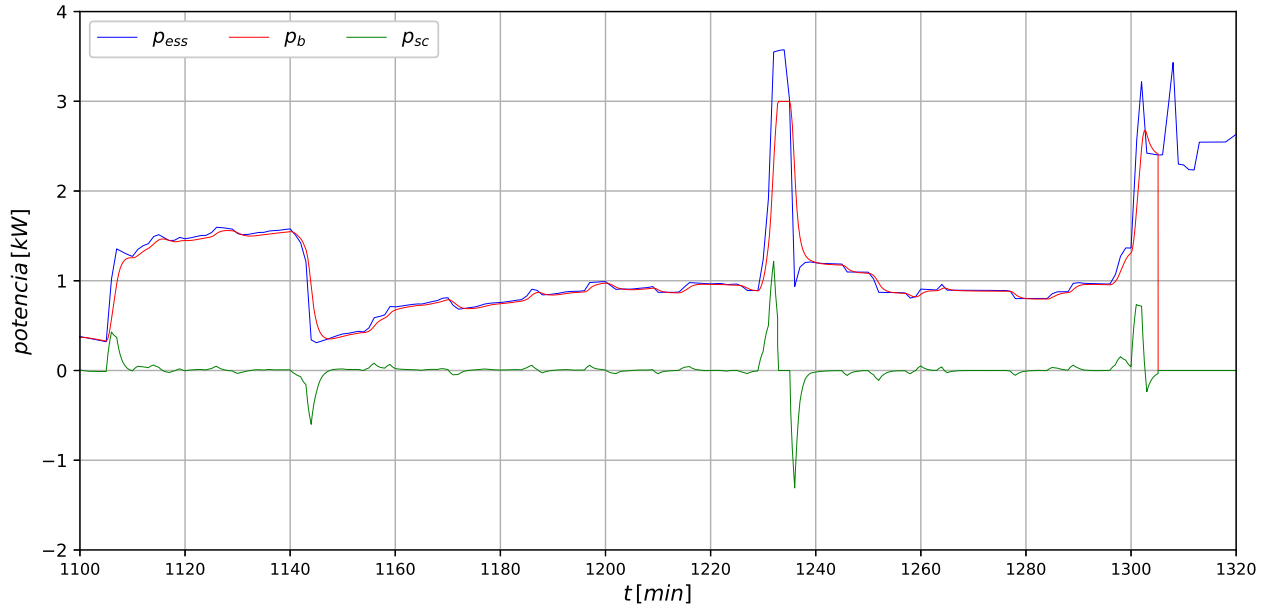


Figura 4.8: Extracto de la evolución temporal de las potencias del sistema de almacenamiento.

resulta muy útil en situaciones donde tanto el exceso de generación como el déficit de energía no puede ser resuelto por el sistema híbrido. Estos elementos de potencia se conectan a un bus común de CC a través de convertidores de potencia. El control de los mismos se realizó a partir de la técnica de control basada en pasividad, la cual requiere un modelo matemático del sistema a controlar. Dicho modelo se obtuvo desde un enfoque energético utilizando el formalismo de Euler-Lagrange. Finalmente, se propuso una estrategia de gestión de energía basada en reglas para establecer las señales de referencia requeridas por el controlador PBC. Esta estrategia de gestión se implementó con una máquina de estados finita, donde en cada estado se define un modo de operación específico del sistema en función del escenario en el cual se encuentre.

El desempeño de la estrategia fue validado por medio de simulaciones por computadora utilizando OpenModelica usando perfiles de consumo y generación reales. Los resultados obtenidos indican la

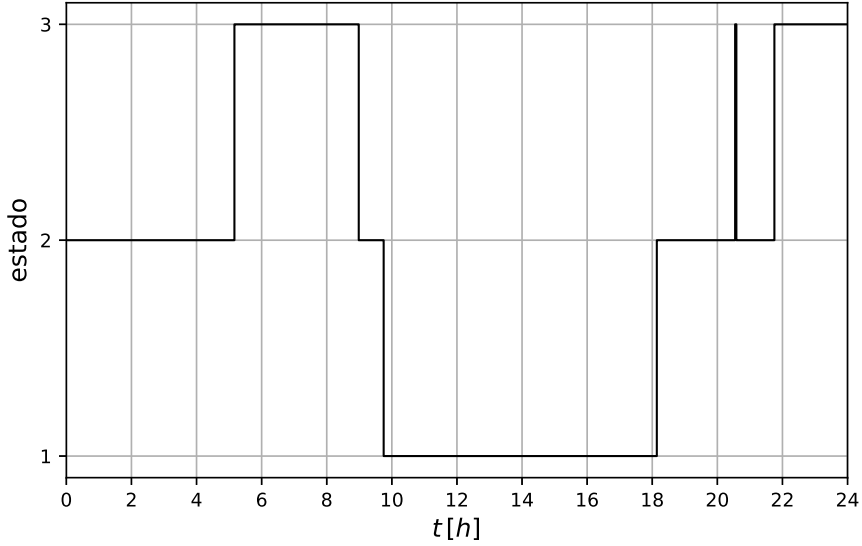


Figura 4.9: Evolución temporal de los estados de la EMS.

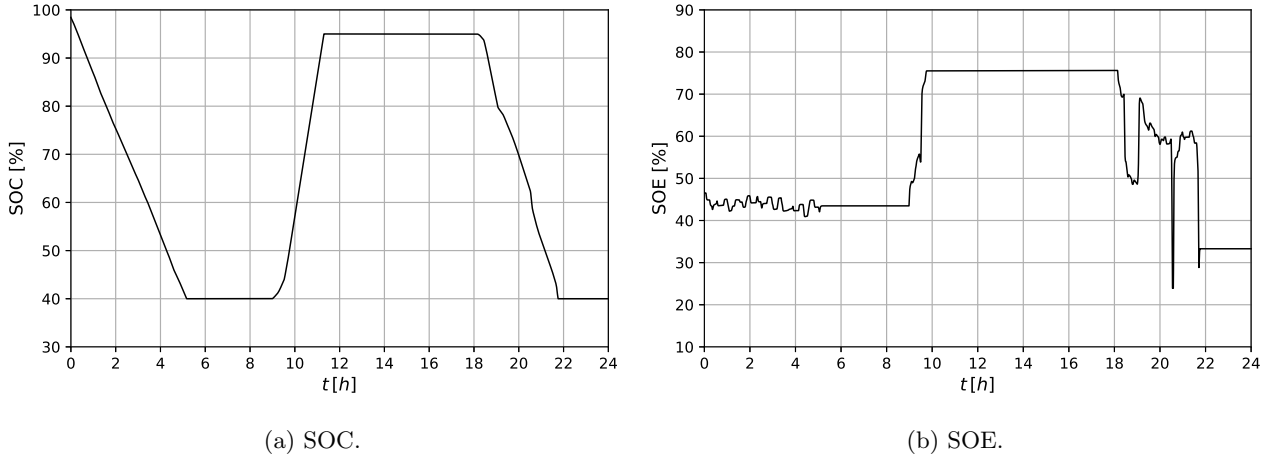


Figura 4.10: Evolución de la energía almacenada en el ESS.

viabilidad de la técnica de control y la estrategia de gestión de energía propuestas. A continuación, se presentan algunos comentarios finales.

- En el estado s_1 , la batería se carga a corriente constante, el cual impone un ciclo de carga que no se condice con el ciclo comúnmente utilizado para cargar una batería (primero a corriente constante y luego a tensión constante). En este sentido, la estrategia debe definir una corriente de referencia acorde a tal ciclo de carga. Un comentario similar puede realizarse para el caso de descarga dado en el estado s_3 .
- Se destaca que la estrategia basada en reglas adolece de robustez debido a que la mayoría de los eventos se resuelven con comparaciones entre variables sensibles al ruido, como tensiones, corrientes y potencias. Esto dificulta una aplicación directa de la metodología propuesta en una aplicación real, necesitando filtrar las variables involucradas en los eventos. Esto invita a resolver la gestión de energía en forma simple, relegando ciertas funciones al controlador debido a las propiedades de robustez del PBC. En este sentido, en el siguiente capítulo se muestra como producir la distribución de potencia entre los distintos tipos de almacenadores directamente con el controlador PBC. Una propuesta de trabajo futuro consiste en repensar la EMS utilizando otro tipo de implementaciones menos sensibles al ruido.

- La necesidad de compensar las pérdidas en las resistencias del sistema en la definición de las corrientes de referencia dependerá de la magnitud de las mismas. Si las pérdidas son despreciables, el controlador por PBC obtendrá una buena regulación de la tensión del bus de CC. En cambio, si la magnitud de las pérdidas es importante, deberá aplicarse alguna de las propuestas de compensación presentadas en el Apéndice 4.7.

4.7 Apéndice

En este apéndice, se describe brevemente el procedimiento para obtener la definición de cada corriente de referencia presentada en la descripción de los estados de EMS en la Sección 4.4.

El propósito principal del controlador basado en pasividad es regular el voltaje del bus de CC en v_{C*} . Como hemos mencionado anteriormente, este objetivo solo es factible a través de la regulación indirecta de la tensión a través de la definición adecuada de cada corriente de referencia i_{2*} , i_{3*} e i_{d*} . Necesariamente, la regulación del bus CC implica el cumplimiento del balance de potencia dado en (4.58), por lo tanto, las corrientes de referencia se derivan de dicha ecuación.

La regulación de tensión en el punto de equilibrio deseado implica el siguiente balance de potencias:

$$p_n + p_{pv} + p_b + p_{sc} - p_z - v_{C*}^2/R_l - \underbrace{\left(i_{123}^\top \mathbf{R}_{123} i_{123} + \frac{3}{2} i_f^\top r_f \mathbb{I}_2 i_f \right)}_{p_{\text{pérdidas}}} = 0, \quad (4.68)$$

recordando que $i_{123} = [i_1, i_2, i_3]^\top$, $i_f = [i_q, i_d]^\top$ y $\mathbf{R}_{123} = \text{diag}(r_{pv}, r_b, r_{sc})$. En cada estado de la EMS, el sistema utiliza un único convertidor para regular la tensión de CC. Por ejemplo, en el estado s_1 y s_3 el PBC regula el voltaje de CC mediante el inversor, y en s_2 lo hace a través del convertidor CC/CC del SC. La corriente de referencia correspondiente al convertidor encargado de tal tarea se define a partir de (4.68). A continuación se analiza la situación de cada estado.

4.7.1 Estado S2

En el estado s_2 , el sistema de almacenamiento debe entregar o absorber la diferencia existente entre la potencia generada y la consumida incluyendo las pérdidas. Por lo tanto, la potencia que el ESS debe alcanzar para regular la tensión es:

$$p_{ess*} = p_b + p_{sc} = p_z + v_{C*}^2/R_l + i_{123}^\top \mathbf{R}_{123} i_{123} + \frac{3}{2} i_f^\top r_f \mathbb{I}_2 i_f - p_{pv},$$

dado que $p_n = 0$ en s_2 . La potencia de referencia del banco de baterías es filtrada por un filtro pasa bajos (PB) para reducir los picos de potencia con el objetivo de cuidar su vida útil. Por lo tanto, el SC será el encargado de regular la tensión del bus CC, definiendo su valor de referencia como $p_{sc*} = p_{ess*} - p_b$, es decir, el SC entrega o absorbe toda la potencia que es filtrada por el filtro pasa bajos. Las corrientes de referencia para los almacenadores son entonces:

$$\begin{aligned} i_{2*} &= f_{PB}(p_{ess*})/E_b, \\ i_{3*} &= (p_{ess*} - p_b)/E_{sc}. \end{aligned}$$

El inversor, por otro lado, debe extraer la potencia equivalente al consumo de la carga CA (p_z) más las pérdidas en las resistencias r_f . De esta manera, la participación de la red es nula y, por lo tanto, p_n es cero. La potencia de referencia del inversor debe ser:

$$p_{I*} = p_z + \frac{3}{2} i_{f*}^\top r_f \mathbb{I}_2 i_{f*},$$

donde $i_{f*} = [i_{d*}, i_{q*}]^\top$. Para obtener i_{d*} es necesario encontrar su relación con la potencia del inversor p_I . Recordando que $i_I = \frac{3}{4}s^\top i_f$, esta se define como:

$$p_I = i_I v_C = \frac{3}{4}s^\top i_f v_C,$$

Dado que en el punto de trabajo $i_{q*} = 0$, queda:

$$p_{I*} = \frac{3}{4}s_{d*}i_{d*}v_{C*}.$$

Para encontrar la expresión de s_{d*} hace falta evaluar (4.32) en el equilibrio, resultando:

$$s_{d*} = 2(E_m + r_f i_{d*})/v_{C*}.$$

Por lo tanto, la referencia de corriente para el inversor es:

$$i_{d*} = \left(\frac{2}{3}p_z + r_f i_{d*}^2 \right) / (E_m + r_f i_{d*}).$$

Finalmente, en el estado s_2 se definen las siguientes corrientes de referencia,

$$i_{2*} = f_{PB}(p_{ess*})/E_b, \quad \text{siendo } p_{ess*} = p_z + v_{C*}^2/R_l + i_{123}^\top \mathbf{R}_{123} i_{123} + \frac{3}{2}i_f^\top r_f \mathbb{I}_2 i_f - p_{pv}, \quad (4.69)$$

$$i_{3*} = (p_{ess*} - p_b)/E_{sc}, \quad (4.70)$$

$$i_{d*} = \left(\frac{2}{3}p_z + r_f i_{d*}^2 \right) / (E_m + r_f i_{d*}). \quad (4.71)$$

Las referencias halladas incluyen en sus definiciones las potencias de pérdida ocasionadas en las resistencias del circuito. Si estas son incógnitas, naturalmente las referencias generadas no lograrán ubicar al sistema en el punto de equilibrio deseado. Las referencias sin los términos correspondientes a las pérdidas serían:

$$i_{2*} = f_{PB}(p_{ess*})/E_b, \quad \text{siendo ahora } p_{ess*} = p_z + v_{C*}^2/R_l - p_{pv}, \quad (4.72)$$

$$i_{3*} = (p_{ess*} - p_b)/E_{sc}, \quad (4.73)$$

$$i_{d*} = \frac{2}{3}p_z/E_m, \quad (4.74)$$

Con estas referencias, en el bus CC existirá una caída de tensión debido a que el ESS no aporta las pérdidas en las resistencias parásitas de los inductores de los convertidores CC/CC. Por otro lado, el inversor solo extraerá del bus CC la potencia equivalente a p_z , por lo tanto, la potencia de pérdida en r_f será entregado por la red. Para corregir esto puede agregarse un nuevo término para compensar esta incertidumbre de parámetros. Se proponen las siguientes compensaciones:

- Agregar un término proporcional al error de tensión en el bus CC en la definición de la potencia p_{ess*} .

$$p_{ess*} = p_z + v_{C*}^2/R_l - p_{pv} + k_p(v_{C*} - v_C).$$

Este término no logra compensar completamente a las pérdidas en las resistencias parásitas de los inductores $L_{1,2,3}$ dado que en el equilibrio las pérdidas no son nulas y esta compensación se anularía cuando $v_C = v_{C*}$. Sin embargo, puede mejorarse la regulación de tensión a través de un mayor valor de k_p .

- Agregar un PI cuya entrada sea el error de tensión en el bus CC en la definición de la p_{ess*} .

$$p_{ess*} = p_z + v_{C*}^2/R_l - p_{pv} + k_p(v_{C*} - v_C) + k_i \int (v_{C*} - v_C) dt. \quad (4.75)$$

Dado que ahora existe un término integral, se logra compensar completamente a las pérdidas ocasionadas en las resistencias parásitas de los inductores $L_{1,2,3}$ del sistema.

La dos compensaciones propuestas solo mejoran la regulación en el bus CC pero las pérdidas en r_f seguirán siendo aportadas por la red eléctrica dado que el inversor solo inyecta p_z al bus de CA. Se propone entonces la siguiente compensación en el inversor.

- Agregar un P o PI en la definición de p_{I*} para reducir p_n a cero.

$$p_{I*} = p_z + k_p p_n + k_i \int p_n dt.$$

Con este ajuste en la definición de p_{I*} sumado a alguno de los ajustes propuestos para el bus de CC se logra compensar la potencia de pérdidas en todas las resistencias del circuito.

4.7.2 Estados S1 y S3

Resta analizar los estados s_1 y s_3 , donde ahora la regulación del bus CC es tarea del inversor. En ambos estados, el inversor inyecta o extrae del bus de CC la diferencia de potencia existente entre generación, demanda y pérdidas. De esta manera, su referencia se define como:

$$\begin{aligned} i_{d*} &= \frac{2}{3} p_{I*} / (E_m + r_f i_{d*}), \\ p_{I*} &= p_{pv} + p_b + p_{sc} - v_{C*}^2 / R_l - i_{123}^\top \mathbf{R}_{123} i_{123}. \end{aligned} \quad (4.76)$$

Naturalmente, la corriente de referencia incluye en su definición a las resistencias del sistema. Si no se conocen las resistencias, las referencias quedan como:

$$\begin{aligned} i_{d*} &= \frac{2}{3} p_{I*} / E_m, \\ p_{I*} &= p_{pv} + p_b + p_{sc} - v_{C*}^2 / R_l. \end{aligned} \quad (4.77)$$

Para compensar el término relacionado a las pérdidas en (4.77), puede agregarse un término P o PI del error $v_{C*} - v_C$ en la expresión que define a p_{I*} , de forma similar a lo realizado en (4.75):

$$\begin{aligned} i_{d*} &= \frac{2}{3} p_{I*} / E_m, \\ p_{I*} &= p_{pv} + p_b + p_{sc} - v_{C*}^2 / R_l - k_p (v_{C*} - v_C) - k_i \int (v_{C*} - v_C) dt. \end{aligned} \quad (4.78)$$

4.7.3 Comparación de las distintas compensaciones en la regulación de la tensión del bus de CC

Para ejemplificar lo analizado en este apéndice, se muestra en la Fig. 4.11 la evolución de la regulación de tensión v_C utilizando distintas expresiones de las corrientes de referencia. Se analizan los siguientes tres casos:

1. **Ideal:** conocimiento de todos los parámetros del sistema. En s_2 , las referencias se definen como en (4.69)-(4.71). En s_1 y s_3 , la referencia i_{d*} se define como en (4.76).
2. **No compensado:** no se consideran las pérdidas en las definiciones de las referencias. En s_2 , las referencias se definen como en (4.72)-(4.74), y en $s_{1,3}$ como en (4.77).
3. **Compensado:** no se consideran las pérdidas en las definiciones de las referencias pero se agrega un término PI ($k_p = 1$, $k_i = 1$) en la definición de p_{ess*} según (4.75) en el estado s_2 . En $s_{1,3}$, la referencia p_{I*} se expresa como en (4.78).

Observando la Fig. 4.11, es evidente la excelente regulación de tensión cuando se conocen todos los parámetros del sistema. Lamentablemente, este caso es únicamente académico siendo imposible su realización práctica. Cuando no se conocen los parámetros de las resistencias del sistema, la regulación de tensión dependerá de la magnitud de las pérdidas ocasionadas; si estas son pequeñas, la tensión permanecerá cerca de su referencia; si no son despreciables, se tendrá una evolución que dista bastante de la referencia deseada. Las compensaciones propuestas logran disminuir el efecto de las pérdidas obteniendo valores de tensión v_C cercanas a la referencia v_{C*} . La regulación de v_C puede ajustarse con las ganancias de los términos P e I.

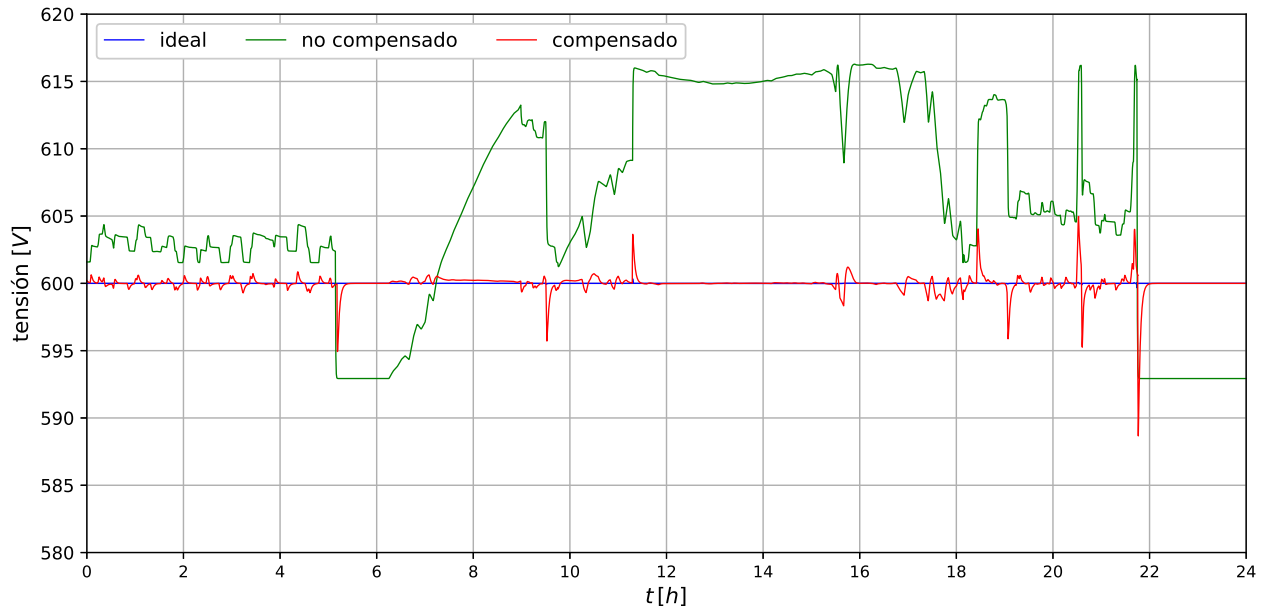


Figura 4.11: Evolución de v_C con distintas definiciones de las corrientes de referencia.

Capítulo 5

Control y gestión del sistema de almacenamiento de un vehículo eléctrico

En este capítulo se aplica la metodología de control y gestión presentada en el capítulo anterior para el caso de un vehículo eléctrico con un sistema de almacenamiento compuesto por baterías y supercapacitores. La estrategia de gestión se resuelve nuevamente con reglas pero la distribución de potencia entre los almacenadores es realizada por el controlador PBC. En este sentido, se realiza una modificación en la etapa de diseño del controlador para poder incluir este comportamiento.

5.1 Introducción

Existe un esfuerzo considerable para reducir la emisión de carbono y la dependencia de la energía de los combustibles fósiles. Un objetivo importante es la reducción de las emisiones producidos por los motores de combustión interna. Según [71], el transporte representó el 27 % del total de emisiones de gases de efecto invernadero (GEI) de los EE.UU. en 2015 y, dentro del sector, los vehículos livianos fueron, por lejos, la categoría más grande, con un 60 % de emisiones de GEI, mientras que los camiones medios y pesados constituyen la segunda categoría más grande, con un 23 % de emisiones. El informe también señala que entre 1990 y 2015, las emisiones de GEI en el sector del transporte aumentaron más en términos absolutos que cualquier otro sector debido en gran parte al aumento de la demanda de viajes. Por lo tanto, la investigación en vehículos más eficientes y menos contaminantes constituye un campo científico interesante y necesario.

Muchos proyectos sobre vehículos eléctricos son soluciones prometedoras para el futuro. En la literatura se presentan diferentes configuraciones de sistemas de propulsión que explotan fuentes de energía menos contaminantes para reducir la emisión de carbono [72]. Los vehículos eléctricos (EV) pueden incluir vehículos eléctricos con celdas de combustible (FCEV, del inglés *fuel cell electric vehicles*), vehículos eléctricos con baterías (BEV, del inglés *battery electric vehicle*) o vehículos eléctricos híbridos (HEV, del inglés *hybrid electric vehicle*). Si bien el FCEV y el BEV son configuraciones que producen emisiones cero, el HEV incluye un motor de combustión interna (ICE, del inglés *internal combustion engine*). Sin embargo, el ICE opera en su punto de máxima eficiencia, por lo que la eficiencia del combustible mejora y la emisión de carbono es menor que la configuración convencional. En este trabajo, nos centramos en el BEV con supercapacitores (SC).

Los vehículos eléctricos con baterías (BEV) han experimentado un gran desarrollo en los últimos años y tienen grandes perspectivas de futuro. Sin embargo, las ventajas de un sistema de propulsión basado en batería pueden incrementarse notoriamente utilizando un sistema de almacenamiento híbrido con

supercapacitores [73]. Los vehículos eléctricos con supercapacitores/baterías de litio son una alternativa prometedora para una propulsión eficiente y limpia. Este tipo de vehículo eléctrico combina la alta potencia específica de los supercapacitores con la alta capacidad energética de las baterías, lo que resulta en un sistema de propulsión más confiable capaz de manejar los requerimientos de potencia del motor eléctrico [74]. El sistema de almacenamiento de energía (ESS) se puede configurar de diferentes maneras, desde una configuración simple donde los bancos de baterías y los supercapacitores se conectan en paralelo sin usar convertidores de energía a configuraciones más sofisticadas con uno o más convertidores de energía [75]. En este sentido, en [76] se concluye que se obtiene un mejor rendimiento al conectar los supercapacitores a través de un convertidor bidireccional Buck-Boost. Se utiliza una topología análoga en [77, 78] probando dos estrategias de control, una basada en heurística y la otra basada en la optimización con redes neuronales. En [79] se analiza un EV con batería/SC donde se presenta una estrategia de control polinomial para controlar los convertidores de potencia bidireccionales tipo Buck-Boost en dos topologías diferentes. Esta estrategia polinomial es comparada con técnicas clásicas basadas en PI. Otros aspectos también son relevantes para abordar con el sistema de control en EVs con baterías/supercapacitores, destacándose el cuidado de las baterías para incrementar su vida útil y la autonomía de vehículo. Por ejemplo, se propone una estrategia de control heurístico en [80] para mejorar la eficiencia y la duración de la batería. Un problema de diseño de control en un sistema de energía accionado por un ESS de baterías y supercapacitores se aborda en [81], donde los objetivos de control son lograr un seguimiento sólido de la corriente de la batería y el voltaje de carga, y tener una transición suave de estas variables durante variaciones en la carga. El trabajo presentado en [78] aborda un EV con un sistema de almacenamiento de energía compuesto por baterías de plomo-ácido y supercapacitores. Se implementan dos metodologías de control y gestión de la energía: un algoritmo basado en heurística y otro basado en optimización. Las pruebas experimentales muestran una mejora cuando el ESS usa el SC como fuente de energía auxiliar para asistir a la batería. El uso del algoritmo basado en optimización permite obtener resultados superiores en comparación con los obtenidos utilizando un algoritmo basado en heurística. Un EV con batería/supercapacitor se describe en [75], donde se propone un nuevo diseño que requiere un convertidor de CC/CC mucho más pequeño. El SC se conecta directamente al bus de CC y la batería se conecta al bus de CC a través de un convertidor de CC/CC y un diodo de alimentación. El diodo permite que la batería suministre energía directamente al inversor del motor cuando se requiere un alto flujo de potencia. En cuanto a aplicaciones de PBC en vehículos eléctricos se reporta el trabajo presentado en [58] para controlar un vehículo eléctrico con supercapacitores y baterías como elementos de almacenamiento, y también en [59, 60] pero con pilas de combustible.

En este capítulo, se aborda el control y la gestión de energía en un vehículo eléctrico alimentado por un motor eléctrico con un sistema de almacenamiento de energía compuesto por baterías de litio y supercapacitores. La estrategia de gestión de energía se implementa con reglas y se formaliza mediante una máquina de estados finita, las cuales identifican el tipo de conducción en el que se encuentra el vehículo. De esta manera, el EMS define un comportamiento acorde al escenario de consumo. La capa de control se diseña con PBC para gestionar el sistema de almacenamiento de energía. El objetivo de control es satisfacer la demanda de potencia del motor a partir de la regulación de la tensión del bus de CC. Se diseña el controlador para que este distribuya la potencia requerida al ESS en forma adecuada entre el SC y la batería para que los picos de potencia, tanto de aceleración como de frenado, sean absorbidos por el SC, aliviando el uso de la batería y prolongando su vida útil. Además, la existencia del banco de SCs permite capturar más energía en ciertas circunstancias de manejo lo que posibilita el aumento de la autonomía del vehículo.

Este capítulo está organizado de la siguiente forma: En la Sección 5.2, se brinda una descripción detallada del vehículo eléctrico. La sección 5.3 presenta la descripción matemática del sistema completo. En la Sección 5.4, diseñamos el controlador siguiendo el procedimiento estándar de PBC. En la Sección 5.5 se presenta la estrategia de gestión de energía. En la Sección 5.6, se presentan los resultados obtenidos por simulación. Finalmente, la discusión de los resultados y conclusiones se exponen en la Sección 5.7.

5.2 Descripción del sistema

La Fig. 5.1 representa el modelo esquemático del sistema en estudio. El tren motriz incluye una máquina eléctrica conectada a través de un inversor de energía a un bus de CC. La energía requerida por la máquina eléctrica se obtiene de un sistema de almacenamiento de energía (ESS) compuesto por un banco de baterías de Litio y un banco de supercapacitores. Cada elemento de almacenamiento está conectado al bus de CC a través de convertidores de potencia de CC/CC bidireccionales para permitir el flujo de energía en ambos sentidos. Cuando el vehículo acelera, el flujo de energía va desde el ESS a la máquina eléctrica (motor) mientras que cuando el vehículo está desacelerando, el flujo retorna desde la máquina eléctrica (generador) al ESS.

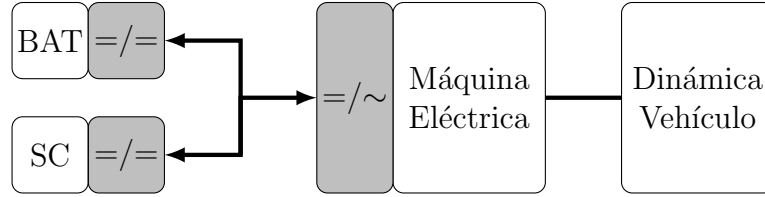


Figura 5.1: Esquema del vehículo eléctrico considerado.

En la Fig. 5.2 se muestra en detalle modelo del vehículo eléctrico, mostrando el circuito de potencia del sistema de almacenamiento de energía.

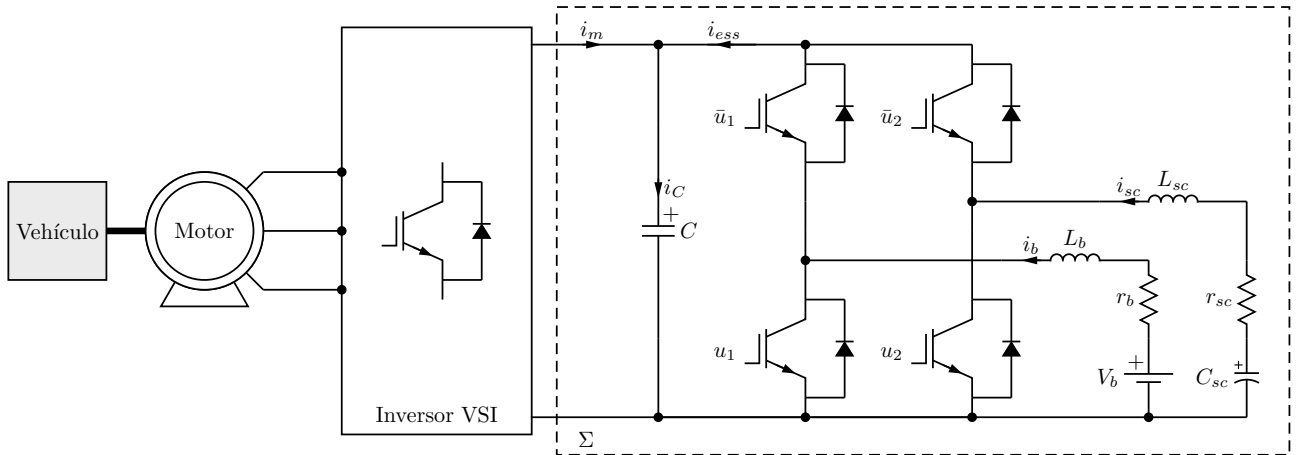


Figura 5.2: Modelo del sistema de potencia del vehículo eléctrico.

El balance de potencia en el bus de CC es:

$$p_b(t) + p_{sc}(t) + p_m(t) - p_{\text{pérdidas}}(t) = 0, \quad (5.1)$$

donde $p_b(t)$ y $p_{sc}(t)$ son la potencia proporcionada por la batería y el banco del supercapacitor, respectivamente, $p_m(t)$ es la potencia entregada por la máquina eléctrica visto como un generador y $p_{\text{pérdidas}}(t)$ es la potencia disipada en las resistencias parásitas de los inductores del circuito. Suponemos que $p_m(t)$ es negativa cuando el vehículo está acelerando y positiva cuando está frenando. En este sentido, $p_b(t)$ y $p_{sc}(t)$ son negativos por convención cuando se están cargando y positivos cuando se descargan.

5.2.1 Modelo dinámico del vehículo

La ecuación de movimiento que describe el comportamiento dinámico del vehículo es:

$$m\dot{s} = F - F_{\text{roll}} - F_{\text{ad}} - F_g, \quad (5.2)$$

donde m es la masa total del vehículo, s es la velocidad del vehículo, F es la fuerza ejercida por el motor, F_{roll} es la fuerza debida al rozamiento con el suelo, F_{ad} es la fuerza debida a la resistencia del aire y F_g es la fuerza sobre el vehículo debido al plano inclinado. Estas fuerzas se definen de la siguiente manera:

$$F_{roll} = C_{rr}mg \cos(\alpha), \quad (5.3)$$

$$F_{ad} = 1/2 C_{ad} \rho_a A_f s^2, \quad (5.4)$$

$$F_g = 1/2 mg \sin(\alpha), \quad (5.5)$$

donde C_{rr} es el coeficiente de rozamiento con el suelo, g es la aceleración de la gravedad, ρ_a es la densidad del aire, C_{ad} es el coeficiente de resistencia aerodinámica del vehículo, A_f es el área frontal del vehículo y α es la pendiente de la carretera. El modelo del vehículo se conecta con el modelo eléctrico a través de la potencia p_m , la cual cumple con:

$$p_m(t) = -F(t)s(t) = i_m(t)v(t), \quad (5.6)$$

donde $i_m(t)$ es la corriente entregada al bus de CC por el inversor y $v(t)$ la tensión del bus de CC. La corriente $i_m(t)$ es negativa cuando el vehículo acelera y positiva cuando frena.

5.3 Modelado del sistema

En esta sección se obtiene un modelo matemático que describe la interacción entre cada parte del sistema. Nuevamente, se utiliza el formalismo Euler-Lagrange como herramienta de modelado siguiendo lo presentado en la Sección 3.2. En la Fig. 5.2 el sistema bajo análisis es Σ , el cual comprende al banco de baterías y SCs con sus respectivos convertidores de potencia conectados al bus de CC. El objetivo de control consiste en satisfacer el balance de potencia dado en (5.1) a través de la regulación de la tensión del bus CC ($v(t)$).

Primero, es necesario representar el comportamiento de las llaves de potencia definiendo a u como el vector de conmutación de las llaves de potencia inferiores de los convertidores Boost, donde $u_i = 1$ cuando está cerrada y $u_i = 0$ en caso contrario, con $i = 1, 2$. Se define también el vector $\bar{u} = 1_{2 \times 1} - u$ que será de utilidad para una descripción más compacta del sistema. Además, asumimos que la resistencia de conducción de cualquier llave de potencia es despreciable.

Las coordenadas generalizadas del sistema son únicamente las cargas que circulan por las inductancias, dado que la carga del capacitor queda completamente determinada por:

$$q_C = q_m + \bar{u}^\top q_L, \quad (5.7)$$

donde q_m es la carga debido a la circulación de la corriente i_m del inversor, q_C es la carga eléctrica del capacitor C del bus de CC, y $q_L = [q_b, q_{sc}]^\top$ la carga debido a la circulación de corriente por los inductores. Esto muestra que q_C no es una coordenada generalizada del sistema, siendo C un capacitor “variante” según la clasificación hecha en la Sección 3.2.

En vista de la configuración del sistema mostrado en Fig. 5.2, los parámetros de EL $\{\mathcal{T}(\dot{q}), \mathcal{V}(q), \mathcal{F}(\dot{q}), \mathcal{Q}\}$ son:

$$\mathcal{T}(\dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}_L^\top L \dot{q}_L, \quad (5.8)$$

$$\mathcal{V}(q) = \frac{1}{2C} q_C^2 = \frac{1}{2C} (q_m + \bar{u}^\top q_L)^2. \quad (5.9)$$

$$\mathcal{F}(\dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}_L^\top R \dot{q}_L, \quad (5.10)$$

$$\mathcal{Q} = [V_b, V_{sc}]^\top, \quad (5.11)$$

donde $L = \text{diag}(L_b, L_{sc})$ la matriz de inductancias, y $R = \text{diag}(r_b, r_{sc})$ la matriz de resistencias parásitas de los inductores.

Aplicando la ecuación de EL (3.14) con los parámetros de EL (5.8)-(5.11) y teniendo en cuenta la relación dada en (5.7), se obtiene:

$$\dot{q}_C - \bar{u}^\top \dot{q}_L - \dot{q}_m = 0, \quad (5.12)$$

$$L\ddot{q}_L + \frac{1}{C}(q_m + \bar{u}q_L)\bar{u} + R\dot{q}_L = \mathcal{Q}. \quad (5.13)$$

Se realiza un cambio de variables a un nuevo vector de estados $x = [v, i^\top]^\top$ al definir $i = \dot{q}_L$, $i_m = \dot{q}_m$ y $v = q_C/C$. El modelo en EL ahora tiene la forma:

$$C\dot{v} - \bar{u}^\top i - i_m = 0, \quad (5.14)$$

$$Ldi/dt + Ri + v\bar{u} = V, \quad (5.15)$$

donde v es el voltaje del bus de CC, $i = [i_b, i_{sc}]^\top$ es el vector de corrientes del ESS, i_m es la corriente entregada al bus de CC por el inversor, y $V = [V_b, V_{sc}]^\top$ es el vector de voltaje de los dispositivos de almacenamiento.

En forma matricial, el sistema dado en (5.14)-(5.15) puede expresarse como:

$$\mathcal{D}\dot{x} + \mathcal{J}(u)x + \mathcal{R}x = \mathcal{Q}, \quad (5.16)$$

con

$$\mathcal{D} = \text{diag}(C, L_b, L_{sc}),$$

$$\mathcal{R} = \text{diag}(0, r_b, r_{sc}),$$

$$\mathcal{J} = \begin{bmatrix} 0 & -\bar{u}^\top \\ \bar{u} & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix},$$

donde $\mathcal{D}$ es una matrix diagonal definida positiva, $\mathcal{R}$ es la matriz de disipación y $\mathcal{J}$ es la matriz antisimétrica de interconexión. Con abuso de notación, se define $\mathcal{Q} = [i_m, V_b, V_{sc}]^\top$ como el vector de fuerzas externas.

La función de energía total es:

$$\mathcal{H}(x) = \mathcal{T}(x) + \mathcal{V}(x) = \frac{1}{2}x^\top \mathcal{D}x. \quad (5.17)$$

Diferenciando $\mathcal{H}(x)$ sobre las trayectorias del sistema, se obtiene:

$$\dot{\mathcal{H}}(x) = x^\top \mathcal{D}\dot{x} = x^\top (\mathcal{Q} - \mathcal{J}(u)x - \mathcal{R}x).$$

Dado que $\mathcal{J}(\mu)$ es antisimétrica, se cumple que $x^\top \mathcal{J}(u)x = 0$, por lo tanto:

$$\dot{\mathcal{H}}(x) = x^\top \mathcal{Q} - x^\top \mathcal{R}x \leq x^\top \mathcal{Q}. \quad (5.18)$$

El producto $x^\top \mathcal{Q} = i_m v + V_b i_b + V_{sc} i_{sc}$ es la potencia ingresada al sistema desde los almacenadores y el inversor (máquina eléctrica), donde el vector de salida es $y = x$ y el de entrada es $u = \mathcal{Q}$. La desigualdad (5.18) comprueba que el sistema es pasivo. Dado que $\mathcal{R}$ es semidefinida positiva, el sistema no es pasivo estricto, más aún, si las resistencias parásitas no se consideran el sistema es conservativo. Esto es debido a la ausencia de la resistencia de carga R_l en paralelo con el capacitor del bus de CC.

El modelo eléctrico (5.16) contiene términos de entrada discontinua debido a la función de conmutación bipolar u que complica el diseño del controlador. Para reducir la complejidad de la tarea de diseño, se deriva un modelo promedio del sistema que captura el comportamiento esencial del sistema original. El nuevo modelo conserva la estructura original, pero ahora la función de conmutación u se considera el ciclo de trabajo con valores en su intervalo apropiado y x es ahora el vector de estado promedio. Desde este punto en adelante, la ecuación (5.16) definirá el modelo eléctrico promedio del EV.

5.4 Diseño del controlador basado en pasividad

En un EV, el banco de baterías suele ser el único elemento de almacenamiento que proporciona y absorbe la energía que requiere el motor eléctrico. Esto significa que los picos de alta potencia, ya sea cuando el automóvil está frenando o acelerando, son manejados por la batería con efectos perjudiciales para su vida útil. Una forma de reducir el deterioro de la batería consiste en incluir un elemento de alta potencia específica que absorba los elevados picos de potencia. Es necesario entonces gestionar este nuevo sistema de almacenamiento compuesto por elementos complementarios para lograr el objetivo propuesto. En el Capítulo 4, la gestión del ESS se realizó por medio de un filtrado de la potencia requerida al ESS, asignando al banco de baterías la componente de baja frecuencia y dejando que la componente de mayor frecuencia sea absorbida por los SCs. En este capítulo, se diseña un control basado en pasividad (PBC) que explota el uso del SC para disminuir los picos de potencia de la batería.

Aplicando el procedimiento mostrado en la Sección 3.3, se propone la siguiente función de almacenamiento motivada por la forma de la función de energía total $\mathcal{H} = \frac{1}{2}x^\top \mathcal{D}x$ del modelo eléctrico promedio:

$$\mathcal{H}_d = \frac{1}{2}e^\top \mathcal{D}_d e, \quad (5.19)$$

donde e es el vector de error de los estados que se quiere reducir a cero. El mismo se define como $e = x - x_d = [e_v, e_i^\top]^\top$ con $x_d = [v_d, i_d^\top]^\top$. El subíndice d denota el valor deseado de la variable. Además, se define $\mathcal{D}_d$ como:

$$\mathcal{D}_d = \mathcal{D} + \mathcal{D}_a, \quad (5.20)$$

donde $\mathcal{D}_a$ será elegida para modificar el comportamiento dinámico del sistema a lazo cerrado para lograr la distribución de potencia entre los almacenadores.

La función de almacenamiento deseada (5.19) tiene asociada una dinámica de error a partir de la cual se deriva las leyes de control. La dinámica del error es:

$$\mathcal{D}_d \dot{e} + \mathcal{J}e + \mathcal{R}_d e = 0, \quad (5.21)$$

donde también se ha añadido amortiguación eligiendo,

$$\mathcal{R}_d = \mathcal{R} + \mathcal{R}_a, \quad (5.22)$$

donde $\mathcal{R}_a = \text{bloque diag}(g, \rho)$, $\rho = \text{diag}(\rho_b, \rho_{sc})$ con cada elemento de la diagonal principal positiva. De (5.21) y usando (5.16) se obtiene:

$$\mathcal{D}_d \dot{x}_d - \mathcal{D}_a \dot{x} + \mathcal{J}x_d + \mathcal{R}_d x_d - \mathcal{R}_a x = \mathcal{Q}, \quad (5.23)$$

o explícitamente,

$$C\dot{v}_d - \bar{u}^\top i_d - g(v - v_d) = i_m, \quad (5.24)$$

$$(L_b + L_{ba})di_{bd}/dt - L_{ba}di_b/dt + \bar{u}_1 v_d + (r_b + \rho_b)i_{bd} - \rho_b i_b = V_b, \quad (5.25)$$

$$L_{sc}di_{scd}/dt + \bar{u}_2 v_d + (r_{sc} + \rho_{sc})i_{scd} - \rho_{sc}i_{sc} = V_{sc}. \quad (5.26)$$

Las leyes de control del sistema eléctrico están definidas implícitamente en la ecuación (5.23). Para obtener la forma explícita se establecen valores de referencia para la corriente deseada de cada inductancia del convertidor de CC, agregando dos nuevas ecuaciones. Estas nuevas ecuaciones son $i_d \triangleq i_*$, donde los valores de referencia $i_* = [i_{b*}, i_{sc*}]^\top$ aún no se han definido. Se establece que las señales de referencia externas utilizan la notación $(\cdot)_*$ exclusivamente, mientras que las señales generadas por el controlador se indican con $(\cdot)_d$. Por lo tanto, la señal de referencia para la corriente

deseada de cada inductor se da externamente y la referencia de señal para la tensión de CC deseada está definida por el PBC.

Para lograr que los picos de potencia sean absorbidos por el SC y que la batería sea sometida a un uso menos exigente se busca que el convertidor de potencia asociado al banco de baterías presente una dinámica a lazo cerrado lenta en comparación con la dinámica a lazo cerrado del convertidor de potencia asociado al SC. De esta manera, la potencia requerida al ESS se establece con el aporte de potencia de un elemento con respuesta rápida (SC) y otro de respuesta lenta (batería). Como consecuencia, los picos de potencia son manejados por el SC y la batería presenta un uso más suave. Para controlar la velocidad de convergencia del SC se agrega amortiguamiento a través de ρ_{sc} . En el caso de la batería, la velocidad será regulada con ρ_b y agregando componente inductiva a través de $\mathcal{D}_a$, esto es,

$$\mathcal{D}_a = \text{diag}(0, L_{ba}, 0), \quad (5.27)$$

donde L_{ba} es la inductancia agregada en la batería.

Con esta modificación, la variable de control $u = [u_1, u_2]^\top$ obtenida a partir de (5.23) es:

$$\bar{u}_1 = v_d^{-1} [V_b + L_{ba} di_b/dt - r_b i_* + \rho_b (i_b - i_{b*})], \quad (5.28)$$

$$\bar{u}_2 = v_d^{-1} [V_{sc} - r_{sc} i_* + \rho_{sc} (i_{sc} - i_{sc*})], \quad (5.29)$$

y la variable de estado v_d se obtiene de,

$$\dot{v}_d = C^{-1} \left[i_m + \bar{u}^\top i_* + g(v - v_d) \right]. \quad (5.30)$$

El término di_b/dt puede calcularse sin necesidad de diferenciar i_b . De (5.15) obtenemos:

$$di_b/dt = L_b^{-1} (V_b - v \bar{u}_1 - r_b i_b). \quad (5.31)$$

El parámetro r_b es despreciable y se puede descartar en la ley de control sin dañar el rendimiento del controlador.

5.4.1 Dinámica de lazo cerrado

Reemplazando (5.28) y (5.29) en (5.15), obtenemos la dinámica a lazo cerrado de las corrientes:

$$L_b \frac{di_b}{dt} + r_b i_b + \frac{v}{v_d} \left[V_b + L_{ba} \frac{di_b}{dt} - r_b i_{b*} + \rho_b (i_b - i_{b*}) \right] = V_b, \quad (5.32)$$

$$L_{sc} \frac{di_{sc}}{dt} + r_{sc} i_{sc} + \frac{v}{v_d} [V_{sc} - r_{sc} i_{sc*} + \rho_{sc} (i_{sc} - i_{sc*})] = V_{sc}, \quad (5.33)$$

si aceptamos que $v_d \approx v$ en todo momento,

$$(L_b + L_{ba}) \frac{di_b}{dt} + (r_b + \rho_b)(i_b - i_{b*}) = 0, \quad (5.34)$$

$$L_{sc} \frac{di_{sc}}{dt} + (r_{sc} + \rho_{sc})(i_{sc} - i_{sc*}) = 0. \quad (5.35)$$

Las constantes de tiempo son $\tau_b = (L_b + L_{ba})/(r_b + \rho_b)$ y $\tau_{sc} = L_{sc}/(r_{sc} + \rho_{sc})$. Por lo tanto, la dinámica de lazo cerrado se modificará mediante el ajuste de L_{ba} , ρ_b y ρ_{sc} .

El análisis anterior se realiza asumiendo que $v \approx v_d$. La convergencia de v a v_d puede acelerarse a través de g según la expresión de $\dot{v}_d$ dada por (5.30). Es posible mostrar que con un valor suficientemente grande g , la relación v/v_d se mantiene cercana a la unidad.

En la Fig. 5.3, el comportamiento del ESS a una respuesta al escalón en la potencia eléctrica de la máquina se muestra usando diferentes valores de L_{ba} .

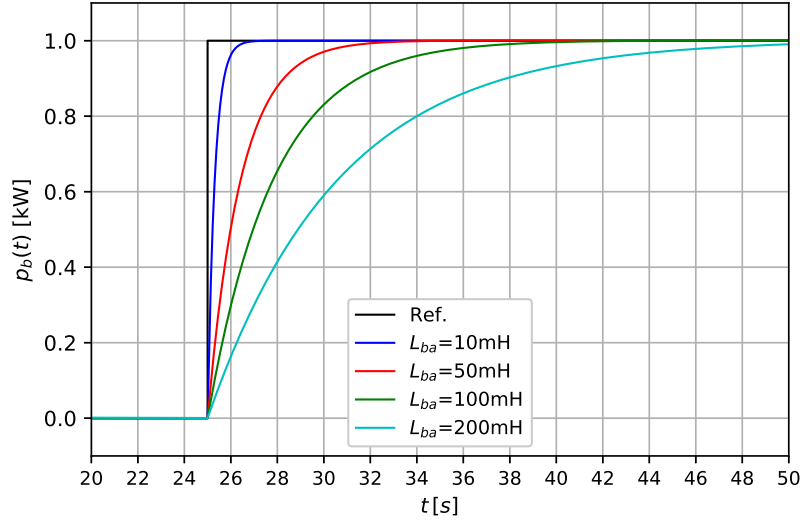


Figura 5.3: Respuesta al escalón de la batería con diferentes valores de L_{ba} . Vea la Sección 5.6 para detalles en los parámetros usados en la simulación.

5.5 Estrategia de gestión de energía

En un vehículo eléctrico, a diferencia de un vehículo de combustión, existe un flujo de energía bidireccional entre el motor eléctrico y el sistema de almacenamiento. Esto ocurre dado que la máquina eléctrica funciona como motor cuando el vehículo acelera y como generador cuando el vehículo desacelera. Debido a este flujo bidireccional, el perfil de potencia a la cual es sometido el sistema de almacenamiento asume valores positivos y negativos. Si el EV cuenta solo con un banco de baterías como elemento de almacenamiento, esta deberá proporcionar/absorber la energía que la máquina eléctrica requiera. Esto significa que los picos de alta potencia, ya sea cuando el vehículo está frenando o acelerando, son manejados por la batería con efectos perjudiciales en su vida útil. Otro elemento importante a considerar es la autonomía del EV, la cual queda determinada por la capacidad de energía del sistema de almacenamiento y la cantidad de energía que se recupera durante el frenado. Naturalmente, si el EV solo cuenta con baterías, su autonomía quedará limitada a este elemento almacenador. En función de esto, se propone incluir un elemento con alta potencia específica (SC) para manejar los picos de alta potencia, tanto en aceleración como durante el frenado, de manera de reducir el estrés al cual se somete la batería y extender así su vida útil. Además, se desea aprovechar esta capacidad extra de almacenamiento durante el frenado regenerativo para mejorar la autonomía del vehículo. Se diseña entonces una estrategia de gestión de energía (EMS) que explota el uso del SC para conseguir los beneficios recientemente mencionados.

En un ciclo de conducción urbana, el perfil de potencia presenta picos positivos y negativos dentro de la capacidad de potencia del banco de baterías, por lo tanto, no se puede absorber energía adicional con la inclusión de SC. En este escenario, el SC solo puede usarse para preservar la vida útil de la batería. En este sentido, el SC se usará ampliamente para absorber los picos de alta potencia, ya sean positivos o negativos, dejando que el banco de baterías entregue un perfil de potencia mucho más suave. En un ciclo de conducción en carretera, el vehículo desarrolla velocidades altas con tasas de aceleración mayores que en el ciclo de conducción urbano, por lo que hay mucha más energía y potencia puesta en juego. En este escenario, el SC está destinado a aumentar la capacidad de potencia del ESS para absorber los picos de potencia que superan los límites de potencia del banco de baterías. De esta manera, se puede ampliar la autonomía del vehículo. También se espera que el SC ayude a reducir el desgaste de la batería; sin embargo, esto implica objetivos opuestos, ya que para extender la autonomía del vehículo, el SC debe descargarse lo suficiente como para absorber energía ante un eventual frenado.

En cambio, para asistir a la batería durante la aceleración, el SC debe estar lo suficientemente cargado para proporcionar la potencia de aceleración inicial. Esto lleva a tener que adoptar una solución de compromiso. Es crucial, entonces, identificar en qué escenario energético está el EV para aplicar la estrategia de gestión adecuada.

Nuevamente, se utiliza el concepto de máquina de estado finita (FSM) para formalizar la gestión de energía. En cada estado de la FSM propuesta, se definen las corrientes de referencia que necesita el controlador de acuerdo al escenario energético en el que se encuentra el vehículo. Debido a que este escenario puede cambiar notablemente debido al ciclo de conducción que está llevando a cabo el EV, se diferencian varios estados. Las condiciones para las transiciones consisten en reglas de comparación que usan variables del sistema como potencias, velocidades y estado de las cargas. Esta máquina de estado se presenta mediante el gráfico de estado representado en la Fig. 5.4, que puede definirse mediante una tupla EMS = $\langle S, \Lambda, \epsilon, s_0 \rangle$, donde

- $S = \{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ es el conjunto de todos los estados en el gráfico de estado.
- $\Lambda = \{1, \dots, 4\}$ es el conjunto de posibles eventos de entrada (definidos en la Tabla 5.1).
- ϵ es una función que mapea estados y eventos de entrada a estados. ($\epsilon : S \times \Lambda \rightarrow S$).
- $s_0 \in S$ es el estado inicial. En este caso, $s_0 = s_1$.

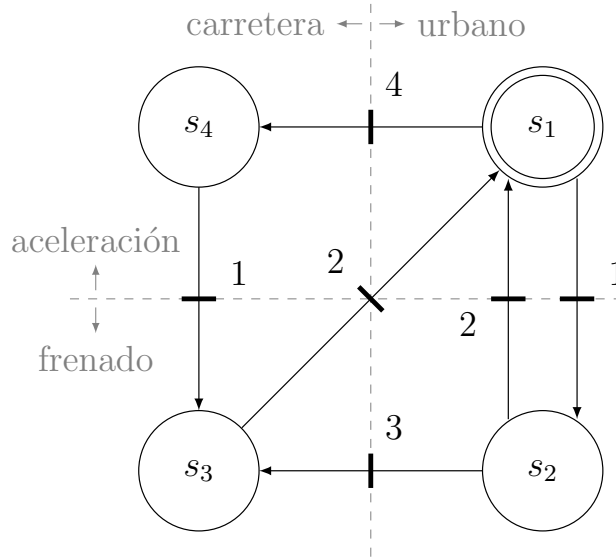


Figura 5.4: Gráfico de estados de la EMS.

Se puede encontrar una descripción detallada de las definiciones de las corrientes de referencia en el Apéndice 5.8.1.

Estado 1 (Aceleración en ciudad): El SC juega un papel activo durante los instantes iniciales de la aceleración. La inductancia agregada L_{ba} se adopta para reducir sustancialmente la respuesta de la batería para que el pico de potencia inicial sea absorbido por el SC.

$$L_{ba} = \max \left(L_0 \cdot \left(1 - e^{-\alpha(\text{SOE} - \text{SOE}_m)} \right), 0 \right), \quad (5.36)$$

$$i_b^* = p_{ess^*}(t)/V_b, \quad \text{con } p_{ess^*}(t) = -p_m(t) + k_v(v_* - v). \quad (5.37)$$

La inductancia agregada L_{ba} se define en función del SOE tal como se muestra en la Fig. 5.5. Mientras la energía almacenada en el SC se mantenga por encima del 40 % de su capacidad máxima, la inductancia agregada es cercana al valor nominal (L_0) produciendo que los picos sean entregados por el SC. Si la energía almacenada en el SC se ve reducida por debajo de tal porcentaje, la batería comienza a tomar cada vez mayor protagonismo, acelerando su respuesta dinámica a lazo cerrado. El parámetro L_0

determina el máximo valor de inductancia agregada. El parámetro α regula la evolución exponencial de L_{ba} . El término $k_v(v_* - v)$ con $k_v > 0$ asegura que el balance de potencia se cumpla con la tensión v en el valor deseado. Además, compensa las pérdidas de potencia ocasionadas en las resistencias parásitas de los convertidores CC/CC. Para más detalles puede consultarse el Apéndice 5.8.1.

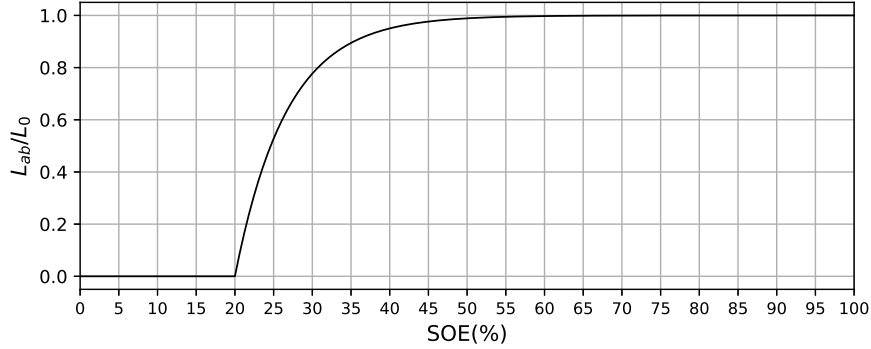


Figura 5.5: Variable L_{ba} en función del SOE ($\alpha = 15$, $\text{SOE}_m = 0.2$).

Estado 2 (Frenado en ciudad): El SC absorbe toda la energía del frenado regenerativo para aumentar su SOE y estar preparado para futuras aceleraciones. La variable L_{ba} se reduce para que el banco de baterías deje de suministrar energía rápidamente. Esto evita el flujo de energía de la batería al SC en situaciones de frenado.

$$L_{ab} = 0, \quad (5.38)$$

$$i_{b*} = 0. \quad (5.39)$$

Estado 3 (Frenado en autopista): El SC absorbe toda la energía que excede la capacidad de potencia del banco de baterías y el banco de baterías funciona sin ninguna restricción dinámica.

$$L_{ab} = 0, \quad (5.40)$$

$$i_b^* = p_{ess*}(t)/V_b, \quad \text{con } p_{ess*}(t) = -p_m(t) + k_v(v_* - v). \quad (5.41)$$

Estado 4 (Aceleración en carretera): Comportamiento similar al estado s_1 pero, como los picos de potencia son más altos que en los ciclos de manejo urbanos, la velocidad de convergencia a la corriente de referencia de la batería se aumenta ($L'_0 < L_0$) para evitar el agotamiento del SC. Además, la batería carga lentamente el SC hasta su 50 % para disponer del SC en caso de futuros eventos de aceleración a alta velocidad.

$$L_{ab} = \max \left(L'_0 \cdot \left(1 - e^{-\alpha(\text{SOE} - \text{SOE}_m)} \right), 0 \right), \quad (5.42)$$

$$i_b^* = p_{ess*}(t)/V_b + \gamma \cdot (0.5 - \text{SOE}), \quad \text{con } p_{ess*}(t) = -p_m(t) + k_v(v_* - v). \quad (5.43)$$

La variable γ ajusta la tasa de carga del SC.

La referencia actual para el SC en todos los estados es:

$$i_{sc*} = \frac{p_{ess*}(t) - p_b(t)}{V_{sc}}. \quad (5.44)$$

donde $p_{ess*}(t)$ vale:

$$p_{ess*}(t) = -p_m(t) + k_v(v_* - v). \quad (5.45)$$

Con esta definición, el SC suministra la energía faltante no proporcionada por la batería que completa la energía requerida por la máquina eléctrica.

Los eventos se definen en la Tabla 5.1. Los eventos 1 y 2 producen la transición de los estados de aceleración a los estados de frenado y viceversa. Se definen en términos del signo de la potencia eléctrica de la máquina. δ_P es un valor suficientemente pequeño para evitar el sucesivo cruce por cero. El evento 3 indica que el SC está a punto de cargarse por completo, por lo que el EMS cambia de s_2 a s_3 , donde la batería desempeña un papel importante en el proceso de almacenamiento. Esto reduce el flujo de energía al SC y evita que alcance su plena carga. Finalmente, el evento 4 determina si el vehículo se encuentra en condiciones de manejo urbano o en carretera.

Tabla 5.1: Eventos en el conjunto Λ de la la FSM que describe la EMS.

Evento	Descripción
1	$p_m(t) > \delta_P$
2	$p_m(t) < -\delta_P$
3	SOE > 0.9
4	velocidad > 60 km/h

La transición directa del estado s_3 al estado s_4 no es necesaria debido a que si el vehículo frena y luego acelera a una velocidad mayor a 60 km/h, los eventos 2 y 4 estarán activos, por lo que la EMS cambiará primero de s_3 a s_2 e inmediatamente a s_4 . En consecuencia, un vínculo directo entre s_3 y s_4 sería redundante.

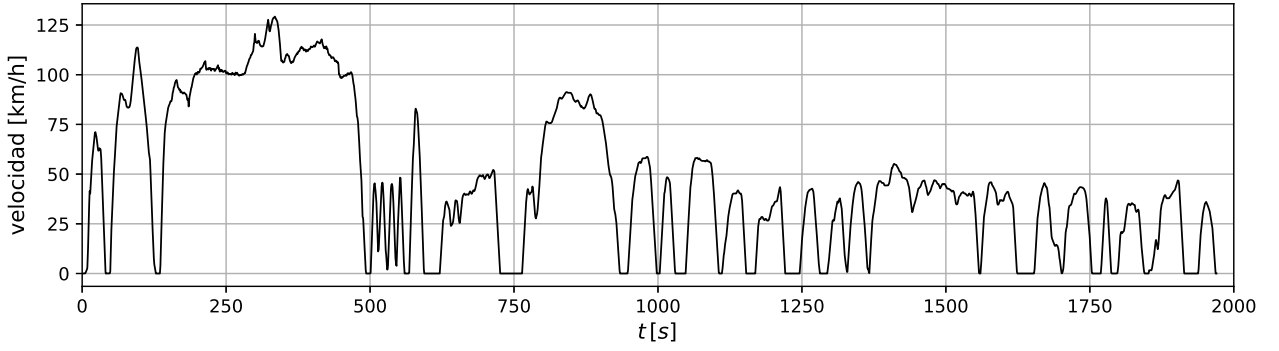
5.6 Resultados de simulación

En esta sección, se valida el control basado en pasividad con la gestión de energía utilizando dos ciclos de conducción estándar (SDC, del inglés *standard driving cycle*). El primer SDC utilizado es el US06, el cual es un perfil de velocidad agresivo de alta aceleración. El segundo SDC es el UDDS que simula las condiciones de manejo de la ciudad y es útil para pruebas de vehículos livianos. El US06 y el UDDS se concatenan para crear un único perfil de velocidad que se muestra en la Fig. 5.6a. Los primeros 600 s corresponden al US06 y luego comienza el UDDS. Dados los parámetros del vehículo en la Tabla 5.4, la evolución temporal de la potencia de la máquina eléctrica asociada a este perfil de velocidad se muestra en la Fig. 5.6b. El ciclo de conducción US06 es más exigente en términos de potencia con picos positivos y negativos más altos que el UDDS.

El sistema de almacenamiento de energía tiene las siguientes características. La batería está compuesta por 4150 celdas individuales. Cada celda es una SANYO Li-Ion NCR18650P-H03VA y la batería está formada por 50 arreglos conectados en paralelo, donde cada arreglo contiene 83 celdas en serie. Las especificaciones de la batería se presentan en la Tabla 5.2. El banco de SCs está compuesto por 80 unidades MAXWELL BCAP1200 en serie. Las especificaciones del SC utilizado se presentan en la Tabla 5.3. El paquete de baterías posee una capacidad de energía de 40.3 kWh y su potencia máxima de carga y descarga es de 23.5 kW y 149.4 kW, respectivamente. El paquete SC tiene una capacidad de energía de 96 Wh, pero su capacidad de carga/descarga es de 120 kW aproximadamente. Puede verse que la capacidad de potencia de la batería no es suficiente para absorber los picos de potencia del frenado regenerativo cuando el EV está en el ciclo de conducción US06. En este sentido, solo con la cooperación del SC, el ESS tendrá la capacidad de poder absorber esos picos de potencia.

Los parámetros del vehículo y de los convertidores de potencia utilizados para llevar a cabo la simulación se muestran en la Tabla 5.4. Finalmente, el controlador PBC y la EMS se ajustan con los parámetros dados en Tabla 5.5.

En la Fig. 5.7 se muestra la evolución de la tensión del bus de CC a lo largo de todo el perfil de velocidad. La regulación de voltaje es muy buena incluso durante el ciclo de conducción en carretera (US06), donde se intercambia gran cantidad de energía entre el ESS y el motor eléctrico. La evolución del EMS se puede ver en la Fig. 5.8. En los primeros 600 s (ciclo US06), la EMS se encuentra principalmente



(a) Perfil de velocidad (US06+UDDS).

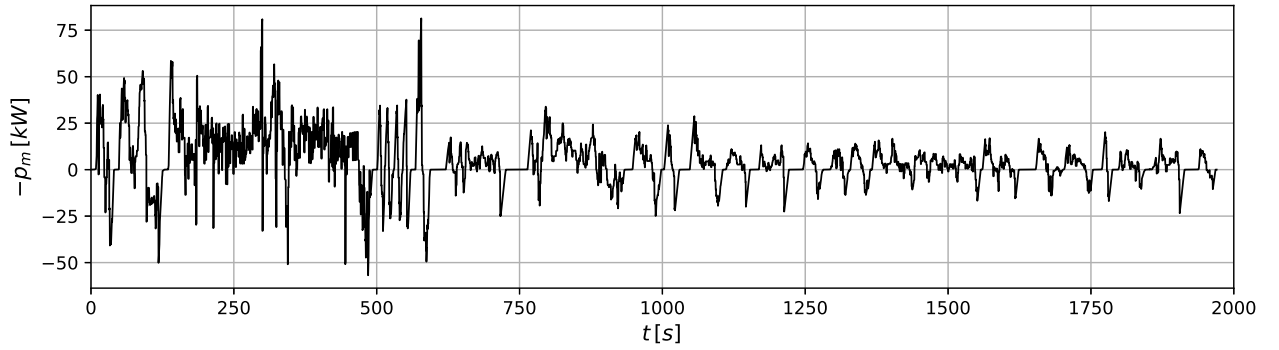
(b) Potencia de la máquina eléctrica ($-p_m(t)$).

Figura 5.6: Perfiles de velocidad y potencia utilizados en la validación de la EMS. El perfil de potencia corresponde a un vehículo de 1500 kg con las características recogidas en la Tabla 5.4.

Tabla 5.2: Especificaciones de la batería SANYO Li-Ion NCR18650P-H03VA.

Descripción	Valor
Capacidad nominal	2700 mAh
Tensión nominal	3.6 V
Corriente de carga (máx.)	1.35 A
Tensión de carga	4.2 V
Corriente de descarga (máx.)	10 A
Capacidad de energía	9.72Wh

Tabla 5.3: Especificaciones del supercapacitor BCAP1200.

Descripción	Valor
Tensión nominal	2.7 V
Capacidad nominal	1200 F
Energía nominal	1.2 Wh

Tabla 5.4: Parámetros del vehículo y el sistema de potencia.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
m	1500 kg	ρ_a	1.2 kg/m ³	C	50 mF
C_{AD}	0.3	α	0	r_b	0.001 Ω
C_{rr}	0.014	L_b	1 mH	r_{sc}	0.001 Ω
A_f	1.746 m ²	L_{sc}	1 mH		

Tabla 5.5: Parámetros de ajuste del controlador y EMS.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
g	10	k_v	50	L_0	50 mH
ρ_b	0.01	γ	10	L'_0	350 mH
ρ_{sc}	10	α	15		

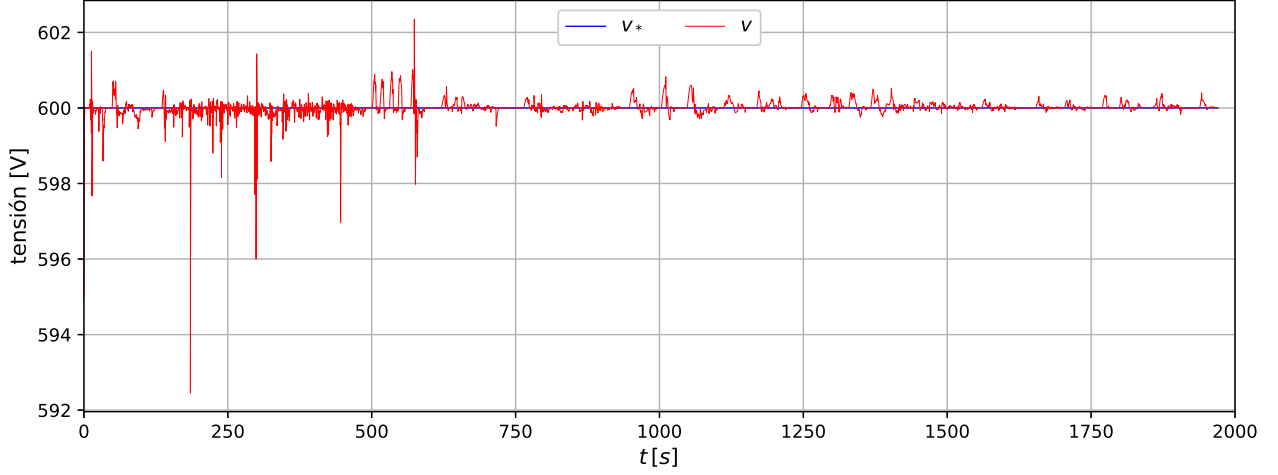


Figura 5.7: Tensión del bus de CC.

en los estados s_3 y s_4 . Cuando el vehículo se somete al ciclo de conducción UDDS, los estados más frecuentes son el s_1 y el s_2 . De vez en cuando, el EMS cambia a s_3 cuando el SOE está cerca de su valor máximo.

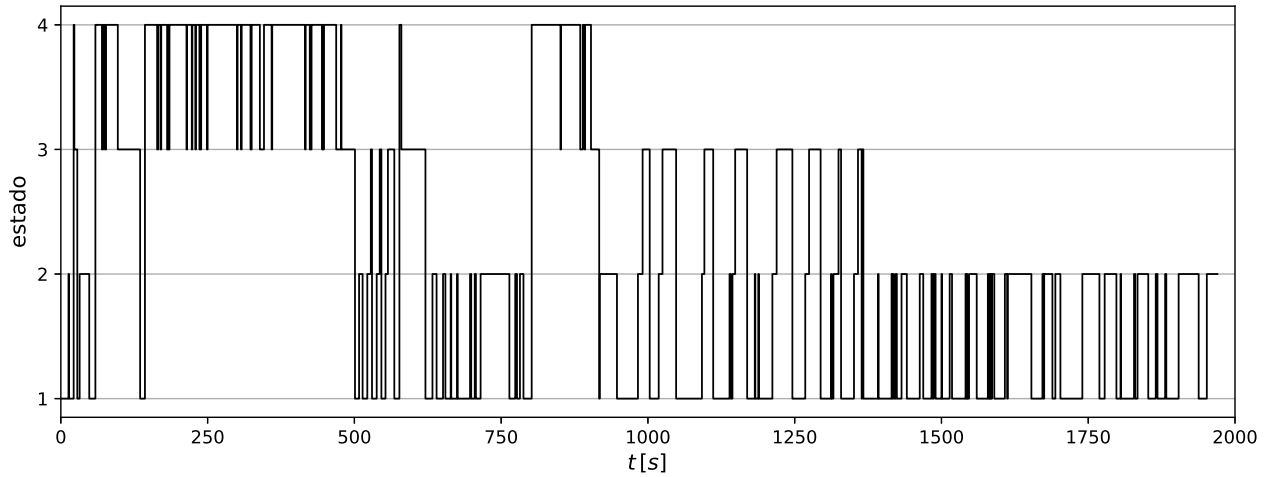
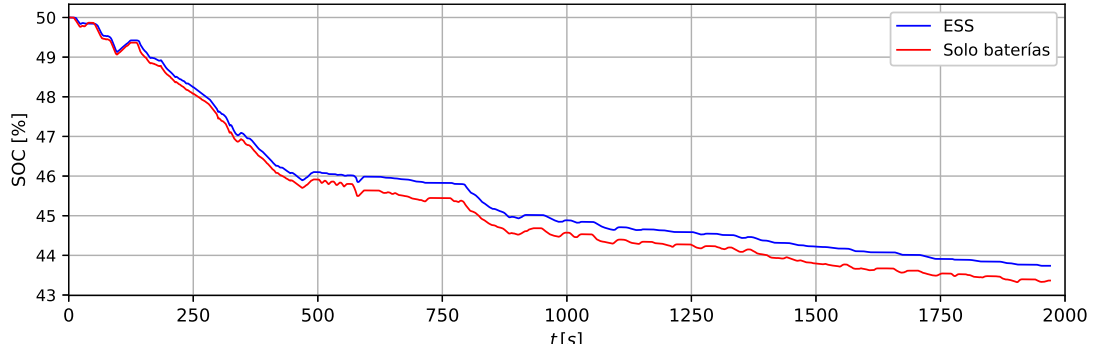
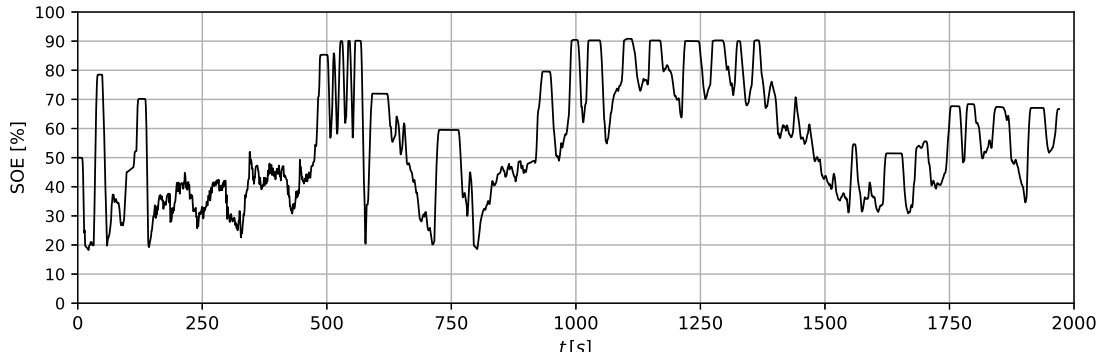


Figura 5.8: Evolución temporal del estado.

Es interesante observar en la Fig. 5.9 la evolución de la energía almacenada en los dos dispositivos de almacenamiento. El SOC disminuye suavemente, mientras que el SOE varía ampliamente a lo largo de su rango. Esto se debe a la considerable diferencia en la capacidad de energía de ambos elementos. También se simula el sistema sin el soporte del SC y bajo el mismo perfil de velocidad para comparar los resultados. Cuando el EV solo cuenta con el banco de baterías, el uso del mismo es más agresivo. En la Sección 5.7, se hace una comparación considerando el efecto de envejecimiento de la batería. Además, la cantidad de energía que se puede almacenar en situaciones de frenado se limita a la potencia de carga máxima de la batería, por lo tanto, el rango de vehículo será menor que en el caso de SC.



(a) Estado de carga de la batería.



(b) Estado de energía del SC.

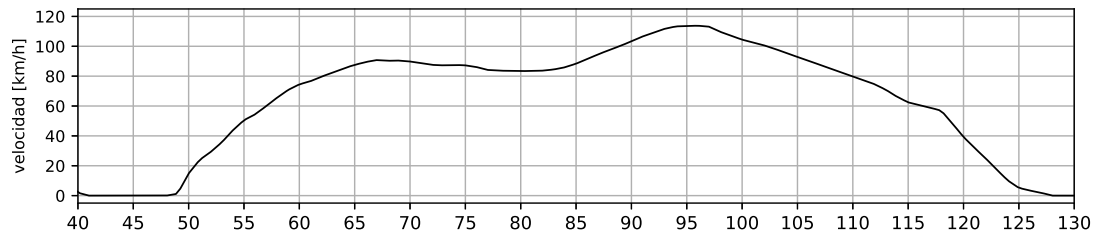
Figura 5.9: Evolución de la energía almacenada en el ESS.

Este hecho puede notarse en la evolución del SOC que se muestra en línea roja en la Fig. 5.9a, donde el valor final del SOC del EV solo con baterías (línea roja) es menor que el SOC del EV con el ESS (línea azul).

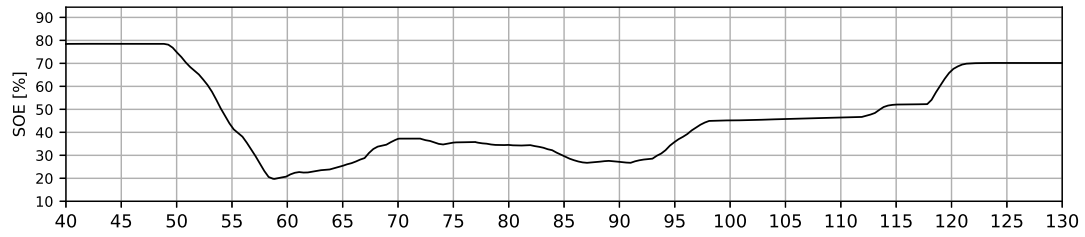
Para mostrar la evolución de la potencia del ESS de una manera conveniente, presentamos dos extractos de toda la simulación: el primero corresponde al US06 y el segundo al UDDS.

En la Fig. 5.10d se muestra la potencia intercambiada por cada dispositivo de almacenamiento en un intervalo de 90 s durante el ciclo de conducción US06. La evolución temporal de la velocidad del vehículo (Fig. 5.10a), el SOE (Fig. 5.10b) y el estado del EMS (Fig. 5.10c) también se presentan con el propósito de comprender mejor el comportamiento del EMS. Al principio, el vehículo se detiene con el SOE cercano al 80% con el EMS en s_2 . Cuando el EV acelera, el EMS cambia a s_1 ya que la velocidad es inferior a 60 km/h. El SC proporciona la mayor parte de la potencia inicial reduciendo significativamente su SOE. Cuando el SOE está cerca de su valor mínimo permitido (20%), la inductancia agregada se reduce a cero dada su dependencia del SOE según se muestra en la Fig. 5.5. Con un valor menor de L_{ba} , la batería desempeña un papel más importante al proporcionar más potencia y, por lo tanto, el SC reduce la potencia entregada. En $t \approx 60$ s, la velocidad del vehículo supera los 60 km/h y el EMS cambia a s_4 ; en $60 \text{ s} < t < 70 \text{ s}$, la batería carga el SC para subir de nivel su SOE. Se puede ver que el SOE está cerca del 40% en $t = 70 \text{ s}$ debido al flujo de energía que proviene de la batería. Este comportamiento también se puede ver cuando $90 \text{ s} < t < 97 \text{ s}$. A partir de $t = 97 \text{ s}$, comienza el frenado regenerativo, por lo que el EMS pasa de s_4 a s_3 . Al principio, entre 97 y 117 s la desaceleración es moderada, por lo que la batería absorbe casi toda la potencia del frenado. Solo hay dos breves momentos en los que la batería alcanza su capacidad de potencia máxima, debiendo el SC absorber el excedente. Finalmente, la desaceleración es más agresiva y la potencia regenerativa supera con creces la capacidad de la batería, por lo que el SC absorbe la potencia extra. Como la energía adicional se almacena en el SC, el EV tendrá un rango extendido en comparación con el mismo vehículo

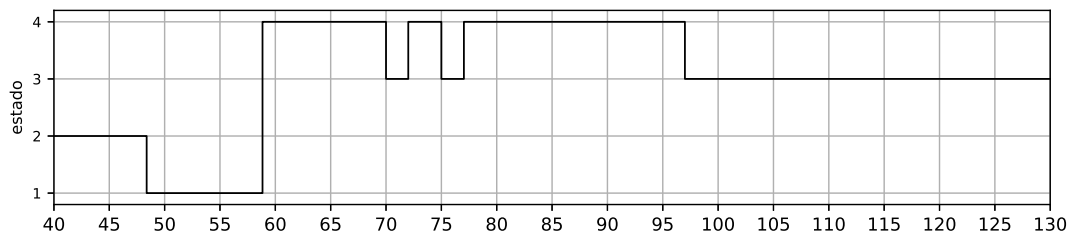
sin SC.



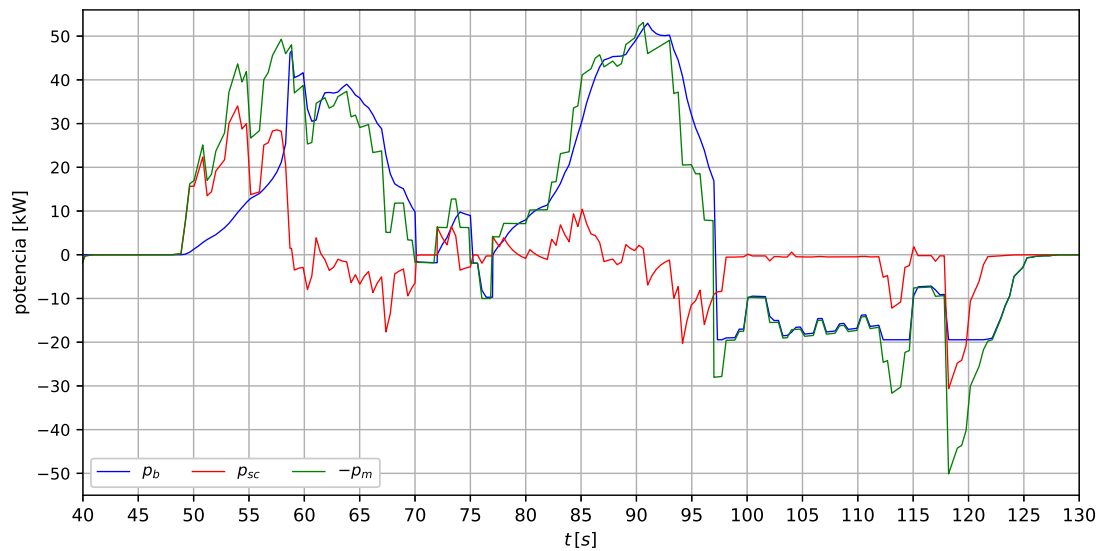
(a) Velocidad del vehículo.



(b) Estado de energía del SC.

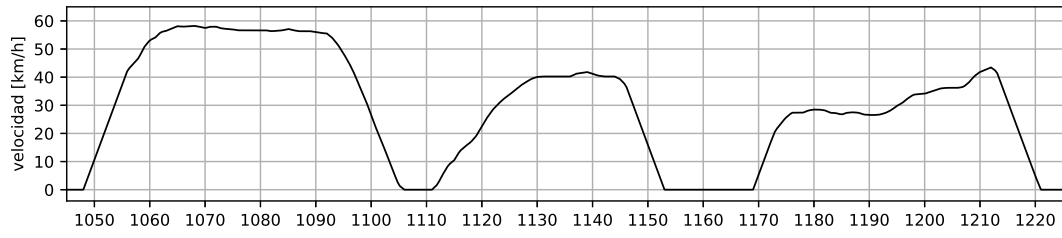


(c) Estado del EMS.

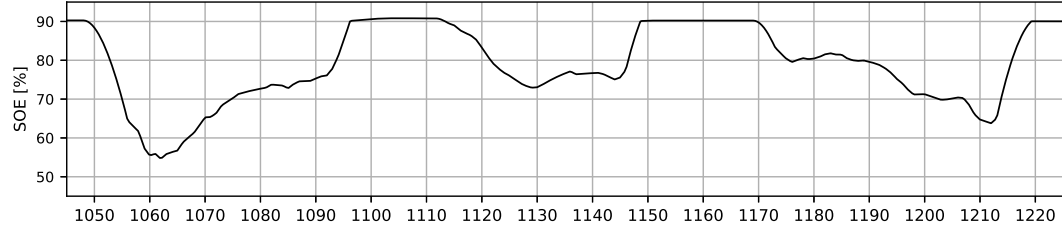


(d) Evolución de las potencias del ESS.

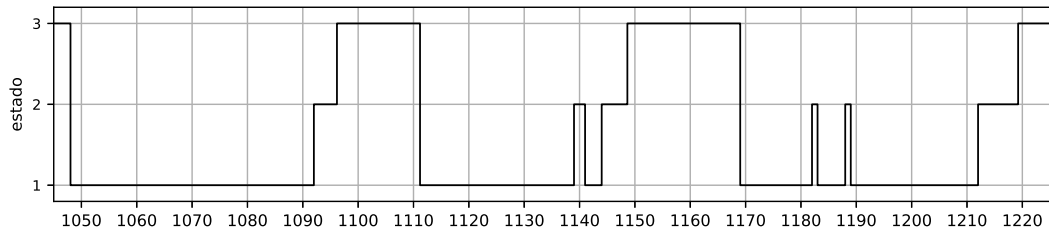
Figura 5.10: Extracto del perfil US06.



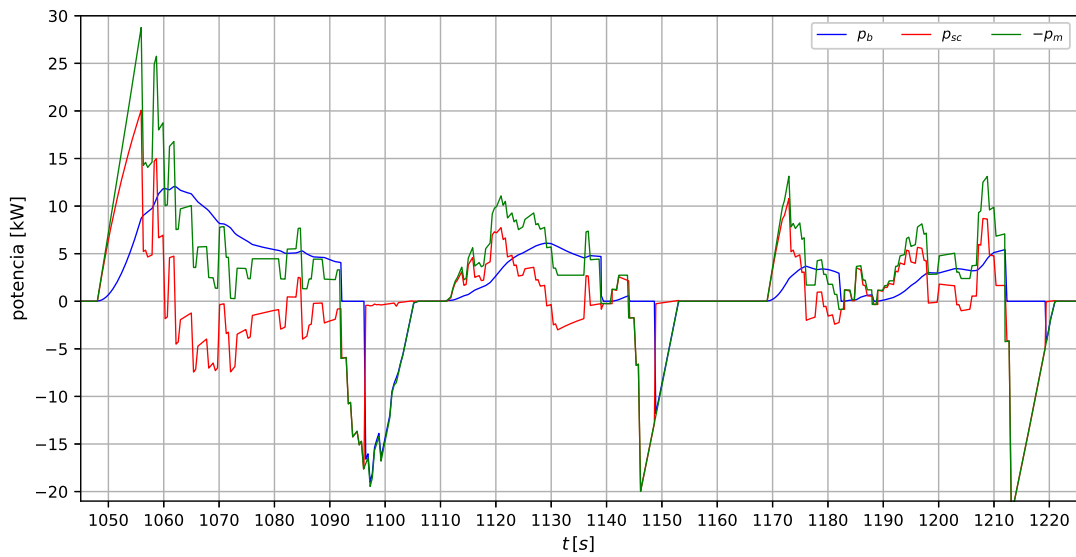
(a) Velocidad del vehículo.



(b) Estado de energía del SC.



(c) Estado del EMS.



(d) Evolución de las potencias del ESS.

Figura 5.11: Extracto del perfil UDDS.

A continuación, se evalúa la estrategia con un ciclo de conducción urbano utilizando el UDDS. De nuevo, la evolución temporal de la velocidad del vehículo (Fig. 5.11a), el SOE (Fig. 5.11b) y los estados del EMS (Fig. 5.11c) se presentan para una mejor comprensión del comportamiento del EMS. En la

Fig. 5.11d se muestra un extracto de la potencia intercambiada por cada dispositivo de almacenamiento del sistema. Al principio, el vehículo se detiene con el SOE al 90 % y con el EMS en s_3 . Cuando el EV se acelera, el EMS cambia a s_1 y la mayor parte de la potencia inicial de aceleración es proporcionada por el SC reduciendo significativamente su SOE. La primera situación de frenado se produce en $t \approx 1090s$, por lo que el EMS pasa de s_1 a s_2 . Al principio, toda la energía se almacena en el SC, lo que aumenta significativamente su SOE. Cuando el SOE alcanza el 90 %, el EMS conmuta a s_3 y la batería absorbe toda la energía para evitar que el SC se cargue completamente. Luego, se producen dos ciclos más de aceleración y frenado con el mismo comportamiento que el descrito. Dado que los picos de potencia de carga no superan la potencia de carga máxima de la batería, el SC no puede absorber ninguna energía adicional, por lo que el rango de vehículo sigue siendo el mismo.

5.7 Discusiones y conclusiones del capítulo

En la Sección 5.6 se realizaron simulaciones comparando el desempeño del EV solo con baterías contra el desempeño del EV con baterías y SCs y aplicando la estrategia de gestión propuesta. En esta sección, se evalúa en forma cuantitativa la degradación de las baterías en cada caso y también la cantidad de energía empleada para recorrer el mismo ciclo de conducción.

Análisis de envejecimiento de la batería

La evaluación de la duración de la batería utilizada en este documento se basa en el modelo de rendimiento de Ah ponderado presentado en [82]. Este modelo evalúa la cantidad total de carga eléctrica que puede fluir hacia y desde la batería antes de llegar al final de su vida útil. Este método de estimación es adecuado para analizar el efecto de degradación en aplicaciones donde la batería experimenta ciclos altamente dinámicos como en los vehículos eléctricos [83].

La duración de la batería Γ se define como el rendimiento total de Ah cuando la batería está sujeta al ciclo utilizado por los fabricantes para caracterizar la duración del ciclo:

$$\Gamma = \int_0^{EOL} |I_{nom}(t)| dt, \quad (5.46)$$

donde $I_{nom}(t)$ es la corriente nominal utilizada para caracterizar el ciclo de carga y descarga, y EOL (del inglés *end of life*) indica el final de la vida útil de la batería. Para una batería dada, la cantidad Γ es constante.

Usamos el concepto de factor de severidad σ para evaluar el efecto de envejecimiento relativo de cualquier uso de batería con respecto al ciclo nominal. Sea $\Phi(I(t), \theta(t), SOC(t))$ cualquier ciclo que experimente la batería, donde $I(t)$ es la corriente, $\theta(t)$ es la temperatura de funcionamiento de la batería y $SOC(t)$ representa la evolución del estado de carga de la batería. Entonces, el factor de severidad dependerá de Φ como muestra la siguiente ecuación:

$$\sigma(\Phi) = \frac{\gamma(\Phi)}{\Gamma} = \frac{\int_0^{EOL} |I(t)| dt}{\Gamma}, \quad (5.47)$$

donde $\gamma(\Phi)$ representa la duración de la batería (Ah-throughput) correspondiente al uso de la batería Φ . Dado Φ , el factor de severidad será mayor que 1 para aquellos ciclos que son más severos en términos de envejecimiento que el ciclo nominal, y menores que 1 para ciclos menos severos que el ciclo nominal. Finalmente, el rendimiento efectivo de Ah calcula el agotamiento de la vida útil de la carga intercambiada. Su expresión es:

$$Ah_{eff}(t) = \int_0^t \sigma(I(\tau), \theta(\tau), SOC(\tau)) \cdot |I(\tau)| d\tau, \quad (5.48)$$

y representa la cantidad de carga que el ciclo nominal necesitaría intercambiar para tener el mismo efecto de envejecimiento que el ciclo sufrido por la batería. Por lo tanto, el final de la vida útil de la batería se alcanza cuando Ah_{eff} es igual a Γ .

Los resultados obtenidos para el ciclo de conducción utilizado, mostrado en la Fig. 5.6a, se muestran en Tabla 5.6. Estos resultados se obtienen con las consideraciones presentadas en el Apéndice 5.8.2.

Tabla 5.6: Comparación del desgaste de la batería entre un vehículo con baterías y otro con ESS (baterías y SC).

Descripción	EV con baterías	EV con ESS
Factor de severidad	0.5983	0.4369
Ah efectivos	0.1942 Ah	0.1036 Ah

Los resultados muestran que nuestra metodología tiene un factor de severidad más bajo, por lo que el efecto de envejecimiento de la batería es menos severo que el efecto de envejecimiento logrado por el sistema sin supercapacitores. Además, la reducción en el efecto de envejecimiento es más notoria en el ciclo urbano, ya que la situación más frecuente de inicio-parada permite al SC absorber los picos de alta potencia positivos y negativos que produce el vehículo cuando acelera y frena. Los resultados muestran que el factor de severidad del sistema sin SC es 37 % mayor que el factor de severidad logrado por un EV con ESS y aplicando la estrategia de gestión presentada. Esta diferencia en el factor de severidad se traduce a los Ah efectivos utilizados por la batería, donde el EV basado en baterías utiliza un 87 % más de Ah efectivos que en el caso del EV con SCs. Por lo tanto, la inclusión del SC reduce considerablemente el desgaste de la batería, extendiendo su vida útil.

Análisis del manejo de la energía

El análisis energético sobre el vehículo se realiza a partir de la energía neta, la cual se define como la diferencia entre la energía entregada hacia la máquina eléctrica y la energía recuperada con el frenado regenerativo. Entonces, para un mismo ciclo de conducción, se tendrá una menor energía neta cuanto mayor sea la cantidad de energía recuperada durante el desarrollo del ciclo. En este sentido, si lo que se busca es aumentar la autonomía del vehículo, entonces habrá que aumentar la capacidad de recuperación de energía durante el frenado. Cuando nos referimos a la capacidad de recuperación de energía estamos indicando dos cosas: la capacidad de almacenar energía y la tasa con la cual es posible almacenarla, es decir, capacidad de energía y de potencia. En un EV, la capacidad de energía está garantizada por el banco de baterías. Sin embargo, la potencia en ciertas situaciones de frenado puede superar ampliamente la capacidad de potencia del banco de baterías, por lo que el agregado de SCs permite una mayor recuperación de energía en estos casos. Vemos entonces que una mayor recuperación de energía no queda definido solo por la inclusión de otro elemento almacenador sino que también depende de la gestión implementada y del tipo de conducción en el que se encuentre el vehículo. Por esto mismo, la estrategia diseñada identifica la situación de manejo en la que es posible captar más energía y modifica el comportamiento del ESS para lograr este objetivo.

A continuación se muestra un análisis cuantitativo del desempeño del EV solo con baterías y del mismo EV con el agregado de SC y utilizando la EMS presentada en este capítulo. En la Tabla 5.7 se muestra la energía neta en cada caso.

Tabla 5.7: Comparación de la energía neta empleada para recorrer el ciclo de conducción.

Descripción	EV con baterías	EV con ESS
Energía neta	2687.3 Wh	2520.2 Wh

Los resultados muestran que la energía neta es menor en el caso del EV con ESS aplicando la EMS propuesta. Esto implica que la energía recuperada durante el frenado regenerativo es mayor que en el

caso con solo baterías. Esto ocurre dado que durante el frenado en el ciclo de conducción en carretera, la potencia de la máquina eléctrica presenta picos que exceden la capacidad del banco de baterías y que son absorbidos por los SCs. Más energía obtenida durante el frenado implica energía adicional para ser utilizada en futuras aceleraciones, por lo tanto, la autonomía del vehículo aumenta. Se observa en la Tabla 5.7 que el EV con ESS necesita 167 Wh menos para cumplir con el mismo ciclo de conducción, mejorando la autonomía del vehículo.

5.7.1 Conclusiones

En este capítulo se presentó un controlador basado en pasividad para un vehículo eléctrico con dos tipos de almacenadores (el banco de baterías de Li-Ion con alta energía específica y el banco de SC con alta potencia específica). El control es diseñado con el objetivo de distribuir la potencia del motor eléctrico entre los almacenadores buscando cuidar la vida útil de la batería y extender la autonomía del vehículo. Nuevamente, a partir de la descripción matemática del sistema con el formalismo de Euler-Lagrange, se diseñó un controlador basado en pasividad para controlar los convertidores de potencia asociados a los elementos almacenadores. El controlador propuesto permite modificar la dinámica de lazo cerrado de cada convertidor en forma independiente permitiendo, a través de un ajuste de parámetros, la distribución de potencia entre el elemento de alta potencia específica y el de alta energía específica. Esto es, dada una referencia de potencia para el ESS, el PBC manipula la dinámica a lazo cerrado para que cada convertidor alcance esa referencia con velocidades distintas, logrando que los picos de potencia sean absorbidos por el SC. La estrategia de gestión de energía determina el tipo de conducción en el cual se encuentra el vehículo de manera de modificar el comportamiento del controlador en cada caso. De esta manera, el controlador gestiona el sistema de almacenamiento en función de las demandas de la máquina eléctrica.

El comportamiento de la estrategia se validó mediante simulación utilizando ciclos estándar de conducción en carretera y en ciudad. Se comparó el desgaste en la batería y la energía neta empleada para recorrer el ciclo de conducción utilizando la estrategia propuesta con el caso de un vehículo sin supercapacitores. Los resultados obtenidos indican la viabilidad de la técnica de control propuesta y la estrategia de gestión de energía, con la mejora sustancial de la vida útil de la batería y la autonomía del vehículo.

A continuación, algunos comentarios finales del capítulo:

- La estrategia de gestión implementada con reglas es en este caso robusta dado que los eventos se forman con comparaciones simples y que además utilizan variables poco sensibles al ruido, como lo son la velocidad y el estado de energía del SC.
- La estrategia modifica el uso del sistema de almacenamiento en función de la conducción en forma automática.
- La mejora en la autonomía del vehículo está directamente relacionada con la energía extra que el EV puede almacenar y, como vimos, esto depende del tipo de conducción en la que se encuentre el vehículo. En este sentido, si el vehículo solo es utilizado en un ambiente urbano, la energía neta resultante será muy similar al caso de un EV sin SC. Por otro lado, si el uso es extensivo en carretera, se obtendrán diferencias significativas. Por lo tanto, no es posible trasladar la cantidad de energía ahorrada a un equivalente en km dada su dependencia con el tipo de conducción.
- Los resultados referidos al desgaste de la batería tienen un comentario similar al caso de la autonomía y la energía neta demandada. Nuevamente, el desgaste será mayor o menor dependiendo del tipo de conducción. La estrategia presentada prioriza el cuidado de la batería cuando el vehículo se encuentra en ciudad por lo que se obtendrá una mayor diferencia en el desgaste ocasionado en este caso. En cambio, si se compara el desgaste sufrido en una conducción en carretera, los resultados serán similares al caso del EV solo con baterías. De todos modos,

el agregado de SCs redundará en un beneficio en términos de desgaste de la batería dado que siempre participa en la distribución de potencia del ESS.

5.8 Apéndice

5.8.1 Definición de las corrientes de referencia

En esta sección se describe brevemente el procedimiento para obtener la definición de cada corriente de referencia presentada en la descripción de los estados de EMS en la Sección 5.5.

El propósito principal del controlador basado en pasividad es regular el voltaje del bus de CC en v_* . Como hemos mencionado anteriormente, este objetivo solo es factible a través de la regulación indirecta de la tensión a través de la definición adecuada de cada corriente de referencia del sistema de almacenamiento i_{b*} e i_{sc*} . Necesariamente, la regulación del bus CC implica el cumplimiento del balance de potencia dado en (5.1), por lo tanto, las corrientes de referencia se obtienen de dicha ecuación.

La regulación de tensión en el punto de equilibrio deseado implica el siguiente balance de potencias:

$$p_b(t) + p_{sc}(t) + p_m(t) - \underbrace{i^\top R i}_{p_{\text{pérdidas}}} = 0, \quad (5.49)$$

recordando que $i = [i_b, i_{sc}]^\top$ y $R = \text{diag}(r_b, r_{sc})$. Ahora bien, el cumplimiento del balance de potencia (5.49) no está unívocamente relacionado con un valor particular de tensión del bus como ocurre en el caso del sistema de generación de energía presentado en el Capítulo 4, dado que no existe una resistencia de carga R_l para introducir el valor deseado de tensión. Por lo tanto, deberá incluirse un término extra en la definición de las corrientes de referencia para regular la tensión del bus de CC.

El sistema de almacenamiento debe entregar/absorber la potencia consumida/generada por la máquina eléctrica incluyendo las pérdidas. Por lo tanto, la potencia que el ESS debe alcanzar para regular la tensión es:

$$p_{ess*} = p_b + p_{sc} = -p_m(t) + i^\top R i + k_v(v_* - v),$$

donde el término $k_v(v_* - v)$ asegura que el balance de potencia se cumpla con $v = v_*$. En los estados s_1 , s_3 y s_4 , se desea que el banco de baterías cumpla con los requerimientos de potencia de la máquina, limitando su dinámica en cada escenario según corresponda. Por lo tanto, la referencia de potencia dada es $p_{b*} = p_{ess*}$. En el estado s_2 , la batería no participa dejando que toda la potencia sea absorbida por el SC. Por lo tanto, se define $p_{b*} = 0$.

Se elige al SC para regular la tensión en el bus CC debido a su elevada capacidad de intercambiar potencia, por lo tanto, la potencia de referencia en todos los estados se define como $p_{sc*} = p_{ess*} - p_b$, es decir, el SC entrega o absorbe toda la potencia que no es suministrada por la batería.

En base a lo analizado, las corrientes de referencia son:

$$i_{b*} = \begin{cases} 0, & \text{en el estado } s_2, \\ p_{ess*}(t)/V_b, & \text{en el resto de los estados,} \end{cases} \quad (5.50)$$

$$i_{sc*} = \frac{p_{ess*}(t) - p_b(t)}{V_{sc}}. \quad (5.51)$$

Las referencias halladas incluyen en sus definiciones las potencias de pérdida ocasionadas en las resistencias del circuito. Si estas son incógnitas, naturalmente no podrán incluirse en las definiciones presentadas. Sin embargo, las pérdidas serán compensadas debido a la existencia del término $k_v(v_* - v)$. A lo sumo, puede incluirse un término integral para lograr error estacionario nulo.

5.8.2 Cálculo de envejecimiento de la batería

En este apartado se presenta el procedimiento seguido para evaluar el envejecimiento de la batería. Primero, se debe calcular la vida útil de la batería utilizando la hoja de datos de SANYO NCR18650P-H03VA [84]. El fabricante utiliza los siguientes ciclos de carga y descarga para obtener la vida útil de la batería:

- Carga: Corriente constante (1.35 A hasta que la tensión alcanza los 4.2 V). Tensión constante (corriente reducida para mantener la tensión constante en 4.2 V). El tiempo total de carga es de 4 hs a 25°C.
- Descarga: Corriente constante (2.7 A hasta que la tensión alcanza los 2.5 V). El ciclo dura al menos 0.9 hs.

El final de la vida útil de la batería se alcanza después de repetir 300 veces los ciclos de carga y descarga.

No se dispone de información suficiente como para poder caracterizar completamente la corriente $I_{nom}(t)$ del ciclo de carga/descarga utilizado por el fabricante para evaluar la vida útil. Debido a esto, será necesario realizar algunas suposiciones para poder llevar a cabo el análisis de envejecimiento.

Los Ah consumidos durante el ciclo de descarga se calculan como $Ah_d = 2.7 A \times 0.9 h = 2.43 Ah$. Se asume que la cantidad de energía involucrada en el ciclo de carga es igual a Ah_d . Por lo tanto, los Ahs consumidos en el primer ciclo de carga/descarga es $Ah_{k=1} = 2Ah_d = 4.86 Ah$, donde k indica el número del ciclo. Ciclo tras ciclo, la capacidad de energía de la batería se reduce, por lo que la cantidad de carga involucrada en el ciclo 300 ($Ah_{k=300}$) será considerablemente menor que el movimiento de carga en el primer ciclo ($Ah_{k=1}$). Dado que no se tienen los datos necesarios para tener en cuenta este hecho en el cálculo de Γ , se calcula la vida útil de la batería como el movimiento de carga en Ah del primer ciclo multiplicado por el número de ciclos, es decir, $\Gamma = Ah_{k=1} \times 300 = 1458 Ah$. Naturalmente, este Γ será más alto que el ciclo de vida de la batería obtenido por el fabricante, por lo que la evaluación del envejecimiento de cada metodología en términos de factor de severidad y los Ahs efectivos no habrán de coincidir con la degradación sufrida por la misma batería en un caso real. Sin embargo, dado que estamos haciendo una comparación entre el efecto de envejecimiento de diferentes metodologías utilizando el mismo Γ , los resultados presentados siguen siendo válidos.

Para calcular el factor de severidad σ de un uso de batería dado (Φ) necesitamos calcular $\gamma(\Phi)$. Sea T el tiempo de simulación, calculamos $\gamma(\Phi)$ de la siguiente manera:

$$\gamma(\Phi) = \frac{EOL}{T} \int_0^T |I(t)| dt, \quad (5.52)$$

donde $EOL = 300 \times 4.9 h$, es decir, el tiempo del primer ciclo de carga/descarga multiplicado por la cantidad de ciclos totales. Luego $\sigma(\Phi)$ es obtenido de (5.47). Finalmente, el Ah efectivo se calcula como:

$$Ah_{eff}(t) = \sigma(\Phi) \int_0^T |I(t)| dt. \quad (5.53)$$

Capítulo 6

Gestión de energía en microrredes de corriente continua

En este capítulo, se propone una estrategia de gestión de energía utilizando el control basado en pasividad (PBC) para microrredes de CC. Los alcances de esta metodología se limitan a la estrategia de gestión superior de la microrred, por lo tanto, no se considera la dinámica de los convertidores de potencia siendo representados por un modelo equivalente más simple. Primero, se presenta el modelo matemático de la microrred considerando esta simplificación en los convertidores. Luego, se propone una estrategia de gestión de energía (EMS) dividida en dos niveles jerárquicos: i) el nivel superior es el encargado de establecer la referencia de tensión de cada nodo al que están conectadas las unidades de potencia de la red en función de los valores de consumo y generación; ii) el nivel inferior se encarga de alcanzar esa referencia de tensión controlando cada unidad de potencia haciendo foco en la dinámica del sistema. Finalmente, la estrategia se prueba en una microrred de CC compuesta por dos tipos de elementos de almacenamiento (baterías con alta energía específica y supercapacitores con alta potencia específica), dos fuentes de energía renovables (energía solar y eólica) y cargas representativas de un consumo residencial.

6.1 Introducción

El paradigma actual de sistema eléctrico de potencia basado en generación, transmisión y distribución de energía en forma de corriente alterna (CA) se encuentra bajo extensa revisión por parte de la comunidad científica. El avance en dispositivos de conversión de energía basados en semiconductores ofrece una mayor flexibilidad en la transformación de tensión/corriente, posicionando a la corriente continua (CC) nuevamente en el centro de atención [85]. Esto, sumado a los avances logrados en energías renovables, dispositivos de almacenamiento y fuentes de energía alternativa menos contaminantes, motiva a repensar el sistema eléctrico actual. Además, el consumidor va dejando su histórico rol pasivo para asumir uno activo, participando en la generación de energía a partir de fuentes renovables y sumando capacidad de almacenamiento. Por lo tanto, surge un nuevo paradigma de sistema eléctrico de potencia, denominado microrredes (MRs), el cual presenta una ubicación distribuida de elementos de generación y almacenamiento, alta penetración de energías renovables y un número creciente de consumidores activos, convirtiéndose en un sistema más eficiente y sustentable con interesantes desafíos de control y gestión. Topológicamente, una microrred puede ser descripta como un conjunto de nodos unidos por líneas de transmisión donde en cada nodo es posible inyectar y/o absorber energía [86]. En particular, las microrredes en CC (MRCC), son sistemas eléctricos de potencia propicios para alcanzar el mencionado paradigma [87]. Hoy en día, los dispositivos electrónicos con alimentación de CC representan un porcentaje significativo de la carga eléctrica del consumidor y se espera que continúe creciendo. Estos pueden conectarse directamente a la MRCC o a través de

convertidores CC/CC de alta eficiencia, lo que mejora la eficiencia general del sistema. Por otro lado, la mayoría de las fuentes de energía renovable, así como también los sistemas de almacenamiento de energía, son dispositivos de CC que pueden integrarse fácilmente en una MRCC con un número reducido de etapas de conversión de energía. En conclusión, las principales características de las MRCCs en contraste con las redes CA son las siguientes: (i) alta eficiencia debido a un número menor de etapas de conversión de energía; (ii) el control y gestión es más sencillo que en CA. Además, dado que no se requiere sincronización, la conexión y desconexión de los recursos energéticos es más natural, mejorando la capacidad de conexión y reproducción de la microrred; (iii) es posible la conexión directa de un número creciente de dispositivos electrónicos alimentados por CC; (iv) beneficios en el sistema de transmisión y distribución de energía eléctrica.

6.1.1 Estructuras de control en MRCC:

Una MRCC posee varios convertidores de potencia en paralelo que requieren una estrategia de control para funcionar correctamente. En general, esta estrategia de control se divide en tres niveles [88]. El control primario es responsable de la tensión y corriente de cada convertidor de potencia para mantener la microrred en un punto de operación estable. El control secundario compensa las desviaciones de tensión de una referencia dada debido a la etapa primaria. Finalmente, el control terciario gestiona el intercambio de potencia y energía entre los distintos elementos de la microrred teniendo en cuenta objetivos específicos, como el funcionamiento óptimo del sistema, la minimización de costos, la reducción de pérdidas y el balance de energía entre los dispositivos de almacenamiento. La implementación de los niveles de control se puede realizar de diferentes maneras, a saber, centralizada, descentralizada, distribuida y jerárquica [89]. Un enfoque centralizado consiste en un controlador central que recopila información de los convertidores locales a través de lazos de comunicación para luego devolverles su acción de control. El control descentralizado no requiere de comunicación alguna dado que la acción de control sobre el convertidor se define en base a mediciones locales, mientras que el control distribuido intercambia información con unidades vecinas para definir su acción de control, alcanzando rendimientos cercanos al centralizado sin necesidad de una amplia estructura de comunicación. El control jerárquico combina una estructura descentralizada para el control primario en un nivel inferior y un enfoque centralizado o distribuido para las funciones avanzadas de control y gestión en un nivel superior. Esto permite una implementación robusta a fallas dada la capa descentralizada primaria y altos rendimientos según la estructura de comunicación de las capas superiores. Las ventajas y desventajas de cada enfoque pueden evaluarse desde la perspectiva de la comunicación. Las líneas de comunicación aumentan el conocimiento del estado del sistema, lo que permite al controlador alcanzar altos niveles de desempeño. Sin embargo, su dependencia de la comunicación es, en sí misma, el principal inconveniente de la metodología dado que una falla en el sistema de comunicación puede comprometer seriamente su desempeño, siendo esto especialmente crítico en los controles centralizados. En consecuencia, un control centralizado es más adecuado en MRCCs de menores dimensiones, ya que la información a intercambiar es limitada requiriendo una estructura de comunicación menor. En cambio, en MRCCs más grandes, se prefiere un enfoque jerárquico o distribuido debido a su confiabilidad y factibilidad de implementación [90].

El estudio presentado en este capítulo se centra en los sistemas híbridos de energía renovable (HRES) con un bus común de CC, siendo estos ejemplos de MRCC de pequeño tamaño [91]. Los HRES combinan más de un recurso renovable para compensar la intermitencia e imprevisibilidad de los recursos naturales [92–94]. Además, los sistemas de almacenamiento de energía (ESS) permiten complementar las fuentes de energía renovable para atenuar los problemas de intermitencia del suministro [95, 96]. En este sentido, en los últimos años está ganando protagonismo utilizar más de un tipo de ESS, con el objetivo de combinar las ventajas de las diferentes tecnologías de almacenamiento de energía [97–103]. En esencia, se busca combinar elementos con alta energía específica junto con elementos con alto poder específico. De esta manera, los elementos con alta energía específica permiten enfrentar valles relativamente largos donde la energía proveniente de las fuentes renovables no es

suficiente para suministrar la energía requerida, mientras que los elementos con alta potencia específica permiten cubrir los picos de potencia. Esta multiplicidad de fuentes e instalaciones de almacenamiento hace necesario una EMS adecuada que aproveche los recursos renovables de una manera eficiente y confiable. Para promover sistemas de energía basados en energías renovables es necesario lograr sistemas que se comporten de manera confiable sin incurrir en un sobredimensionamiento, lo que resulta en un aumento en los costos de inversión, mantenimiento y reemplazo [104].

La EMS utilizada en HRES se puede dividir en dos grandes grupos: (i) Estrategias de control convencionales y (ii) Estrategias de control avanzadas [105]. En el primer grupo, se pueden encontrar estrategias como el control basado en reglas, el control basado en filtros y el control de lógica difusa. Estas estrategias son más fáciles de implementar ya que requieren menos tiempo de computación, mientras que las estrategias basadas en la optimización son más exigentes computacionalmente y, en cualquier caso, no producen optimalidad global, ya que el comportamiento de las potencias es desconocido a priori. Dentro de las estrategias basadas en reglas se pueden encontrar estrategias como [106–109]. Las reglas generalmente implican la comparación entre las potencias (generadas y consumidas) y el estado de carga de los sistemas de almacenamiento de energía. Otras estrategias también se basan en reglas, pero se aprovechan del formalismo matemático proporcionado por las máquinas de estados finitos [94, 97, 110–115]. Otro enfoque ampliamente utilizado es el control basado en filtrado frecuencial [116–118]. En este enfoque, se utiliza un filtro para descomponer los componentes dinámicos de la demanda de potencia en componentes de alta frecuencia y componentes de baja frecuencia. Estas estrategias de control clásicas se basan en acciones de control establecidas de acuerdo con eventos y condiciones predefinidas. Por lo tanto, son difíciles de adaptar a las nuevas condiciones del sistema que pueden ocurrir durante la operación en tiempo real. Además, la robustez se ve comprometida por variaciones de parámetros o valores inexactos del modelo del sistema, especialmente en estrategias basadas en reglas. Además, la complejidad del proceso de ajuste aumenta con el tamaño del sistema y el número de variables [34]. Por otro lado, las estrategias avanzadas se consideran más robustas y eficientes, ya que evitan la determinación de reglas explícitas. Sin embargo, el principal inconveniente de estas técnicas es el costo computacional que puede volver inviable su operación en tiempo real.

En este sentido, en este capítulo se propone un EMS diseñado a través del control basado en pasividad (PBC) con las siguientes ventajas:

- Se requiere un bajo esfuerzo computacional ya que las leyes de control se dan explícitamente sin necesidad de una etapa de optimización.
- La EMS puede modificar el comportamiento dinámico de las unidades de potencia en función del escenario de energía. Esto es particularmente útil para un sistema de almacenamiento con dispositivos con características de potencia y energía específica distintas.

Una EMS para MRCCs basado en PBC se reporta en [119], siendo este la motivación de la presente estrategia. Sin embargo, la estrategia propuesta en [119] solo realiza el control primario y secundario de la microrred de CC y no aborda el nivel terciario, el cual debe entregar las referencias de tensión para cumplir con el balance energético del sistema. Aquí, entonces, se propone una EMS diseñada a través de PBC para gestionar microrredes de CC de baja tensión, específicamente, HRES con un bus común de CC. La principal contribución de este capítulo es un enfoque de control centralizado basado en pasividad para gestionar un HRES donde se abordan los niveles de control primario, secundario y terciario. La EMS propuesta basada en PBC comanda cada recurso energético controlable para cumplir con el balance de potencia del sistema en diferentes escenarios de consumo y generación de energía, explotando las características eléctricas complementarias de los dispositivos de almacenamiento buscando reducir el estrés causado por picos de alta potencia debido a diferencias entre generación y consumo. Vale la pena mencionar que la metodología propuesta es aplicable a microrredes de CC con diferentes topologías y con diversos recursos de energía y cargas.

La EMS propuesta basada en PBC se prueba en un HRES de CC autónomo compuesto de turbinas

eólicas, paneles fotovoltaicos y dos tipos diferentes de elementos de almacenamiento con características complementarias, como se muestra en la Fig. 6.1. Las turbinas eólicas y los paneles solares son las únicas fuentes de energía y el sistema de almacenamiento mejora la confiabilidad del sistema en general. La principal prioridad es satisfacer la demanda de carga con las fuentes renovables, utilizando el SC para absorber los picos de alta potencia que pueden ocurrir con el resultado deseado de preservar la vida útil de la batería. Además, es un objetivo de control mantener los voltajes de la microrred dentro de ciertos niveles.

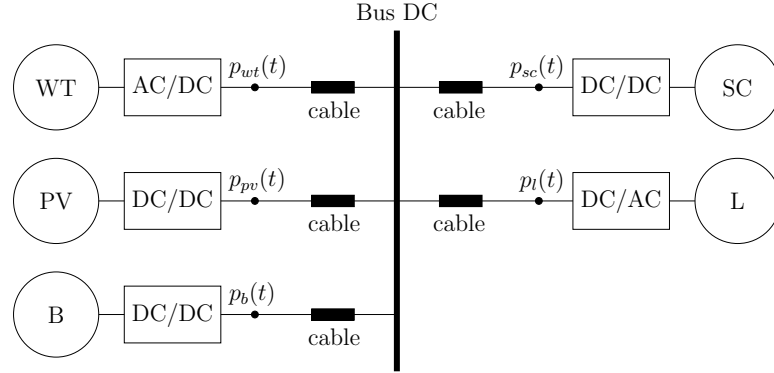


Figura 6.1: Diagrama de la microrred de CC considerada como caso de estudio.

Este capítulo está organizado de la siguiente forma: La sección 6.2 presenta la descripción matemática de microrredes de CC. En la Sección 6.3, se describe la estrategia de gestión de energía propuesta que se divide en dos niveles. El nivel inferior basado en PBC se presenta en la Sección 6.3.1 y el nivel superior en la Sección 6.3.2. En la Sección 6.4, proporcionamos una descripción detallada de los elementos constitutivos del sistema en estudio y la Sección 6.4.1 aplica la metodología de gestión al caso de estudio. En la Sección 6.5, se presentan los resultados obtenidos por simulación. Finalmente, las conclusiones se presentan en la Sección 6.6.

6.2 Modelado de la microrred de CC

La microrred puede describirse como un grafo conectado donde los nodos y las aristas representan los buses y las líneas de la red, respectivamente. Los elementos de potencia (fuentes de energía, cargas o dispositivos de almacenamiento) están conectados a la microrred a través de convertidores de potencia. Cada convertidor de potencia con su elemento asociado se considera una unidad de potencia que se puede representar como una fuente de corriente en paralelo con un capacitor y una admitancia constante, como se muestra en la Fig. 6.2. El convertidor de potencia a menudo se modela utilizando una fuente de corriente en aplicaciones donde no es necesaria una descripción matemática detallada [87].

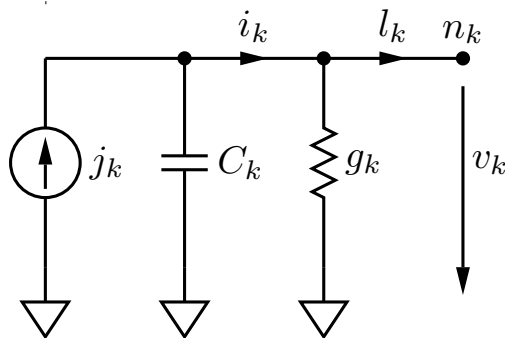


Figura 6.2: Modelo de la unidad de potencia.

Por lo tanto, la microrred consiste en nodos a los que están conectadas estas unidades de potencia (nodos activos) y nodos que son los buses comunes de la microrred a la que las unidades están vinculadas a través de diferentes cables o líneas de transmisión (nodos pasivos). La principal diferencia entre estos dos tipos de nodos es que en el primero existe una unidad de potencia que intercambia potencia con el nodo, mientras que el segundo es solo un punto de interconexión de cables. Es útil, entonces, eliminar aquellos nodos a los que no se conecta ninguna unidad de energía para reducir la complejidad del modelo matemático. Esto puede lograrse siguiendo un procedimiento conocido como eliminación de Kron [120].

Se comienza utilizando las leyes de Kirchhoff para describir un circuito radial donde cada unidad de potencia está conectada a un nodo central único n_0 a través de líneas resistivas como muestra la Fig. 6.3. En el caso de una microrred de CC de baja tensión, la inductancia de las líneas de transmisión puede ser despreciada. Sin embargo, en las microrredes de CC de media y alta tensión, las inductancias de la línea son sustanciales y no se pueden ignorar [121]. La topología del circuito no es crucial siempre que el grafo esté conectado, es decir, no haya islas aisladas. En el Apéndice 6.7 se explica cómo usar la metodología presente en caso de topologías distintas a la mostrada en la Fig. 6.3.

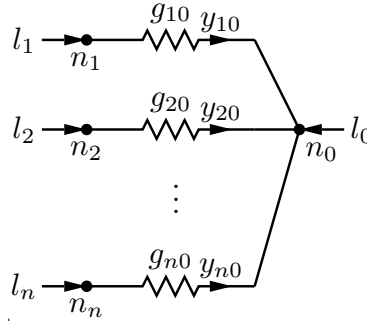


Figura 6.3: Grafo radial de $n+1$ nodos.

Sean l_k y v_k la corriente y el voltaje del nodo n_k , y_{k0} la corriente de línea desde el nodo n_k a n_0 y g_{k0} su correspondiente admitancia de línea. La ley de Kirchhoff de corriente (KCL, del inglés *Kirchhoff's current law*) en el nodo n_0 es:

$$l_0 + \sum_{k=1}^n y_{k0} = 0. \quad (6.1)$$

No hay ninguna unidad de potencia conectada a este nodo, entonces $l_0 = 0$. La KCL en cada uno de los nodos restantes es:

$$l_k - y_{k0} = 0, \quad \forall k = 1, \dots, n. \quad (6.2)$$

Finalmente, la ley de Kirchhoff de tensión (KVL, del inglés *Kirchhoff's voltage law*) es:

$$-v_k + g_{k0}^{-1} y_{k0} + v_0 = 0, \quad \forall k = 1, \dots, n. \quad (6.3)$$

El modelo matemático de la unidad de potencia, que se muestra en la Fig. 6.2, se presenta en las siguientes ecuaciones:

$$i_k - l_k - g_k v_k = 0, \quad (6.4)$$

$$j_k - i_k - C_k \dot{v}_k = 0, \quad (6.5)$$

donde j_k es la corriente de la fuente, g_k es la admitancia en bornes de la unidad y C_k el capacitor de salida del convertidor.

Usando (6.1)-(6.4), se puede describir completamente el circuito:

$$I = BV, \quad (6.6)$$

donde $I = [i_0, i^\top]^\top$ y $V = [v_0, v^\top]^\top$ son los vectores de corriente y tensión con $i = [i_1, \dots, i_n]^\top$ y $v = [v_1, \dots, v_n]^\top$ siendo los vectores de corriente y tensión de los nodos 1 a n . La matriz de admitancias se define como:

$$B = \begin{bmatrix} k_0 & L^\top \\ L & M \end{bmatrix}, \quad (6.7)$$

donde $k_0 = \sum_{k=1}^n g_{k0}$, $L = -[g_{10}, \dots, g_{n0}]^\top$ y $M = M_i + M_g$, con $M_i = \text{diag}(g_1, \dots, g_n)$ y $M_g = \text{diag}(g_{10}, \dots, g_{n0})$.

Dado que $i_0 = l_0 = 0$, entonces,

$$\begin{aligned} 0 &= k_0 v_0 + L^\top v, \\ v_0 &= -k_0^{-1} L^\top v. \end{aligned} \quad (6.8)$$

Usando (6.8) se obtiene:

$$i = Gv, \quad (6.9)$$

donde $G = (M - Lk_0^{-1}L^\top)$ es la matriz de admitancia del sistema reducido que incluye la admitancia de los convertidores y de las líneas. Para la topología en estrella de la Fig. 6.3, la matriz G tiene la siguiente forma:

$$G = M_i + \frac{1}{\sum_{i=1}^n g_{i0}} \begin{bmatrix} g_{10} \sum_{i=2}^n g_{i0} & \cdots & -g_{10}g_{n0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{n0}g_{10} & \cdots & g_{n0} \sum_{i=1}^{n-1} g_{i0} \end{bmatrix}. \quad (6.10)$$

La descripción del sistema reducido se describe completamente mediante las siguientes ecuaciones:

$$\dot{v} = C^{-1}(j - i), \quad (6.11)$$

$$i = Gv, \quad (6.12)$$

donde $C = \text{diag}(C_1, \dots, C_n)$ es la matriz con las capacidades y $j = [j_1, \dots, j_n]^\top$ el vector de corriente de las fuentes de corriente. Con este modelo vamos a caracterizar a la microrred de CC.

El vector de potencia de las unidades de potencia $p = [p_1, \dots, p_n]^\top$ puede ser calculado como:

$$p = \text{diag}(v) \cdot i, \quad (6.13)$$

y el vector de potencia de las fuentes de corriente $p' = [p'_1, \dots, p'_n]^\top$ es:

$$p' = \text{diag}(v) \cdot j, \quad (6.14)$$

donde la diferencia entre p y p' es el intercambio de energía entre los capacitores.

Finalmente, la ecuación de balance de potencia en el bus de CC de la microrred está dada por:

$$\sum_{k=1}^n p_k - p_{\text{pérdidas}} = 0, \quad (6.15)$$

donde $p_{\text{pérdidas}}$ incluye todas las pérdidas de potencia en las admitancias de la microrred. La expresión de $p_{\text{pérdidas}}$ se deriva de la ecuación de balance (6.15) y la ecuación de las unidades de potencia (6.13).

$$p_{\text{pérdidas}} = \sum_{k=1}^n p_k = v^\top Gv.$$

Es relevante resaltar que cualquier microrred de CC con las características antes mencionadas se puede describir con el modelo lineal dado en (6.11)-(6.12).

Las ecuaciones del sistema (6.11)-(6.12) se pueden describir de la siguiente forma utilizando la terminología estándar:

$$\mathcal{D}\dot{x} + (\mathcal{J} + \mathcal{R})x = \mathcal{Q}, \quad (6.16)$$

donde x es el vector de estados, $\mathcal{J}$ y $\mathcal{R}$ las matrices de interconexión y disipación, respectivamente. $\mathcal{D}$ es una matriz definida positiva y $\mathcal{Q}$ define las fuerzas externas. La MRCC se representa de la siguiente manera: x es el vector de tensión v , $\mathcal{J}$ se asume nulo, $\mathcal{R}$ es igual a la matriz de admitancia del sistema reducido G , $\mathcal{D}$ es una matriz simétrica diagonal igual a C y $\mathcal{Q}$ es el vector de corrientes j .

La función de energía $\mathcal{H}(v)$ representa la energía total en la red. Dado que la microrred CC está modelada solo con capacitores, $\mathcal{H}(v)$ es igual a la energía eléctrica almacenada en ellos, es decir, la energía potencial. Por lo tanto, $\mathcal{H}(v)$ se define como sigue:

$$\mathcal{H}(v) = \frac{1}{2}v^\top Cv. \quad (6.17)$$

Derivando $\mathcal{H}$ sobre las trayectorias del sistema se tiene:

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{H}}(v) &= v^\top C\dot{v}, \\ &= v^\top j - v^\top Gv. \end{aligned} \quad (6.18)$$

Se considera a las tensiones en los nodos como el vector de salida ($y = v$) y a las fuentes de corriente como el vector de entrada ($u = j$). Para continuar con el análisis es necesario conocer las características de la matriz G . Para determinar si G es definida positiva o semidefinida positiva, se recurre al criterio de Sylvester.

Proposición 6.1. (Criterio de Sylvester).

- Una matriz simétrica A es definida positiva si y solo si todos los menores principales de A son mayores que cero.
- Una matriz simétrica A es semidefinida positiva si y solo si todos los menores principales de A son no negativos.

Analizando la expresión de G para una topología en estrella (6.10), se tiene que:

- M_i es definida positiva si todas las admitancias de los convertidores no son nulas, esto es, $M_i > 0 \Leftrightarrow g_i > 0, \forall i = 1, \dots, n$. M_i es semidefinida positiva si al menos un g_i es nulo.
- Sea G_g el segundo término del lado derecho de (6.10); G_g es semidefinida positiva para cualquier valor de $g_{i0} \geq 0, \forall i = 1, \dots, n$. Esto es así dado que $\det\{G_g\} = 0, \forall g_{i0} \geq 0$.
- G es definida positiva si y solo si M_i lo es, sino es semidefinida positiva.

En base a esto, podemos establecer la siguiente desigualdad, mostrando que el sistema es pasivo.

$$\dot{\mathcal{H}}(v) = v^\top j - v^\top Gv \leq v^\top j. \quad (6.19)$$

Además, el sistema es pasivo estricto de salida si y solo si las admitancias en bornes de todos los convertidores no son nulas debido a que en este caso G sería una matriz definida positiva.

Es posible dar una interpretación física cuando G es semidefinida positiva. Analicemos el caso donde se consideran únicamente las admitancias en las líneas de transmisión g_{i0} y se desprecian las admitancias en bornes de los convertidores g_i . Si las tensiones de todos los bornes son iguales, no existirá diferencia de potencial entre ningún nodo, por lo tanto, tampoco habrá circulación de corriente entre ellos. En esta situación particular, no hay pérdidas por disipación en las líneas de transmisión, es decir,

$p_{\text{pérdidas}} = v^\top G v = 0$, $\forall v = k \mathbf{1}_{n \times 1}$, $k > 0$. Analizando la desigualdad dada en (6.19), vemos que toda la potencia inyectada desde las fuentes de corrientes se almacena en los capacitores sin disipación alguna. En este caso, el sistema se comporta como si fuese conservativo a pesar de haber considerado pérdidas en las líneas de transmisión. Si ahora se consideran las admitancias g_i , para la misma situación, existirá entonces disipación en las admitancias en paralelo con los capacitores, por lo que parte de la energía ingresada al sistema se disipa.

6.3 Estrategia de gestión de energía

Como se mencionó previamente, el control de una microrred puede definirse en tres niveles jerárquicos: control primario, secundario y terciario [88]. El control primario suele ser un controlador local que mantiene la microrred en un punto de operación estable. El control secundario compensa las desviaciones de tensión de una referencia debido a la etapa primaria. Finalmente, el control terciario define la referencia de tensión de cada nodo de la microrred teniendo en cuenta su funcionamiento óptimo. En este sentido, proponemos una estrategia de gestión de energía (EMS) dividida en dos niveles jerárquicos: el nivel superior (control terciario) define la referencia de tensión de cada nodo en función del balance de potencia (6.15). El nivel inferior, que está diseñado con un enfoque de PBC, resuelve la etapa de control primaria y secundaria. El nivel inferior comanda a cada unidad de energía controlable para alcanzar la referencia de tensión dada considerando las diferentes características eléctricas de los elementos de la red, por ejemplo, dispositivos de almacenamiento con características complementarias de energía y potencia. La microrred se gestiona para poder alcanzar la referencia de tensión siguiendo un comportamiento dinámico deseado.

Básicamente, el nivel superior establece la referencia de tensión de cada nodo debido al escenario de energía del sistema (consumo y generación de energía actual) y el nivel inferior alcanza esa referencia de tensión al controlar cada unidad de energía haciendo foco en la dinámica del sistema.

6.3.1 EMS: Nivel inferior

El nivel inferior de la estrategia de gestión de energía se implementa con un controlador PBC. Las referencias de este controlador consisten en los valores de tensión deseados para cada nodo, los cuales son definidos por el nivel superior de la EMS. La tarea de control de esta etapa es básicamente un problema de regulación de la tensión de los nodos del sistema. El PBC define la potencia a inyectar/absorber por cada elemento para cumplir el objetivo de regulación. En este proceso, se consideran las características eléctricas de los distintos dispositivos presentes en la microrred, como por ejemplo, los dispositivos de almacenamiento con características complementarias de energía y potencia.

Las ecuaciones del sistema (6.11)-(6.12) en la forma estándar (6.16) tienen la forma:

$$C\dot{v} + Gv = j, \quad (6.20)$$

donde la dinámica de lazo abierto de (6.20) queda caracterizada por las matrices C y G . Es posible, entonces, adaptar el comportamiento a lazo cerrado del sistema mediante la modificación de estas matrices. En este sentido, la función de energía deseada del circuito cerrado se elige como:

$$\mathcal{H}_d = \frac{1}{2} e^\top C_d e,$$

con

$$C_d = C + C_a,$$

donde se agrega C_a para modificar la dinámica a lazo cerrado del sistema, siendo $e = v - v_d$ el vector de error del estado que se desea reducir a cero y v_d el vector de tensiones deseado. Esta función de energía deseada tiene asociada una dinámica de error a partir de la cual se derivan las leyes de control. La ecuación de la dinámica del error es:

$$C_d \dot{e} + G_d e = 0, \quad (6.21)$$

donde se ha agregado amortiguación eligiendo:

$$G_d = G + G_a,$$

siendo G_a el amortiguamiento agregado. De (6.16) y usando (6.21), se obtiene:

$$C_d \dot{v}_d - C_a \dot{v} + G_d v_d - G_a v = j. \quad (6.22)$$

Dado un valor de referencia para el vector de tensión deseado, es decir, $v_d = v_*$, la ley de control derivada de (6.22) es:

$$j = G v_* - C_a \dot{v} + G_a (v_* - v). \quad (6.23)$$

Reemplazando (6.23) en (6.11), se obtiene la dinámica a lazo cerrado del sistema:

$$(C + C_a) \dot{v} = (G + G_a)(v_* - v).$$

Para poder ajustar en forma independiente la velocidad con la que converge la tensión de cada nodo a su valor de referencia es necesario cancelar los elementos no diagonales de G . Para esto se propone la siguiente matriz de amortiguamiento agregada:

$$G_a = \text{diag}(\mu) + L k_0^{-1} L^\top.$$

Con esta G_a , la matriz de amortiguamiento a lazo cerrado queda $G_d = M_i + M_g + \text{diag}(\mu)$, que es una matriz diagonal. A su vez, se elige $C_a = \text{diag}(C_{ka})$. De esta manera, la dinámica de la tensión del nodo k queda determinada por $C_k + C_{ka}$ y $M_k + M_{gk} + \mu_k$. Con una selección adecuada de C_{ka} y μ_k se puede controlar la velocidad de convergencia de la tensión del nodo k a su tensión de referencia dada v_{k*} . Esto es útil para lograr la distribución de potencia entre diferentes tipos de dispositivos de almacenamiento como baterías y supercapacitores.

Hasta ahora hemos asumido que cada unidad de energía es controlable en el sentido de que podemos manipular su contribución de energía a la microrred. Sin embargo, puede haber unidades de energía que representan elementos que no se controlan, por ejemplo, las cargas o las fuentes de energía con su punto de operación definido por los algoritmos MPPT. Por lo tanto, la acción de control definida por (6.23) se reducirá a las unidades de potencia controlables, aunque incluirá el comportamiento dinámico de todo el sistema en su definición.

Para obtener la ley de control de las unidades controlables, se reescribe v como $v = [v_c^\top, v_{nc}^\top]^\top$ donde $v_c \in \mathbb{R}^c$ y $v_{nc} \in \mathbb{R}^{nc}$ se corresponden con el vector de tensión de los nodos controlables y no controlables de la MRCC. Luego, haciendo lo mismo con i , podemos expresar (6.12) como:

$$i = \begin{bmatrix} G_c^c & G_c^{nc} \\ G_{nc}^c & G_{nc}^{nc} \end{bmatrix} v,$$

De manera similar a (6.11), el subsistema controlado tiene la siguiente forma:

$$C_c \dot{v}_c + G_c^c v_c = j_c - G_c^{nc} v_{nc}, \quad (6.24)$$

donde el término $G_c^{nc} v_{nc}$ representa la influencia del resto de los nodos no controlados en el subsistema controlado. Esta contribución es considerada como una perturbación al sistema.

Continuando con la descripción, la función de energía del subsistema controlado es:

$$\mathcal{H}_c(v_c) = \frac{1}{2} v_c^\top C_c v_c.$$

La función de energía deseada está motivada por la forma de $H_c(v_c)$, es decir,

$$\mathcal{H}_{cd}(e_c) = \frac{1}{2} e_c^\top C_{cd} e_c,$$

donde $e_c = v_c - v_{c*}$ y $C_{cd} = C_c + C_a$. La dinámica del error es entonces:

$$C_{cd} \dot{e}_c + G_{cd} e_c = 0, \quad (6.25)$$

donde $G_{cd} = G_c^c + G_a$ es el amortiguamiento deseado. Siguiendo el procedimiento para obtener la ley de control, obtenemos:

$$j_c = -C_a \dot{v}_c + G_c^c v_{c*} + G_c^{nc} v_{nc} + G_a(v_{c*} - v_c). \quad (6.26)$$

Reemplazando (6.26) en (6.24), se obtiene la dinámica a lazo cerrado:

$$(C_c + C_a) \dot{v}_c = (G_c^c + G_a)(v_{c*} - v_c).$$

Análogamente, se elije $C_a = \text{diag}(C_{1a}, \dots, C_{ca})$ y $G_a = \text{diag}(\mu_1, \dots, \mu_c) + L_c k_0^{-1} L_c^\top$, donde $L_c = [-g_{k10}, \dots, -g_{kc0}]^\top$. De esta manera, la velocidad de convergencia de las tensiones de los nodos controlados puede ajustarse a través de C_{ka} y μ_k con $k = 1, \dots, c$.

Es importante destacar que el sistema a lazo cerrado tendrá un mínimo en v_* si la matriz de admitancia del sistema reducido G utilizada en la ley de control (6.23) coincide con la matriz real G del sistema. Sin embargo, el conocimiento exacto de G no es factible debido a los errores en los parámetros del modelo y las incertidumbres que comprometen la implementación en aplicaciones reales. Este problema también se encuentra en la ley de control derivada en [119]. Es necesario, entonces, aumentar su robustez para hacer factible la estrategia de gestión de energía.

Sea $G' = G + \Delta G$ la matriz de admitancias reducida utilizada por el controlador y ΔG una matriz que expresa las diferencias paramétricas con la matriz de admitancias real del sistema. Usando G' en (6.23), la ley de control es:

$$j = (G + \Delta G)v_* - C_a \dot{v} + G_a(v_* - v).$$

La dinámica a lazo cerrado es entonces:

$$(C + C_a) \dot{v} = (G + G_a)(v_* - v) + \Delta G v_*. \quad (6.27)$$

Debido al último término en el lado derecho de (6.27), vemos que v_* no será el mínimo del sistema a lazo cerrado. Además, G_a no ha de cancelar los términos no diagonales de G , por lo que habrá interacción de un nodo con otro. Una posible solución para minimizar el error estacionario en v_* es eligiendo valores altos para los componentes del vector μ .

6.3.2 EMS: Nivel superior

El nivel superior de la EMS establece la potencia que cada elemento del sistema debe intercambiar en función de la energía generada, consumida y almacenada, es decir, del escenario energético en el que se encuentra el sistema. Veremos que la gestión de energía puede ser traducida como una tarea de regulación de la tensión de los nodos.

Considerando la topología radial mostrada en la Fig. 6.3, vemos que la corriente por la admitancia g_{k0} queda definida por la diferencia de tensión entre el nodo n_k y el nodo central n_0 . A su vez, la

potencia intercambiada por la unidad de potencia conectada al nodo n_k con la microrred se define como el producto de esta corriente con la tensión del propio nodo, es decir,

$$p_k = v_k(v_k - v_0)g_{k0}. \quad (6.28)$$

Con esta topología radial, vemos que podemos gestionar el flujo de potencia de la microrred, es decir, la potencia que cada unidad de potencia intercambia con la microrred, a través de la regulación de la tensión de los nodos activos en relación al nodo central. Esto quiere decir que podemos expresar el problema de gestión de energía de la microrred a través de un problema de regulación de tensión de los nodos del sistema. La tarea del nivel superior de la EMS es entonces establecer la referencia de tensión v_* de cada nodo activo de la microrred.

La referencia de tensión de los nodos v_* será definida teniendo en cuenta la ecuación de balance de potencia (6.15) y la tensión de CC deseada en el nodo central de la microrred v_{0*} . A continuación se muestra cómo se obtiene v_* .

Multiplicando (6.6) por V se obtiene el vector de potencia P , esto es, la potencia en cada nodo de la topología en estrella mostrada en Fig. 6.3,

$$P = [0, p^\top]^\top = \text{diag}(V)I = \text{diag}(v_0, v)B[v_0, v^\top]^\top.$$

Recordando la definición de B en (6.7), se obtiene

$$p = \text{diag}(v)[L \ M][v_0, v^\top]^\top. \quad (6.29)$$

En esta expresión, se hace explícito v_0 para establecer el valor de tensión deseado en el nodo central n_0 . Por lo tanto, se puede expresar la potencia en el nodo n_k usando v_0 explícitamente:

$$p_k = v_k(-g_{k0}v_0 + (g_{k0} + g_k)v_k). \quad (6.30)$$

Ahora, la expresión de p_k dada en (6.30) es la potencia inyectada a la red por la k -ésima unidad de potencia¹. En (6.30) se muestra la relación entre v_k , v_0 y p_k . Definido el vector de potencia de referencia p_* y v_{0*} , se obtiene de (6.30) la referencia de tensión v_{k*} de cada nodo, y por lo tanto, v_* .

Lo que resta definir es la potencia que se desea inyectar por cada unidad de potencia de la microrred, es decir, definir p_* . Hasta el momento se ha intentado abordar en forma genérica el problema de control y gestión de energía en una microrred de CC. Sin embargo, no es posible mantener esta generalización para describir el nivel superior de la EMS propuesta debido a que para cada MRCC será necesario adecuar la definición de p_* según los elementos que conforman a la misma (cargas, fuentes, almacenadores, etc.). En este sentido, se enuncian los criterios más relevantes a considerar a la hora de establecer la potencia de referencia de cada unidad. La definición de p_* , en general, se obtiene a partir del balance de potencia del sistema (6.15) y teniendo en cuenta los siguientes criterios, a saber:

- Eficiencia: cada recurso distribuido posee diferentes eficiencias que deben ponderarse para maximizar la eficiencia general de la microrred.
- Restricciones: hay restricciones (potencia, tensión, corriente, temperatura, etc.) que deben considerarse para garantizar un buen rendimiento y para preservar la vida útil de las unidades.
- Estado de carga/energía de los dispositivos de almacenamiento: la disponibilidad de los dispositivos de almacenamiento depende de su SOC/SOE.

En la Sección 6.4.1, se particulariza la gestión superior implementada para la microrred bajo estudio.

De manera similar a lo que se ha mencionado en la Subsección 6.3.1, puede ocurrir que alguna unidad de potencia no sea controlable, por lo tanto, la expresión dada por (6.29) solo será aplicable a las unidades de potencia controlables, es decir, dados p_{c*} y v_{0*} se obtiene v_{c*} .

¹La expresión de p_k dada en (6.30) es la misma que la presentada en (6.28) salvo que en (6.30) se considera la admitancia del convertidor de potencia g_k .

6.4 Caso de estudio

En esta sección se presenta a la microrred CC utilizada como caso de estudio. La MRCC es un sistema híbrido de generación de energía con un bus de CC que incluye un sistema de generación de energía compuesto por turbinas eólicas (WT, del inglés *wind turbine*) y paneles fotovoltaicos (PV, del inglés *photovoltaic panel*), ambos conectados al bus de CC a través de sus respectivos convertidores de potencia. Además, el sistema tiene un sistema de almacenamiento de energía (ESS) compuesto por dos tipos de dispositivos (baterías de plomo-ácido con alta energía específica y SCs con alta potencia específica). Del mismo modo, estos elementos de potencia están conectados a un bus de CC a través de convertidores de potencia CC/CC. Finalmente, la carga de CA también se acopla mediante un convertidor de corriente CC/CA. Un esquema del sistema se muestra en la Fig. 6.1.

El balance de potencia en el bus de CC se puede expresar de la siguiente manera:

$$p_{wt}(t) + p_{pv}(t) + p_b(t) + p_{sc}(t) + p_l(t) - p_{\text{pérdidas}}(t) = 0, \quad (6.31)$$

donde $p_{wt}(t)$, $p_{pv}(t)$, $p_b(t)$, y $p_{sc}(t)$ son la potencia proporcionada por las turbinas eólicas, los paneles fotovoltaicos, la batería y el banco de supercapacitores, respectivamente, $p_{\text{pérdidas}}(t)$ representa a las pérdidas en las líneas de la microrred y $p_l(t)$ es la potencia consumida por la carga. Se asume positiva la energía inyectada en el bus de CC y negativa en caso contrario. En este sentido, $p_b(t)$ y $p_{sc}(t)$ son negativas por convención cuando se están cargando y positivas cuando se descargan.

El objetivo principal del sistema es suministrar la potencia requerida por la carga, explotando los recursos renovables y la alta capacidad de potencia del SC para aliviar el uso de la batería y, en consecuencia, prolongar su vida útil.

6.4.1 Aplicación de la metodología

El sistema en estudio consta de cinco tipos diferentes de unidades de energía: turbinas eólicas, paneles fotovoltaicos, baterías, supercapacitores y la carga. En la Fig. 6.4 se muestra el gráfico radial del sistema representado en la Fig. 6.1. Las fuentes de energía renovable (WT y PV) operan principalmente a su capacidad máxima siguiendo sus respectivos algoritmos de MPPT. Del mismo modo, la unidad de potencia correspondiente a la carga tampoco se controla, dejando a los dispositivos de almacenamiento como los elementos controlables del sistema.

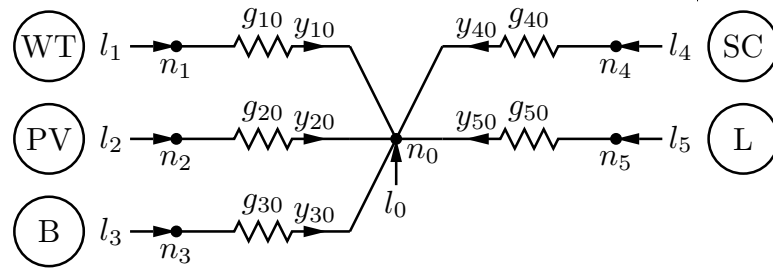


Figura 6.4: Grafo radial del sistema.

La matriz de admitancias (6.7) que describe este sistema se construye con:

$$\begin{aligned} k_0 &= \sum_{k=1}^5 g_{k0}, \\ L &= -[g_{10}, \dots, g_{50}]^T \\ M &= M_i + M_g = \text{diag}(g_{11}, \dots, g_{55}), \quad g_{kk} = g_k + g_{k0}. \end{aligned}$$

La matriz de admitancias del sistema reducido es:

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_{55} \end{bmatrix} - k_0^{-1} \begin{bmatrix} g_{10}^2 & g_{10}g_{20} & g_{10}g_{30} & g_{10}g_{40} & g_{10}g_{50} \\ g_{20}g_{10} & g_{20}^2 & g_{20}g_{30} & g_{20}g_{40} & g_{20}g_{50} \\ g_{30}g_{10} & g_{30}g_{20} & g_{30}^2 & g_{30}g_{40} & g_{30}g_{50} \\ g_{40}g_{10} & g_{40}g_{20} & g_{40}g_{30} & g_{40}^2 & g_{40}g_{50} \\ g_{50}g_{10} & g_{50}g_{20} & g_{50}g_{30} & g_{50}g_{40} & g_{50}^2 \end{bmatrix},$$

$$G_c^c = \begin{bmatrix} g_{33} & 0 \\ 0 & g_{44} \end{bmatrix} - k_0^{-1} \begin{bmatrix} g_{30}^2 & g_{30}g_{40} \\ g_{40}g_{30} & g_{40}^2 \end{bmatrix},$$

$$G_c^{mc} = -k_0^{-1} \begin{bmatrix} g_{30}g_{10} & g_{30}g_{20} & g_{30}g_{50} \\ g_{40}g_{10} & g_{40}g_{20} & g_{40}g_{50} \end{bmatrix}.$$

En el nivel inferior de la EMS, la ley de control está dada por (6.26), la cual repetimos a continuación.

$$j_c = -C_a \dot{v}_c + G_c^c v_{c*} + G_c^{mc} v_{nc} + G_a (v_{c*} - v_c). \quad (6.32)$$

El vector de tensión es $v = [v_1, \dots, v_5]^\top$ donde el subíndice 1 se refiere a la turbina eólica, 2 al panel fotovoltaico, 3 a la batería, 4 al supercapacitor y 5 a la carga. Dado que las unidades controlables son la batería y el supercapacitor, entonces, $v_c = [v_3, v_4]^\top$ y $v_{nc} = [v_1, v_2, v_5]^\top$. Sea G_c la tercera y cuarta filas de G , por lo tanto, G_c^c corresponde a la tercera y cuarta columna de G_c y G_c^{mc} corresponde a la primera, segunda y quinta columna de G_c . De forma similar, $j_c = [j_3, j_4]^\top$ es el vector de corriente de 2 dimensiones que corresponde a la batería y al SC. Finalmente, las matrices restantes son:

$$C_a = \begin{bmatrix} C_{ba} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_{ba} \geq 0,$$

$$G_a = \begin{bmatrix} \mu_b & 0 \\ 0 & \mu_{sc} \end{bmatrix} + L_c k_0^{-1} L_c^\top, \quad L_c = -[g_{30}, g_{40}]^\top, \quad k_0 = \sum_{k=1}^5 g_{k0}.$$

Con estas matrices, el sistema a lazo cerrado queda:

$$\begin{bmatrix} C_3 + C_{ba} & 0 \\ 0 & C_4 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \dot{v}_3 \\ \dot{v}_4 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} g_{33} + \mu_b & 0 \\ 0 & g_{44} + \mu_{sc} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{3*} - v_3 \\ v_{4*} - v_4 \end{pmatrix}.$$

La velocidad de convergencia se ajusta por medio de C_{ba} y $\mu = [\mu_b, \mu_{sc}]^\top$. Se desea que el banco de baterías alcance su referencia de tensión con una velocidad moderada y el SC con una velocidad alta de manera tal que los picos iniciales de alta potencia sean absorbidos por el SC. Para obtener el efecto mencionado, se debe cumplir que:

$$\tau_b = \frac{C_3 + C_{ba}}{g_{33} + \mu_b} > \frac{C_4}{g_{44} + \mu_{sc}} = \tau_{sc}, \quad (6.33)$$

donde τ es la constante de tiempo. En la Fig. 6.5 se muestra la respuesta al escalón de la potencia del banco de baterías utilizando diferentes valores de C_{ba} .

En el nivel superior de la EMS, el criterio utilizado para definir $p_{c*} = [p_{b*}, p_{sc*}]^\top$ es que el banco de baterías se considera como el elemento de almacenamiento principal con la tarea de compensar las diferencias de energía entre generación y consumo, dejando que el SC absorba los picos de alta potencia que puedan ocurrir. Por lo tanto, la referencia de potencia p_{b*} se define de la siguiente manera:

$$p_{b*}(t) = p_l(t) - p_{wt}(t) - p_{pv}(t) + p_{pérdidas}(t),$$

es decir, la potencia consumida menos la potencia generada, incluidas las pérdidas de potencia. La referencia de alimentación para el SC se define como la diferencia entre la potencia de referencia de la batería y su potencia actual, es decir:

$$p_{sc*}(t) = p_{b*}(t) - p_b(t).$$

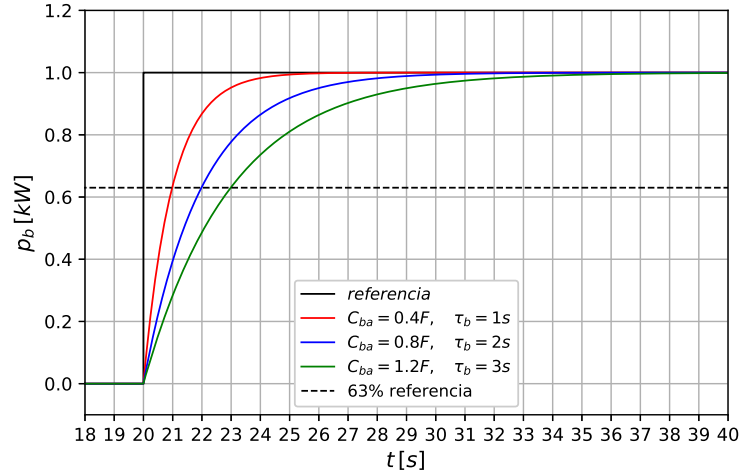


Figura 6.5: Respuesta al escalón del banco de baterías con diferentes valores de C_{ba} , con $\mu_b = \mu_{sc} = 0$. Los parámetros utilizados en la simulación se encuentran en la Sección 6.5.

Con esta definición, la potencia utilizada para calcular la referencia de tensión para el SC es la potencia no proporcionada por la batería que completa la potencia requerida al ESS. Ahora, con p_{c*} y una tensión de CC deseada v_{0*} , el nivel superior del EMS puede definir la referencia de voltaje v_* que necesita el PBC. La rapidez con la que se cumple la referencia está controlada por el nivel inferior.

NOTA: Dada que la capacidad de energía del SC es muy pequeña, puede suceder que el SC se descargue completamente y aún persista la demanda de energía o que el SC esté plenamente cargado y aún haya energía para almacenar. En ambas situaciones, la batería tendrá que trabajar en forma autónoma para cumplir con los requerimientos de potencia de la microrred, teniendo que reducir C_{ba} para acelerar la tasa de convergencia del banco de baterías y así aumentar su velocidad de respuesta. Esto implica que el nivel superior debe monitorear el estado de energía (SOE) del SC para detectar ambas situaciones y, en consecuencia, ajustar el valor de C_{ba} del PBC en el nivel inferior del EMS.

6.5 Simulaciones

En esta sección, el EMS propuesto basado en PBC se valida utilizando perfiles de generación de energía (paneles fotovoltaicos y turbinas eólicas) y perfiles de consumo. Los datos utilizados se muestran en la Fig. 6.6. La turbina eólica utilizada tiene una potencia nominal de 600 W. Se utilizan 4 paneles solares, donde cada panel tiene una potencia nominal de 270 W. Por lo tanto, la potencia nominal del conjunto es 1 kW. Finalmente, las especificaciones de los convertidores de potencia, líneas y elementos de la red se encuentran en las Tablas 6.1 y 6.2. Se utiliza la batería de plomo-ácido RITAR RT1290 (Tabla 4.2) para conformar el banco. Se colocan 60 unidades distribuidas en 3 arreglos de 20 unidades en serie, logrando un banco de baterías de 240 V de 6.5 kWh. Las especificaciones del SC utilizado se dan en la Tabla 4.3. El banco de SCs se forma con 100 de estas unidades.

En primer lugar, la simulación se lleva a cabo utilizando el modelo exacto de la planta para mostrar el comportamiento ideal del sistema. Los parámetros del PBC se establecen como: $C_{ba} = 24$ F y $\mu_b = \mu_{sc} = 0$. El valor de voltaje nominal para el bus de CC es $v_0 = 600$ V.

En la Fig. 6.7, se muestra la evolución temporal de la potencia de cada elemento de la MRCC y la potencia disipada en las líneas de transmisión. Inicialmente, entre las 0 hs y 7 hs, la potencia generada por la turbina eólica es levemente superior a la potencia consumida, existiendo instantes donde esto se revierte. La batería almacena el excedente o entrega el faltante, y el SC absorbe pequeños picos de potencia, tanto positivos como negativos. De 7 hs a 10 hs se producen una serie de picos de alta

Tabla 6.1: Especificaciones de las conexiones.

Conexión	Resistencia	Longitud	Admitancia
$n_1 \rightarrow n_0$	10 Ω/km	200 m	$g_{10} = 0.5 \Omega^{-1}$
$n_2 \rightarrow n_0$	10 Ω/km	150 m	$g_{20} = 0.67 \Omega^{-1}$
$n_3 \rightarrow n_0$	10 Ω/km	250 m	$g_{30} = 0.4 \Omega^{-1}$
$n_4 \rightarrow n_0$	10 Ω/km	300 m	$g_{40} = 0.33 \Omega^{-1}$
$n_5 \rightarrow n_0$	10 Ω/km	100 m	$g_{50} = 1 \Omega^{-1}$

Tabla 6.2: Parámetros de las unidades de potencia.

Parameter	Value	Parameter	Value
C_1	1.10 mF	g_1	10 $\mu\Omega^{-1}$
C_2	1.50 mF	g_2	10 $\mu\Omega^{-1}$
C_3	0.90 mF	g_3	10 $\mu\Omega^{-1}$
C_4	1.00 mF	g_4	10 $\mu\Omega^{-1}$
C_5	0.95 mF	g_5	10 $\mu\Omega^{-1}$

potencia. En este período, es notable la distribución de energía entre las baterías y el SC. La Fig. 6.9 muestra con más detalle cómo el SC absorbe los altos picos mientras que la batería presenta una respuesta suave. Dado que el PV está aumentando su generación de energía, el sistema se mueve a un escenario de almacenamiento de energía en el cual el banco de baterías almacena el excedente y el SC continúa absorbiendo los picos de energía que puedan ocurrir. La Fig. 6.8 muestra la tensión de cada

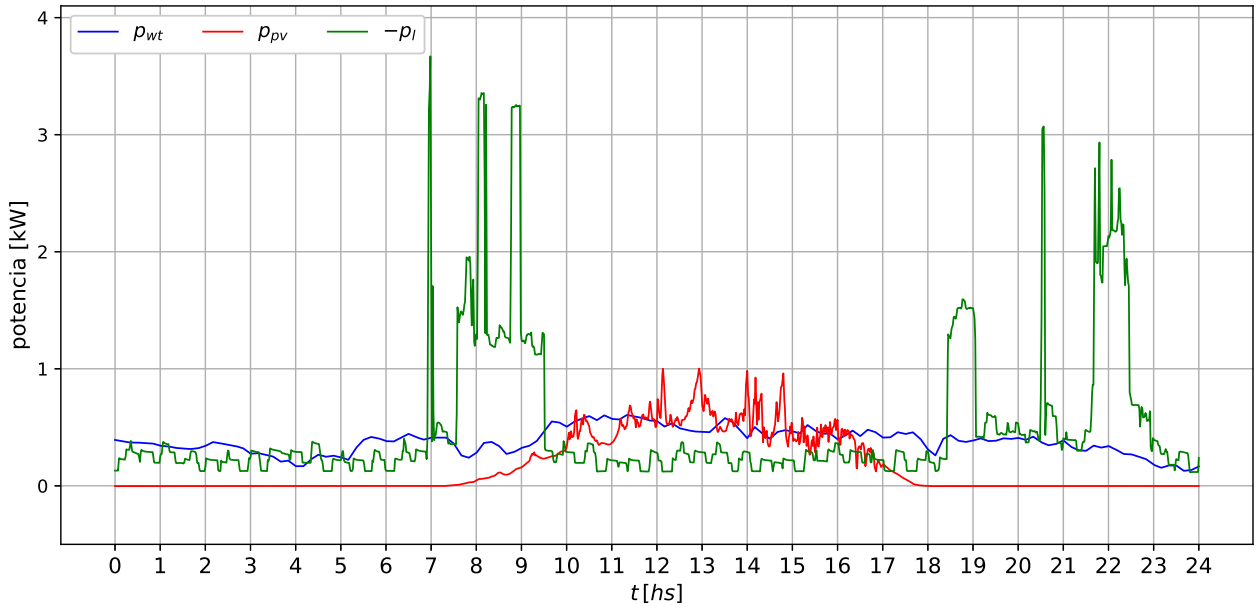


Figura 6.6: Perfiles de potencia utilizados.

nodo. En el nodo n_0 se observa una excelente regulación de la tensión debido a que no hay error en los parámetros utilizados por el controlador. Como las admitancias de las líneas de transmisión son pequeñas, la caída de tensión en los cables son pequeñas, siendo las tensiones de los nodos restantes cercanas a v_0 . Comparando las evoluciones de las tensiones en los nodos (Fig. 6.8) con la potencia intercambiada en los mismos (Fig. 6.7) puede observarse que cualitativamente presentan la misma forma. Esto muestra que es posible traducir el problema de gestión de energía a un problema de regulación de tensión en los nodos de la microrred.

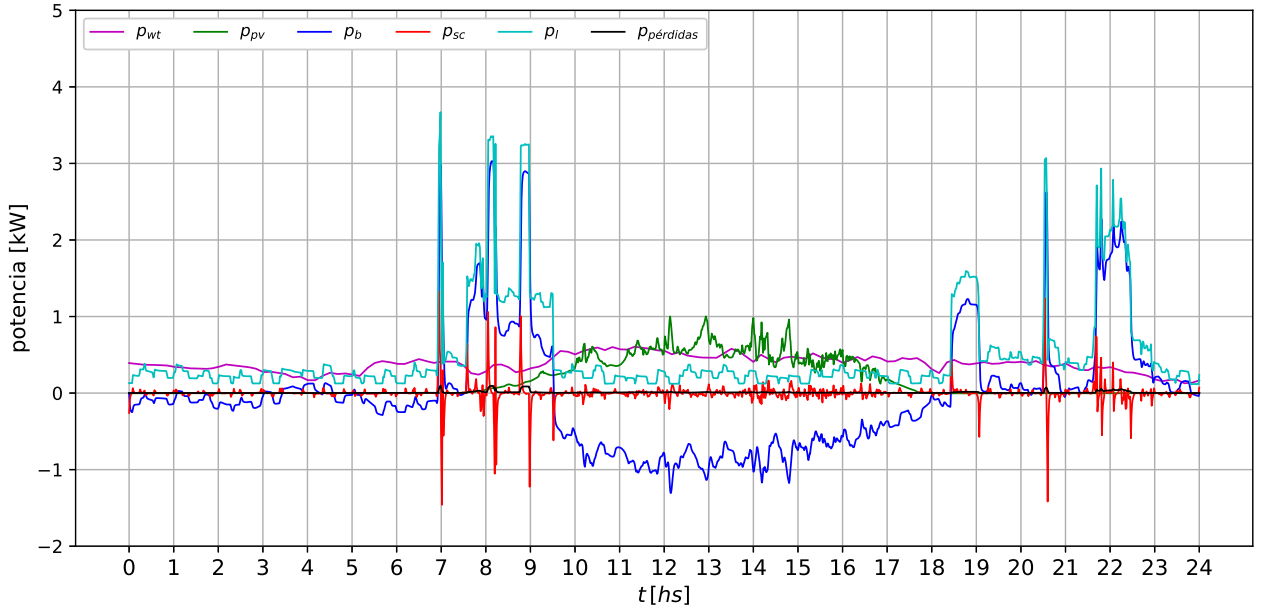


Figura 6.7: Evolución temporal de la potencia de cada elemento del sistema.

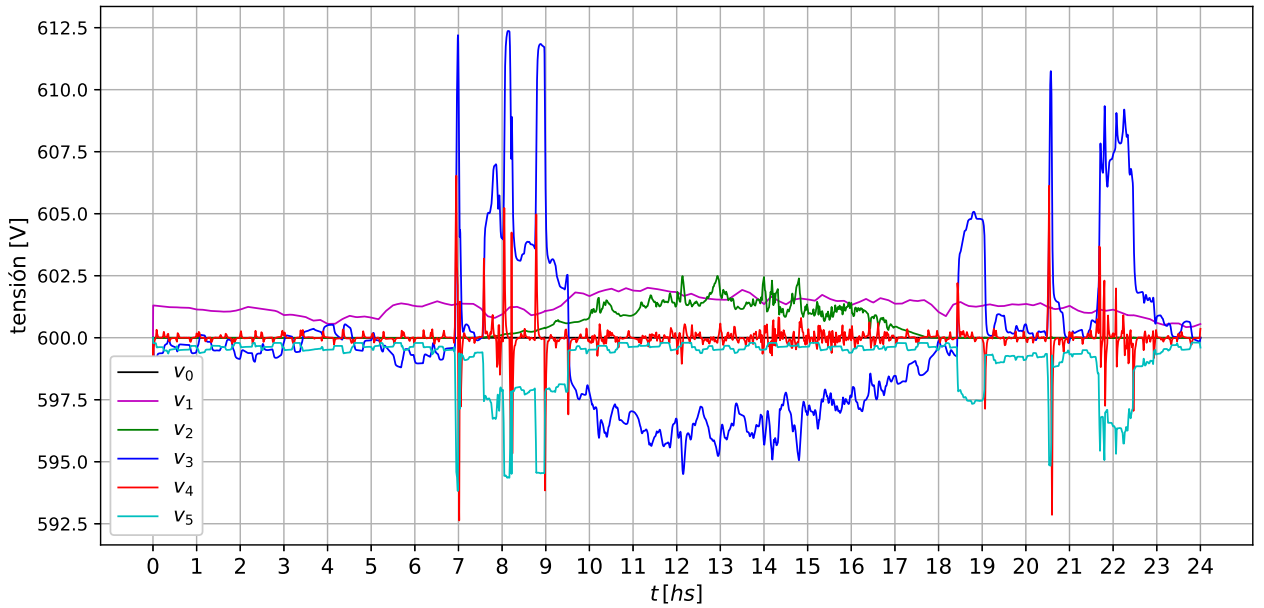


Figura 6.8: Evolución temporal de la tensión en los nodos del sistema.

La potencia que el ESS debe proporcionar o absorber, p_{ess} , se obtiene de (6.31) según:

$$p_{ess}(t) = p_l(t) - p_{wt}(t) - p_{pv}(t) + p_{pérdidas}(t), \quad (6.34)$$

es decir, la diferencia entre consumo, pérdidas y generación. En la Fig. 6.9 se muestra un extracto de toda la simulación, donde la distribución de potencia entre las baterías y los SC se aprecia con mayor claridad. Esta distribución de potencia puede modificarse ajustando los valores de C_{ba} manteniendo constantes μ_b y μ_{sc} . En la Fig. 6.5 se muestra el efecto de C_{ba} en la evolución de la potencia del banco de baterías frente a una respuesta al escalón. Al elegir los valores de C_{ba} , μ_b y μ_{sc} , es posible ajustar la medida en que la batería filtra los picos de alta potencia debido a las diferencias entre generación y consumo. En la Fig. 6.5 se adopta $\mu_b = \mu_{sc} = 0$ y se va modificando el valor de C_{ba} . Un valor bajo de C_{ba} lleva a un uso más agresivo de la batería con un efecto perjudicial en su vida útil. Inversamente,

con un alto C_{ba} , el banco de baterías muestra una respuesta lenta y los picos de alta potencia son manejados por el SC.

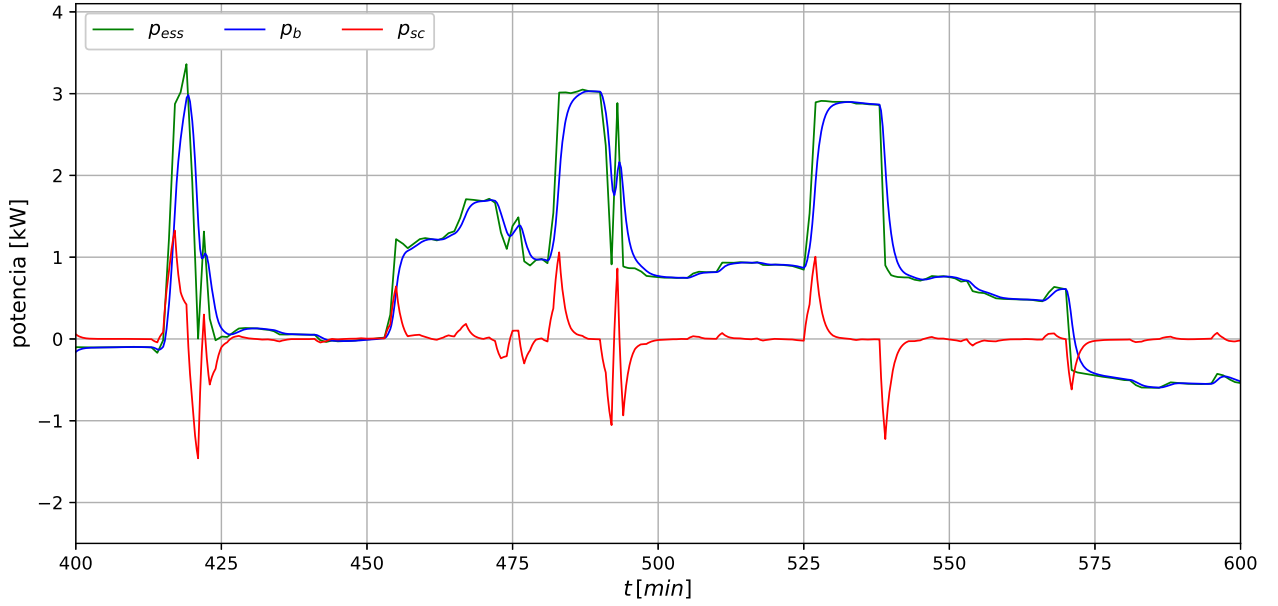
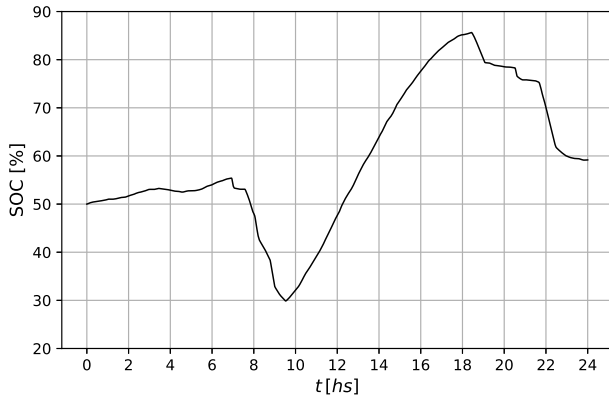
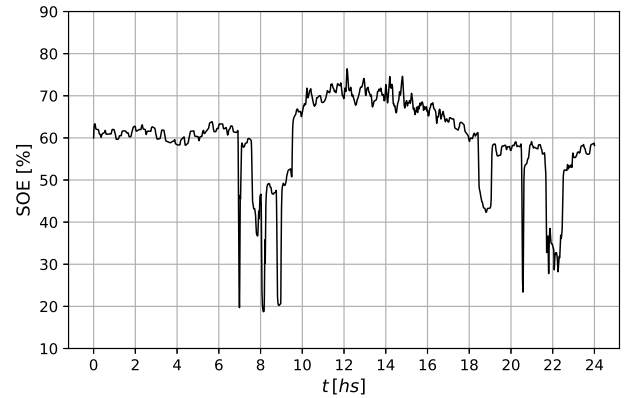


Figura 6.9: Evolución temporal de la potencia del ESS.



(a) SOC.



(b) SOE.

Figura 6.10: Evolución de la energía almacenada en el ESS.

A continuación, se considera una diferencia planta-modelo asumiendo un error de $\pm 10\%$ en torno al valor nominal en las admitancias de los convertidores y las líneas de transmisión. Además, se asume que el vector de tensión v contiene ruido con distribución normal con media cero y desviación estándar σ igual a 1. Las tensiones de los nodos activos con el ruido agregado usado para simular se muestran en la Fig. 6.11. A modo de comparación, en la Fig. 6.12a se muestra la tensión del nodo n_0 en el caso ideal sin ruido y con error paramétrico y ruido de medición. En las Fig. 6.12b y 6.12c, se muestran la distribución de potencia en el sistema de almacenamiento de energía en contraste con el caso sin ruido. El efecto del ruido es evidente, aunque la estrategia aún conserva el comportamiento buscado.

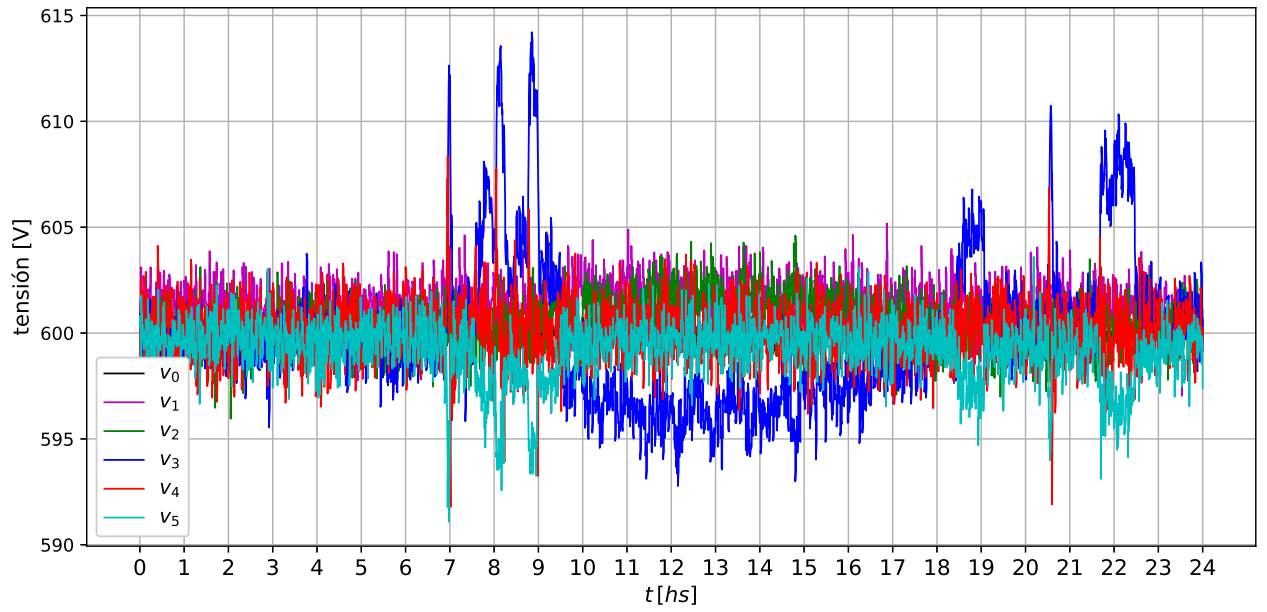
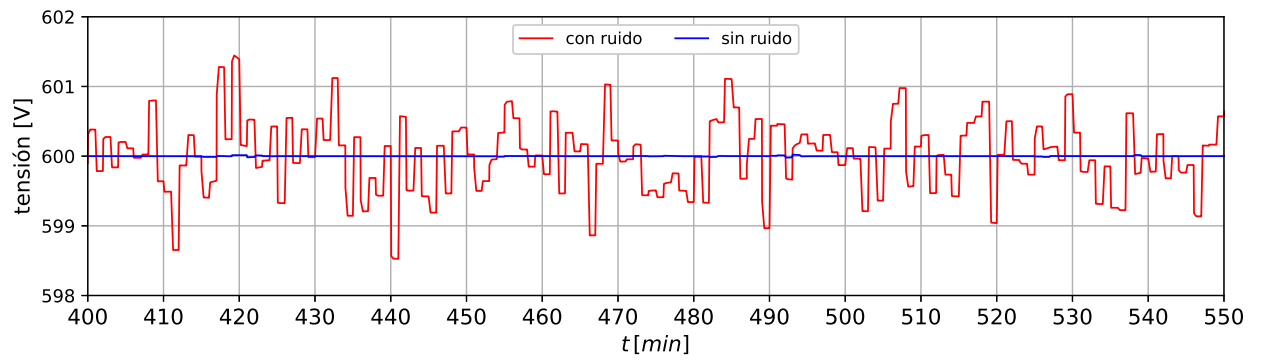
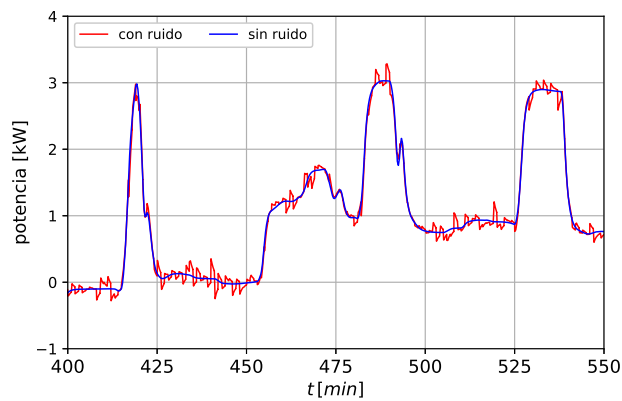


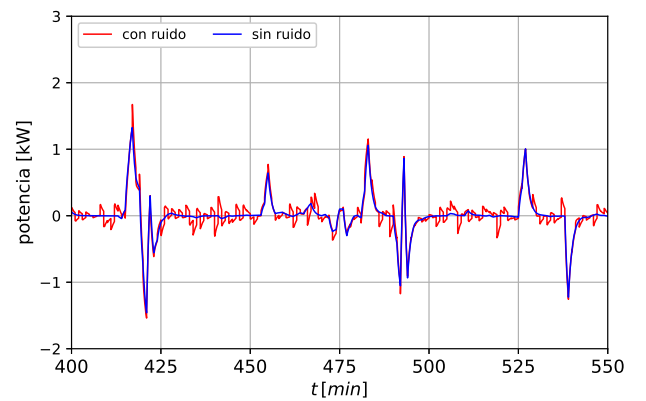
Figura 6.11: Tensiones medidas en los nodos de la microrred considerando ruido.



(a) Tensión nodo n_0 .



(b) Potencia del banco de baterías.



(c) Potencia del banco de supercapacitor.

Figura 6.12: Efecto del ruido en el sistema.

6.6 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se presentó una estrategia centralizada de gestión de energía utilizando un diseño basado en pasividad para microrredes de CC. La estrategia se probó en un sistema híbrido de generación de energía compuesto por dos tipos de elementos de almacenamiento (uno con alta energía específica y el otro con alta potencia específica), dos tipos de fuentes de energía renovable (energía solar y eólica) y cargas representativas. Los resultados obtenidos muestran que la metodología presentada cumple con éxito el balance energético del sistema en diferentes escenarios de generación y consumo. Además, los resultados muestran cómo la estrategia explota las características complementarias de los elementos almacenadores para maximizar las capacidades eléctricas del sistema de almacenamiento, logrando que los picos de potencia sean absorbidos por el SC. Aunque la metodología ha sido validada utilizando una microrred de CC con una topología particular, la metodología es aplicable a otros tipos de configuraciones siempre que el sistema pueda representarse como un grafo sin islas. El ejemplo utilizado para probar la EMS tiene una topología en estrella, sin embargo, se puede obtener un grafo en estrella equivalente para cualquier grafo conectado. Con esta topología, se mostró que el flujo de potencia, es decir, la potencia que cada unidad de potencia intercambia con la microrred, puede controlarse a través de la regulación de la tensión de los nodos. Es posible entonces plantear el problema de gestión de energía de la microrred como un problema de regulación de tensión de los nodos del sistema.

En la metodología presentada, la distribución de energía entre dos o incluso más dispositivos almacenadores es lograda al modificar el comportamiento de los mismos en forma individual, lo que permite aprovechar en mayor medida sus características eléctricas. La velocidad con la que una unidad de potencia logra alcanzar la referencia de potencia deseada queda determinada por la estrategia de gestión diseñada con PBC, logrando que cada elemento de potencia presente una dinámica acorde a sus características eléctricas. En el caso de estudio propuesto, se aumentó la constante de tiempo del banco de baterías para lograr que este responda dinámicamente más lento que los SCs y así lograr que los picos de potencia sean manejados por el dispositivo de alta potencia específica. Siguiendo con la gestión de los almacenadores, un trabajo a futuro apunta a modificar automáticamente el comportamiento del sistema de almacenamiento en función del escenario de energía en el que se encuentra el sistema. Esto permitiría volver más flexible al sistema frente a escenarios variables de generación y consumo. En el caso de estudio analizado, solo los dispositivos de almacenamiento fueron considerados como unidades controlables, limitando el alcance de la estrategia de gestión al manejo inteligente del ESS. Un objetivo de control interesante en las microrredes es la posibilidad de minimizar las pérdidas ocasionadas en las líneas de transmisión, es decir, cumplir el balance de potencia maximizando la eficiencia del sistema. Esto implica analizar el flujo de potencia en la microrred de manera de buscar la solución que menor pérdidas produce. Se plantea entonces como trabajo a futuro incluir dicho análisis en la estrategia de gestión, lo que lleva a considerar también a las fuentes de energía, a la topología de la microrred y características eléctricas de sus líneas de transmisión.

6.7 Apéndice

Se desea transformar cualquier grafo conectado en uno equivalente con una topología radial para aplicar la metodología presentada en este capítulo. Usando el procedimiento de reducción de Kron, se puede reducir cualquier grafo conectado Σ a un grafo reducido Σ_G que contiene solo los nodos activos n a los que están conectadas las unidades de potencia. Ahora, se propone aumentar esta representación mínima a un grafo radial con un solo nodo central n_0 y sin conexiones entre los nodos activos n (topología en estrella). La idea básica es encontrar una topología en estrella equivalente del sistema para aplicar la metodología presentada como se muestra en la Fig. 6.13.

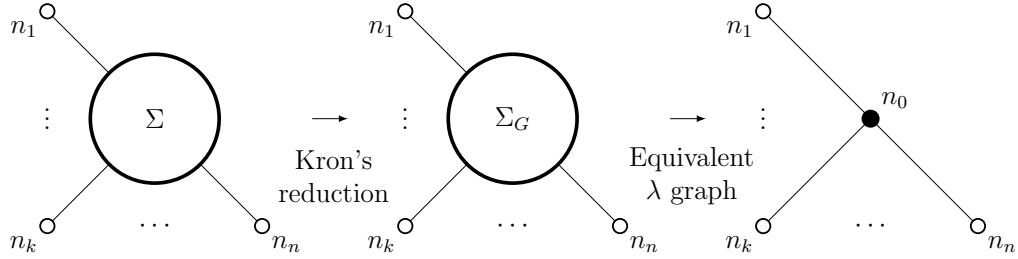


Figura 6.13: Transformación del grafo.

En una topología radial con un nodo central, la matriz de admitancias se define como:

$$B = \begin{bmatrix} k_0 & L^\top \\ L & M \end{bmatrix}, \quad (6.35)$$

donde $k_0 = \sum_{k=1}^n g_{k0}$, $L = [-g_{10}, \dots, -g_{n0}]^\top$ y $M = M_i + M_g$, con $M_i = \text{diag}(g_1, \dots, g_n)$ y $M_g = \text{diag}(g_{10}, \dots, g_{n0})$. La reducción de Kron conduce a la matriz de admisión reducida $G = M - Lk_0^{-1}L^\top$ que tiene la siguiente forma con la topología en estrella:

$$G = M_i + \frac{1}{\sum_{i=1}^n g_{i0}} \begin{bmatrix} g_{10} \sum_{i=2}^n g_{i0} & \cdots & -g_{10}g_{n0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{n0}g_{10} & \cdots & g_{n0} \sum_{i=1}^{n-1} g_{i0} \end{bmatrix}. \quad (6.36)$$

Sea Σ el sistema con n nodos activos y m nodos del tipo n_0 , es decir, nodos en los cuales no hay unidades de potencia conectados. Su matriz de admitancias es:

$$B' = \begin{bmatrix} K_0 & L'^\top \\ L' & M' \end{bmatrix}, \quad (6.37)$$

y luego de la reducción de Kron se llega a:

$$G' = M' - L'(K_0')^{-1}L'^\top. \quad (6.38)$$

donde $M' = M_i + M'_g$. M_i es dato dado que se forma con las admitancias de los convertidores. Para encontrar las admitancias de línea del sistema en estrella equivalente, se iguala (6.36) con (6.38).

$$M'_g - L'(K_0')^{-1}L'^\top = \frac{1}{\sum_{i=1}^n g_{i0}} \begin{bmatrix} g_{10} \sum_{i=2}^n g_{i0} & \cdots & -g_{10}g_{n0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{n0}g_{10} & \cdots & g_{n0} \sum_{i=1}^{n-1} g_{i0} \end{bmatrix}. \quad (6.39)$$

A partir de (6.39), se puede obtener las admitancias de línea g_{k0} resolviendo un sistema de ecuaciones de dimensión n . Luego, con estas admitancias de línea y las de los convertidores se obtiene la matriz B de una topología en estrella equivalente.

Para resumir, cualquier grafo conectado puede transformarse en su expresión mínima siguiendo el procedimiento de reducción de Kron. Después de esto, el sistema puede describirse mediante su matriz de admitancias reducida G . Luego, un grafo en estrella equivalente se deriva de G para implementar la metodología propuesta. La principal ventaja de la topología en estrella es que podemos obtener la referencia de voltaje v_* que necesita el controlador PBC, ya que no es claro cómo definir el vector de referencia de voltaje del sistema original o del sistema reducido debido a la fuerte interrelación entre nodos activos. Sin embargo, en el grafo en estrella, los nodos activos están relacionados a través del nodo central n_0 , por lo que la definición de voltaje del nodo n_k dada por (6.30) solo dependerá de la potencia deseada de ese nodo p_{k*} y el voltaje deseado del nodo central v_{0*} , es decir, es independiente de los voltajes de los nodos activos restantes.

Capítulo 7

Conclusiones y trabajos futuros

7.1 Conclusiones generales

A lo largo de la tesis se avanzó en el desarrollo de herramientas que apuntan a contribuir al control y gestión de energía de sistemas de potencia con fuentes renovables y almacenadores de energía. En este sentido, se abordaron las diversas etapas que involucran la operación de estos sistemas. Las mismas incluyen el modelado matemático del sistema, el diseño del control de los convertidores de potencia, y la estrategia de gestión de energía.

En lo que se refiere a la etapa de modelado del sistema, se utilizó un formalismo matemático basado en un enfoque energético denominado Euler-Lagrange. Con esta herramienta es posible describir el comportamiento dinámico del sistema de potencia en término de cantidades de energía conservando la no linealidad de los mismos. Otra ventaja de esta técnica de modelado es que provee directamente las funciones de almacenamiento y disipación del sistema que son utilizadas por el sistema de control basado en pasividad para lograr el comportamiento deseado del sistema a lazo cerrado.

En el área de control se utilizó una técnica no lineal denominada control basado en pasividad. La motivación para utilizar esta técnica está vinculada a la propuesta de abordar en forma conjunta el control de los convertidores de potencia y la estrategia de gestión de energía. En este sentido, el poder controlar en forma global al sistema de potencia, y no localmente como normalmente se hace, da la posibilidad de ejecutar acciones de control en forma coordinada lo que permite realizar ciertas tareas propias de un gestor de energía directamente en la capa de control de los convertidores. Esto permite, al menos en parte, achicar la distancia entre ambos niveles la cual está fuertemente determinada por la considerable diferencia en los tiempos de ejecución de cada nivel. Esta notable diferencia en los tiempos de muestreo dificulta la integración del control y gestión en un único controlador capaz de atender todas las tareas u objetivos involucrados en estos sistemas de potencia.

Con respecto a la etapa de gestión de energía se lograron aportes, particularmente, la EMS propuesta para gestionar el ESS de un EV compuesto por baterías y SCs obtuvo resultados positivos tanto en el cuidado de la vida útil de la batería como en el aumento en la autonomía del vehículo. Estos objetivos son contrapuestos debido a que para lograr una mejor autonomía debe aumentarse la cantidad de energía recuperada durante el frenado exigiendo en potencia al ESS, mientras que cuidar la vida útil de las baterías significa reducir el estrés ocasionado por picos de alta potencia tanto en la aceleración como en el frenado. En este sentido, es importante identificar el tipo de conducción en el que se encuentra el vehículo para lograr que el ESS sea utilizado de la manera más conveniente, priorizando un objetivo por sobre el otro. Como se mencionó oportunamente, en el caso de conducción en ciudad, no será posible recuperar energía adicional con los SCs debido a que el perfil de potencia durante el frenado no ha de superar a la capacidad de potencia de la batería. En este caso, el uso comúnmente otorgado al SC es el de asistir a la batería en el intercambio de potencia con el sistema, apuntando a

que este absorba los picos de potencia de manera tal de reducir la exigencia en potencia de la batería y preservar su vida útil. En el caso de conducción en carretera, la potencia involucrada en el frenado es de mayor magnitud capaz de superar la capacidad de las baterías. Aquí, entonces, sí es posible utilizar a los SCs para tomar energía adicional y aumentar la energía recuperada durante el frenado regenerativo. Las estrategias basadas en reglas demuestran ser una opción viable para ser implementadas en tiempo real con bajo costo computacional. Debido a que estas estrategias se basan en acciones de control establecidas de acuerdo a eventos y condiciones predefinidas, suelen ser implementaciones rígidas poco adaptables a nuevas condiciones que puedan ocurrir durante la operación en tiempo real. Además, la robustez puede verse comprometida por variaciones en los parámetros o errores de modelado. De todos modos, este enfoque resultó particularmente útil para la gestión del sistema de almacenamiento de un vehículo eléctrico dada la simpleza de la estrategia propuesta. Se utilizó el concepto de máquina de estado finita para formalizar la estrategia de gestión donde los eventos se resuelven utilizando variables poco sensibles al ruido como lo es la velocidad del vehículo y el estado de energía del SC. Esto contribuye en buena medida a lograr una gestión robusta y viable en una implementación real. También se avanzó en la gestión de energía en microrredes de corriente continua. A diferencia de lo realizado en el vehículo eléctrico, la distribución de potencia entre las baterías y el supercapacitor se resolvió en la capa de control superior. Al poder plantear al problema de gestión de energía de la microrred como un problema de regulación de tensión de los nodos del sistema, fue posible utilizar al PBC como herramienta de control para resolver la tarea de gestión en una microrred de CC. En el caso de estudio propuesto, se utilizó esta metodología de control para modificar la respuesta dinámica de las unidades de potencia asociadas a los almacenadores y así lograr que el subsistema de almacenamiento se comporte de la forma deseada. En este sentido, vemos la potencialidad de esta técnica para ser aplicada tanto como control a bajo nivel como gestor a un nivel superior.

Para finalizar, el objetivo principal de esta tesis consistió en el desarrollo de una metodología de control que integre la capa de control de los convertidores con la estrategia de gestión de energía en sistemas híbridos de generación. La hipótesis planteada es que esta nueva metodología trae aparejada ventajas en lo que refiere al desempeño del sistema, confiabilidad del mismo y menores costos de operación. Sin embargo, debido a la notable diferencia en tiempo de ejecución entre los niveles de control y gestión se concluye que no parece ser viable una metodología integrada que resuelva o abarque las tareas u objetivos de cada nivel. En este sentido, se concluye que un enfoque jerárquico con tareas diferenciadas es el que mejor se adapta al problema de control en sistemas de potencia. No obstante, a partir de los resultados se concluye también que es posible asignar ciertas tareas de control de un nivel a otro. En particular, se avanzó en esta tesis en resolver la distribución de potencia entre los elementos almacenadores de alta potencia específica y alta energía específica desde la capa de control, lo cual simplifica la estrategia de gestión de nivel superior. El poder asignar tareas de la estrategia de gestión de energía al controlador tiene dos beneficios: primero, permite simplificar la estrategia de gestión lo que conlleva a una implementación con ventajas en el costo computacional, velocidad de implementación, sencillo ajuste y menores posibilidades de fallas; segundo, permite un intercambio menor de información con el controlador, resultando en un lazo de comunicación con menor ancho de banda y menos sensible al ruido. Con respecto a esto último, las propuestas de control y gestión presentadas a lo largo de la tesis son del tipo centralizada por lo que no habría un lazo de comunicación entre ambas capas de control, resolviéndose todo en la unidad de procesamiento. Sin embargo, puede extenderse la metodología de control presentada en esta tesis a una estructura jerárquica donde el control por pasividad es aplicado sobre una parte del sistema (por ejemplo, el subsistema de almacenamiento de energía). Las referencias de este controlador serían provistas por un control supervisor encargado de gestionar también a los demás elementos del sistema. En este caso, sí existiría un lazo de comunicación y se aprovecharían las ventajas previamente mencionadas.

7.2 Trabajos futuros

A partir de los trabajos realizados a lo largo del doctorado, han surgido diversas líneas de investigación a profundizar en el corto y mediano plazo:

- **Modificar automáticamente el comportamiento del ESS en función del escenario energético en los sistemas híbridos de generación de energía:** El objetivo es realizar algo similar a lo hecho en el caso de la EMS del vehículo eléctrico, donde el parámetro L_{ba} que modifica la respuesta dinámica de las baterías es definido por la EMS en función del ciclo de conducción. En el caso de la estrategia propuesta para las MRCC, se busca modificar el parámetro C_{ba} en función del escenario de consumo y generación en el que se encuentre la MRCC para utilizar de la manera más conveniente el ESS.
- **Expandir la estrategia de gestión de energía de MRCC para incluir a las fuentes renovables de energía como unidades de control:** La estrategia de gestión implementada en las microrredes de CC solo contempló a los dispositivos de almacenamiento como unidades controlables. El trabajo a futuro es incorporar a las fuentes de generación de energía de origen renovable como variables de control. El objetivo ahora no solo será el cumplimiento del balance de potencia y la gestión del ESS sino también maximizar la eficiencia del sistema al considerar el flujo de potencia de la red para reducir las pérdidas en las líneas de transmisión.
- **Extender la estrategia de gestión de energía a microrredes de corriente alterna:** La aplicación de la estrategia propuesta en microrredes de CA deberá atender una serie de consideraciones que no existen en el caso continuo. Por ejemplo, el balance de potencia ahora deberá incluir también a la potencia reactiva. Las líneas de transmisión ya no serán únicamente resistivas debiendo considerar la componente reactiva de las mismas. Naturalmente, en un sistema de CA la frecuencia debe ser rigurosamente controlada, sumando complejidad al conectar o desconectar algún elemento de potencia debido a la sincronización en frecuencia y fase requerida entre el nuevo elemento y la microrred. En este sentido, aplicar la metodología desarrollada para microrredes de CC al caso CA presenta desafíos interesantes tanto a nivel de control como de gestión de energía.

Bibliografía

- [1] Diego Feroldi, Lucas Nieto Degliuomini, and Marta Basualdo. Energy management of a hybrid system based on wind-solar power sources and bioethanol. *Chemical Engineering Research and Design*, 91(8):1440 – 1455, 2013. ISSN 0263-8762. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.cherd.2013.03.007>.
- [2] B.S. Borowy and Z.M. Salameh. Methodology for optimally sizing the combination of a battery bank and PV array in a wind/PV hybrid system. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 11(2):367–375, 1996.
- [3] R. Belfkira, L. Zhang, and G. Barakat. Optimal sizing study of hybrid wind/PV/diesel power generation unit. *Solar Energy*, 85(1):100–110, 2011.
- [4] H. Yang, W. Zhou, L. Lu, and Z. Fang. Optimal sizing method for stand-alone hybrid solar–wind system with LPSP technology by using genetic algorithm. *Solar energy*, 82(4):354–367, 2008.
- [5] DB Nelson, MH Nehrir, and C. Wang. Unit sizing and cost analysis of stand-alone hybrid wind/PV/fuel cell power generation systems. *Renewable energy*, 31(10):1641–1656, 2006.
- [6] K. Zhou, JA Ferreira, and SWH De Haan. Optimal energy management strategy and system sizing method for stand-alone photovoltaic-hydrogen systems. *International journal of hydrogen energy*, 33(2):477–489, 2008.
- [7] A.J. Del Real, A. Arce, and C. Bordons. Optimization strategy for element sizing in hybrid power systems. *Journal of Power Sources*, 193(1):315–321, 2009.
- [8] O Erdinc and M Uzunoglu. A new perspective in optimum sizing of hybrid renewable energy systems: Consideration of component performance degradation issue. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2012.
- [9] Xiongwen Zhang, Siew-Chong Tan, Guojun Li, Jun Li, and Zhenping Feng. Components sizing of hybrid energy systems via the optimization of power dispatch simulations. *Energy*, 52:165–172, 2013.
- [10] Nor Erniza Mohammad Rozali, Sharifah Rafidah Wan Alwi, Zainuddin Abdul Manan, Jiří Jaromír Klemeš, and Mohammad Yusri Hassan. Optimal sizing of hybrid power systems using power pinch analysis. *Journal of Cleaner Production*, 2013.
- [11] Diego Feroldi and David Zumoffen. Sizing methodology for hybrid systems based on multiple renewable power sources integrated to the energy management strategy. *International Journal of Hydrogen Energy*, 39:8609–8620, 2014. ISSN 0360-3199. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijhydene.2014.01.003>.
- [12] Eduardo F Camacho, Tariq Samad, Mario Garcia-Sanz, and Ian Hiskens. Control for renewable energy and smart grids. *The Impact of Control Technology, Control Systems Society*, pages 69–88, 2011.
- [13] Rodolfo Dufo-López, Iván R. Cristóbal-Monreal, and José M. Yusta. Stochastic-heuristic methodology for the optimisation of components and control variables of pv-wind-diesel-battery stand-alone systems. *Renewable Energy*, 99:919 – 935, 2016.
- [14] H.L. Tsai, C.S. Tu, and Y.J. Su. Development of generalized photovoltaic model using matlab/simulink. In *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, pages 846–851. Citeseer, 2008.
- [15] F. Valenciaga and P. F. Puleston. Power control of a photovoltaic array in a hybrid electric generation system using sliding mode techniques. *IEE Proc. Control Theory Appl.*, 148(6):448–455, November 2001.
- [16] V. Salas, E. Olías, A. Barardo, and A. Lázaro. Review of maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 90:1555–1578, 2006.
- [17] Bin Wu, Yongqiang Lang, Navid Zargari, and Samir Kouro. *Power Conversion and Control of Wind Energy*. Wiley, 2011.
- [18] D. V. Ragone. Review of battery systems for electrically powered vehicles. In *SAE Technical Paper*. SAE International, 02 1968. doi: 10.4271/680453. URL <https://doi.org/10.4271/680453>.

- [19] Peter J. Hall and Euan J. Bain. Energy-storage technologies and electricity generation. *Energy Policy*, 2008. ISSN 03014215. doi: 10.1016/j.enpol.2008.09.037.
- [20] O. Tremblay and LA. Dessaint. Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications. *World Electric Vehicle Journal*, 3:284–289, 2009.
- [21] Lei Zhang, Xiaosong Hu, Zhenpo Wang, Fengchun Sun, and David G. Dorrell. A review of supercapacitor modeling, estimation, and applications: A control/management perspective. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81:1868 – 1878, 2018. ISSN 1364-0321. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.05.283>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117309292>.
- [22] Aris L Dimeas and Nikos D Hatziargyriou. Operation of a multiagent system for microgrid control. *IEEE Transactions on Power Systems*, 20(3):1447–1455, 2005.
- [23] MH Nehrir, Caisheng Wang, Kai Strunz, Hirohisa Aki, Rama Ramakumar, James Bing, Zhixhin Miao, and Ziyad Salameh. A review of hybrid renewable/alternative energy systems for electric power generation: Configurations, control, and applications. *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, 2(4):392–403, 2011.
- [24] Anurag Chauhan and RP Saini. A review on integrated renewable energy system based power generation for stand-alone applications: configurations, storage options, sizing methodologies and control. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 38:99–120, 2014.
- [25] Fernando Valenciaga and Paul F Puleston. Supervisor control for a stand-alone hybrid generation system using wind and photovoltaic energy. *IEEE transactions on energy conversion*, 20(2):398–405, 2005.
- [26] Keliang Zhou, JA Ferreira, and SWH De Haan. Optimal energy management strategy and system sizing method for stand-alone photovoltaic-hydrogen systems. *International Journal of Hydrogen Energy*, 33(2):477–489, 2008.
- [27] M. Pereira, D. Muñoz de la Peña, and D. Limon. Robust economic model predictive control of a community micro-grid. *Renewable Energy*, 100:3 – 17, 2017. Special Issue: Control and Optimization of Renewable Energy Systems.
- [28] Jeremy Lagorse, Damien Paire, and Abdellatif Miraoui. A multi-agent system for energy management of distributed power sources. *Renewable energy*, 35(1):174–182, 2010.
- [29] Sudipta Chakraborty, Manoja D Weiss, and M Godoy Simoes. Distributed intelligent energy management system for a single-phase high-frequency ac microgrid. *IEEE Transactions on Industrial electronics*, 54(1):97–109, 2007.
- [30] Peng Zhao, Siddharth Suryanarayanan, and Marcelo Godoy Simoes. An energy management system for building structures using a multi-agent decision-making control methodology. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(1):322–330, 2013.
- [31] Christos-Spyridon Karavas, George Kyriakarakos, Konstantinos G Arvanitis, and George Papadakis. A multi-agent decentralized energy management system based on distributed intelligence for the design and control of autonomous polygeneration microgrids. *Energy Conversion and Management*, 103:166–179, 2015.
- [32] JP Torreglosa, P García, LM Fernández, and F Jurado. Hierarchical energy management system for stand-alone hybrid system based on generation costs and cascade control. *Energy Conversion and Management*, 77:514–526, 2014.
- [33] Zhenhua Jiang and Roger A Dougal. Hierarchical microgrid paradigm for integration of distributed energy resources. In *Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, pages 1–8. IEEE, 2008.
- [34] Lee Wai Chong, Yee Wan Wong, Rajprasad Kumar Rajkumar, Rajpartiban Kumar Rajkumar, and Dino Isa. Hybrid energy storage systems and control strategies for stand-alone renewable energy power systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 66:174–189, 2016. ISSN 18790690. doi: 10.1016/j.rser.2016.07.059. URL <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2016.07.059>.
- [35] Anthony M Gee, Francis VP Robinson, and Roderick W Dunn. Analysis of battery lifetime extension in a small-scale wind-energy system using supercapacitors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 28(1):24–33, 2013.
- [36] Sathish Kumar Kollimalla, Mahesh Kumar Mishra, and N Lakshmi Narasamma. Design and analysis of novel control strategy for battery and supercapacitor storage system. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 5(4): 1137–1144, 2014.
- [37] Alicia Arce, Alejandro J. del Real, and Carlos Bordons. MPC for battery/fuel cell hybrid vehicles including fuel cell dynamics and battery performance improvement . *Journal of Process Control*, 19(8):1289 – 1304, 2009. Special Section on Hybrid Systems: Modeling, Simulation and Optimization.

-
- [38] W. Qi, J. Liu, X. Chen, and P.D. Christofides. Supervisory predictive control of standalone wind/solar energy generation systems. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 19(1):199–207, 2011.
 - [39] Juan P. Torreglosa, Pablo García, Luis M. Fernández, and Francisco Jurado. Energy dispatching based on predictive controller of an off-grid wind turbine/photovoltaic/hydrogen/battery hybrid system. *Renewable Energy*, 74:326 – 336, 2015.
 - [40] James B Rawlings, David Angeli, and Cuyler N Bates. Fundamentals of economic model predictive control. In *2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 3851–3861. IEEE, 2012.
 - [41] Tri Tran, KV Ling, and Jan M Maciejowski. Economic model predictive control-a review. In *Proceedings of International Symposium on Automation and Robotics in Construction. Sydney, Australia*, pages 9–11, 2014.
 - [42] Matthew Ellis, Helen Durand, and Panagiotis D. Christofides. A tutorial review of economic model predictive control methods. *Journal of Process Control*, 24(8):1156 – 1178, 2014. Economic nonlinear model predictive control.
 - [43] Tobias Gybel Hovgaard, Kristian Edlund, and John Bagterp Jørgensen. The potential of economic mpc for power management. In *49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 7533–7538. IEEE, 2010.
 - [44] Luis Valverde, Carlos Bordons, and Felipe Rosa. Integration of fuel cell technologies in renewable-energy-based microgrids optimizing operational costs and durability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1):167–177, 2016.
 - [45] Felix Garcia-Torres and Carlos Bordons. Optimal economical schedule of hydrogen-based microgrids with hybrid storage using model predictive control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(8):5195–5207, 2015.
 - [46] Xiaonan Wang, Holger Teichgraeber, Ahmet Palazoglu, and Nael H. El-Farra. An economic receding horizon optimization approach for energy management in the chlor-alkali process with hybrid renewable energy generation. *Journal of Process Control*, (0), 2014. ISSN 0959-1524. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.jprocont.2014.04.017>.
 - [47] Mario Pereira, Daniel Limon, David Muñoz de la Peña, Luis Valverde, and Teodoro Alamo. Periodic economic control of a nonisolated microgrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(8):5247–5255, 2015.
 - [48] R. Sepulchre, M. Jankovic, and P.V. Kokotovic. *Constructive Nonlinear Control*. Springer-verlag, 1997. ISBN 978-1-4471-0967-9. doi: 10.1007/978-1-4471-0967-9.
 - [49] R. Ortega, A. Loría, P.J. Nicklasson, and H. Sira-Ramírez. *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems. Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. Springer-Verlag, London, 1998.
 - [50] R. Ortega, A. J. van der Schaft, I. Mareels, and B. M. Maschke. Putting energy back in control. *IEEE Control Syst. Mag.*, 21(2):18–33, 2001.
 - [51] Romeo Ortega, Arjan Van Der Schaft, Bernhard Maschke, and Gerardo Escobar. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled hamiltonian systems. *Automatica*, 38(4):585–596, April 2002.
 - [52] J. A. Acosta, R. Ortega, A. Astolfi, and A. D. Mahindrakar. Interconnection and damping assignment passivity-based control of mechanical systems with underactuation degree one. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 50(12):1936–1955, 2005.
 - [53] R. Ortega, Z. P. Jiang, and D. J. Hill. On board energy system based on batteries and supercapacitors. In *American Control Conference*, Albuquerque, New Mexico, 1997.
 - [54] R. Ortega, P. J. Nicklasson, and G. Espinosa-Pérez. On speed control of induction motors. *Automatica*, 32(3): 455–460, 1996.
 - [55] C. Batlle, A. Dòria-Cerezo, and R. Ortega. Power flow control of a doubly-fed induction machine coupled to a flywheel. *European Journal of Control*, 11:209–221, 2005.
 - [56] M. Y. Ayad, M. Becherif, A. Hennin, A. Aboubou, M. Wack, and S. Laghrouche. Passivity-based control applied to DC hybrid power source using fuel cell and supercapacitors. *Energy Conversion and Management*, 51:1468–1475, 2010.
 - [57] A. Tofighi and M. Kalantar. Power management of PV/battery hybrid power source via passivity-based control. *Renewable Energy*, 36:2440–2450, 2011.
 - [58] C. Lungoci, M. Becherif, A. Miraoui, and E. Helerea. On board energy system based on batteries and supercapacitors. In *IFAC Proc*, volume 40, pages 197–202, 2007.
 - [59] M. Becherif, M. Y. Ayad, and A. Miraoui. Passivity-based control of hybrid sources: Fuel cell and battery. In *IFAC Proceedings Volumes*, volume 11, pages 1134–1139, 2006.
-

- [60] M. Becherif, M. Y. Ayad, A. Henni, M. Wack, A. Aboubou, A. Allag, and M. Sebai. *Passivity-based control and sliding mode control applied to electric vehicles based on fuel cells, supercapacitors and batteries on the DC Link*, chapter 6. Energy Management, 2010. doi: 10.5772/39528.
- [61] Y. S. Mohammed, M. W. Mustafa, and N. Bashir. Hybrid renewable energy systems for off-grid electric power: Review of substantial issues. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 35:527–539, 2014.
- [62] D. P. Kaundinya, P. Balachandra, and N. H. Ravindranath. Grid-connected versus stand-alone energy systems for decentralized power-A review of literature. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13:2041–2050, 2009.
- [63] F. Valenciaga, P. F. Puleston, P. E. Battaiotto, and R. J. Mantz. Passivity/sliding mode control of a stand-alone hybrid generation system. *IEE Proc. Control Theory Appl.*, 147(6):680–686, November 2000.
- [64] D. Pavković, M. Lobrović, M. Hrgetić, and A. Komljenović. A design of cascade control system and adaptive load compensator for battery/ultracapacitor hybrid energy storage-based direct current microgrid. *Energy Conversion and Management*, 114:154–167, October 2016.
- [65] H. Fakham, D. Lu, and B. Francois. Power control design of a battery charger in a hybrid active PV generator for load-following applications. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 58(1):892–902, January 2011.
- [66] C. Batlle, A. Dòria-Cerezo, and E. Fossas. Bidirectional power flow control of a power converter using passive hamiltonian techniques. *Circuit Theory and Applications*, 36(7):769–788, 2008.
- [67] P.C. Krause, O. Wasynczuk, and S.D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press, Wiley, New York, 2nd edition, 2002.
- [68] L. Tzann-Shin. Lagrangian modeling and passivity-based control of three-phase AC/DC voltage-source converters. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 51(4):892–902, 2004.
- [69] D. Feroldi, L. Nieto Degliuomini, and M. Basualdo. Energy management of a hybrid system based on wind–solar power sources and bioethanol. *Chemical engineering research and design*, 91:1440–1455, 2013.
- [70] F. B. Schneider. Implementing fault-tolerant services using the state machine approach: A tutorial. *ACM Computing Surveys (CSUR)*, 22(4):299–319, 1990.
- [71] EPA. <https://www.epa.gov/greenvehicles/fast-facts-transportation-greenhouse-gas-emissions>, 2018.
- [72] K. C. Bayindir and A. T. Gözükcük. A comprehensive overview of hybrid electric vehicle: Powertrain configurations, powertrain control techniques and electronic control units. *Energy conversion and management*, 52:1305–1313, 2011.
- [73] Andrew Burke and Marshall Miller. The power capability of ultracapacitors and lithium batteries for electric and hybrid vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 196(1):514–522, 2011.
- [74] Lia Kouchachvili, Wahiba Yaïci, and Evgueniy Entchev. Hybrid battery/supercapacitor energy storage system for the electric vehicles. *Journal of Power Sources*, 374:237–248, 2018.
- [75] J. Cao and A. Emadi. A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE transactions on Power Electronics*, 27(1):122–132, 2012.
- [76] S Pay and Y Baghzouz. Effectiveness of battery-supercapacitor combination in electric vehicles. In *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, volume 3, pages 6–pp. IEEE, 2003.
- [77] Jorge Moreno, Micah E Ortúzar, and Juan W Dixon. Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 53(2):614–623, 2006.
- [78] M. Ortúzar, J. Moreno, and J. Dixon. Ultracapacitor-based auxiliary energy system for an electric vehicle: implementation and evaluation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(4):2147–2156, 2007.
- [79] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, and B. Dakyo. DC/DC converter design for supercapacitor and battery power management in hybrid vehicle applications polynomial control strategy. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(2):587–597, 2010.
- [80] Rebecca Carter, Andrew Cruden, and Peter J Hall. Optimizing for efficiency or battery life in a battery/supercapacitor electric vehicle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(4):1526–1533, 2012.
- [81] Hoeguk Jung, Haifeng Wang, and Tingshu Hu. Control design for robust tracking and smooth transition in power systems with battery/supercapacitor hybrid energy storage devices. *Journal of Power Sources*, 267:566–575, 2014.
- [82] P. Spagnol, S. Onori, V. Marano, Y. Guezennec, and G. Rizzoni. A life estimation method for lithium-ion batteries in plug-in hybrid electric vehicles applications. *International Journal of Power Electronics Special Issue*, 4(3), 2010.

-
- [83] L. Serrao, S. Onori, A. Sciarretta, Y. Guezennec, and G. Rizzoni. Optimal energy management of hybrid electric vehicles including battery aging. *American Control Conference*, pages 128–134, 2011.
 - [84] SANYO. <http://www.datasheetpdf.com/pdf/821867/Sanyo/NCR18650P-H03VA/1>, 2018.
 - [85] Paul Savage, Robert R. Nordhaus, and Sean P. Jamieson. DC Microgrids: Benefits and Barriers. *Yale School of Forestry and Environmental Studies*, 2007.
 - [86] Bharatkumar V Solanki, Claudio A Cañizares, and Kankar Bhattacharya. Practical energy management systems for isolated microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2018.
 - [87] Tomislav Dragicević, Xiaonan Lu, Juan C. Vasquez, and Josep M. Guerrero. DC Microgrids - Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(7):4876–4891, 2016. ISSN 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2015.2478859.
 - [88] Lexuan Meng, Qobad Shafiee, Giancarlo Ferrari Trecate, Houshang Karimi, Deepak Fulwani, Xiaonan Lu, and Josep M. Guerrero. Review on Control of DC Microgrids. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pages 1–1, 2017. ISSN 2168-6777. doi: 10.1109/jestpe.2017.2690219.
 - [89] Jaynendra Kumar, Anshul Agarwal, and Vineeta Agarwal. A review on overall control of DC microgrids. *Journal of Energy Storage*, 21:113–138, 2019. ISSN 2352152X. doi: 10.1016/j.est.2018.11.013.
 - [90] Zheyuan Cheng, Jie Duan, and Mo Yuen Chow. To Centralize or to Distribute: That Is the Question: A Comparison of Advanced Microgrid Management Systems. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 12(1):6–24, 2018. ISSN 19324529. doi: 10.1109/MIE.2018.2789926.
 - [91] Tomislav Dragičević, Xiaonan Lu, Juan C. Vasquez, and Josep M. Guerrero. DC Microgrids - Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(5):3528–3549, 2016. ISSN 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2015.2464277.
 - [92] Raul Banos, Francisco Manzano-Agugliaro, FG Montoya, Consolacion Gil, Alfredo Alcayde, and Julio Gómez. Optimization methods applied to renewable and sustainable energy: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15(4):1753–1766, 2011.
 - [93] YS Mohammed, MW Mustafa, and N Bashir. Hybrid renewable energy systems for off-grid electric power: Review of substantial issues. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 35:527–539, 2014.
 - [94] Pablo Rullo, Ramon Costa-Castelló, Vicente Roda, and Diego Feroldi. Energy management strategy for a bioethanol isolated hybrid system: Simulations and experiments. *Energies*, 11(6), 2018.
 - [95] Marcelo G Molina. Energy storage and power electronics technologies: a strong combination to empower the transformation to the smart grid. *Proceedings of the IEEE*, 105(11):2191–2219, 2017.
 - [96] Atefeh Behzadi Forough and Ramin Roshandel. Multi objective receding horizon optimization for optimal scheduling of hybrid renewable energy system. *Energy and Buildings*, 150:583–597, 2017.
 - [97] M Patrone and D Feroldi. Passivity-based control design for a grid-connected hybrid generation system integrated with the energy management strategy. *Journal of Process Control*, 2017.
 - [98] Damith Buddika Wickramasinghe Abeywardana, Branislav Hredzak, and Vassilios G Agelidis. A fixed-frequency sliding mode controller for a boost-inverter-based battery-supercapacitor hybrid energy storage system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(1):668–680, 2017.
 - [99] Reza Hemmati and Hedayat Saboori. Emergence of hybrid energy storage systems in renewable energy and transport applications—a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 65:11–23, 2016.
 - [100] Hoeguk Jung, Haifeng Wang, and Tingshu Hu. Control design for robust tracking and smooth transition in power systems with battery/supercapacitor hybrid energy storage devices. *Journal of Power Sources*, 267:566–575, 2014.
 - [101] Narsa Reddy Tummuru, Mahesh K Mishra, and S Srinivas. Dynamic energy management of renewable grid integrated hybrid energy storage system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(12):7728–7737, 2015.
 - [102] Jianfang Xiao, Peng Wang, and Leonardy Setyawan. Hierarchical control of hybrid energy storage system in dc microgrids. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(8):4915–4924, 2015.
 - [103] Chengquan Ju, Peng Wang, Lalit Goel, and Yan Xu. A two-layer energy management system for microgrids with hybrid energy storage considering degradation costs. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9(6):6047–6057, 2018.
 - [104] Diego Feroldi and David Zumoffen. Sizing methodology for hybrid systems based on multiple renewable power sources integrated to the energy management strategy. *international journal of hydrogen energy*, 39(16):8609–8620, 2014.
-

- [105] Ch Laxmi, M Narendra Kumar, and Sushant Kumar Mandal. A comprehensive review on energy management strategies in hybrid renewable energy system. *International Journal of Engineering & Technology*, 7(2.23):450–454, 2018.
- [106] Yu Zhang, Zhenhua Jiang, and Xunwei Yu. Control strategies for battery/supercapacitor hybrid energy storage systems. In *Energy 2030 conference, 2008. energy 2008. ieee*, pages 1–6. IEEE, 2008.
- [107] Ting-Long Pan, Hong-Shu Wan, and Zhi-Cheng Ji. Stand-alone wind power system with battery/supercapacitor hybrid energy storage. *International Journal of Sustainable Engineering*, 7(2):103–110, 2014.
- [108] ME Glavin, Paul KW Chan, S Armstrong, and WG Hurley. A stand-alone photovoltaic supercapacitor battery hybrid energy storage system. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, pages 1688–1695. IEEE, 2008.
- [109] Milana Trifkovic, Mehdi Sheikhzadeh, Khaled Nigim, and Prodromos Daoutidis. Modeling and control of a renewable hybrid energy system with hydrogen storage. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 22(1):169–179, 2014.
- [110] Diego Feroldi, Pablo Rullo, and David Zumoffen. Energy management strategy based on receding horizon for a power hybrid system. *Renewable Energy*, 75:550–559, 2015.
- [111] Yousef Allahvirdizadeh, Mustafa Mohamadian, and Mahmoud-Reza HaghiFam. A comparative study of energy control strategies for a standalone pv/wt/fc hybrid renewable system. *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, 7(3):1463–1475, 2017.
- [112] Fabio Ongaro, Stefano Saggini, and Paolo Mattavelli. Li-ion battery-supercapacitor hybrid storage system for a long lifetime, photovoltaic-based wireless sensor network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(9):3944–3952, 2012.
- [113] Onur Deveci, Mert Onkol, Hakki Ozgur Unver, and Zafer Ozturk. Design and development of a low-cost solar powered drip irrigation system using systems modeling language. *Journal of Cleaner Production*, 102:529–544, 2015.
- [114] Mehdi Hosseinzadeh and Farzad Rajaei Salmasi. Power management of an isolated hybrid ac/dc micro-grid with fuzzy control of battery banks. *IET Renewable Power Generation*, 9(5):484–493, 2015.
- [115] Juan P Torreglosa, Pablo García, Luis M Fernández, and Francisco Jurado. Energy dispatching based on predictive controller of an off-grid wind turbine/photovoltaic/hydrogen/battery hybrid system. *Renewable Energy*, 74:326–336, 2015.
- [116] Sathish Kumar Kollimalla, Mahesh Kumar Mishra, and N Lakshmi Narasamma. Design and analysis of novel control strategy for battery and supercapacitor storage system. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 5(4):1137–1144, 2014.
- [117] YD Song, Qian Cao, Xiaoqiang Du, and Hamid Reza Karimi. Control strategy based on wavelet transform and neural network for hybrid power system. *Journal of Applied Mathematics*, 2013, 2013.
- [118] Anthony M Gee, Francis VP Robinson, and Roderick W Dunn. Analysis of battery lifetime extension in a small-scale wind-energy system using supercapacitors. *IEEE transactions on energy conversion*, 28(1):24–33, 2013.
- [119] D. Murillo-Yarce, A. Garcés-Ruiz, and A. Escobar-Mejía. Passivity-based control for dc-microgrids with constant power terminals in island mode operation. *Revista facultad de ingeniería universidad de Antioquia*, 86, 2018.
- [120] Florian Dörfler and Francesco Bullo. Kron reduction of graphs with applications to electrical networks. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 60(1):150–163, 2013. ISSN 15498328. doi: 10.1109/TCSI.2012.2215780.
- [121] Pulkit Nahata, Raffaele Soloperto, Michele Tucci, Andrea Martinelli, and Giancarlo Ferrari-Trecate. A Passivity-Based Approach to Voltage Stabilization in DC Microgrids with ZIP loads. *Proceedings of the American Control Conference*, 2018-June(February):5374–5379, 2018. ISSN 07431619. doi: 10.23919/ACC.2018.8431522.