

METODOLOGÍA DE OPTIMIZACIÓN PARA EL PROCESO DE CONTROL POR MODOS DESLIZANTES DE UN SISTEMA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA CON EL OBJETIVO DE INCREMENTAR SU TIEMPO DE VIDA

Juan Pablo Villegas Ceballos

Maestría
en Automatización y Control Industrial

Asesores: Ph.D. S.I. Serna Garces
Ph.D. D. Gonzales Montoya



Institución Universitaria

Instituto Tecnológico Metropolitano
Facultad de Ingeniería
Medellín, 2018

DEDICATORIA

Detrás de cada logro de un hombre, hay un gran número de personas que lo inspiran a superarse y tocar la meta por mas arduo que sea el camino.

Por eso este trabajo es dedicado a mi familia, quienes son mi inspiración y mi vida.

*Juan Pablo Villegas Ceballos
Medellín, Diciembre 2018*

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer al laboratorio de Electrónica, Telecomunicaciones e Informática del Instituto Tecnológico Metropolitano y a todos sus integrantes por su apoyo en el desarrollo de esta tesis, principalmente a **Sergio Ignacio Serna Garces** por su apoyo y motivación en el inicio de mi carrera de investigación, mi desarrollo personal como profesional y el desarrollo metodológico de esta tesis. A **Daniel Gonzalez Montoya** por su acompañamiento continuo, el conocimiento brindado y su asesoría teórica y técnica en el desarrollo de este trabajo. A **Santiago Alejandro Acevedo Perez** por su colaboración durante el tiempo de duración de este trabajo en todo el montaje experimental. Y finalmente a todos los docentes y compañeros del grupo de investigación que contribuyeron al desarrollo personal y culminación de este trabajo.

ÍNDICE GENERAL

Agradecimientos	V
Índice general	VIII
Índice de figuras	IX
Índice de Tablas	XI
Introducción	XIII
Referencias	XVI
1 Baterías de Ion-Litio	1
1.1 Conceptos preliminares de baterías	2
1.2 Modelos de baterías	8
1.2.1 Modelo de circuito equivalente	9
1.2.2 Modelos térmicos	10
1.2.3 Modelos electroquímico	10
1.2.4 Modelo basado en redes neuronales	12
1.3 Parametrización del modelo	14
1.3.1 Simulación y caracterización del modelo parametrizado	16
1.4 Conclusiones	17
Referencias	18
2 Sistema de carga/descarga de baterías	23
2.1 Introducción	23
2.2 Conceptos básicos de convertidores conmutados:	24
2.3 Sistema de control de potencia de una batería	25
2.3.1 Modelo convertidor boost	26
2.3.2 Control lineal de un convertidor boost	27
2.4 Convertidor boost Interleaved	31
2.4.1 Modelado convertidor boost interleaved	32
2.4.2 Control lineal de un convertidor boost interleaved	33
2.5 Conclusiones	36
Referencias	38
3 Minimización del rizado	39
3.1 Optimización matemática	39
3.2 Análisis de la forma de onda del rizado de corriente para su minimización	41
3.3 Optimización basada en la sesión dorada	41
3.4 Conclusiones	43
Referencias	44
4 Control de estructura variable del sistema de carga de baterías	45
4.1 Control de estructura variable	46
4.1.1 Control por modos deslizantes:	47
4.1.2 Formulación matemática del SMC para convertidores:	50
4.2 Control SMC de un convertidor boost interleaved	51
4.2.1 Condición de transversalidad para el convertidor boost	51
4.2.2 Condición de alcanzabilidad para el convertidor boost	52
4.2.3 Condición de control equivalente para el convertidor boost	53

4.3	Control SMC de un convertidor boost interleaved	55
4.3.1	Superficie de control de voltaje del bus	56
4.3.2	Superficie de control complementario de corriente	57
4.3.3	Dinámica equivalente	59
4.3.4	Proceso de Diseño	60
4.4	Conclusiones	63
	Referencias.	65
5	Validación del sistema propuesto.	67
5.1	Plataforma experimental para la validación de la estrategia.	67
5.1.1	Sistema de almacenamiento de energía y protecciones del sistema	67
5.1.2	Cargador/descargador de batería	68
5.1.3	Implementación controlador SMC para control de voltaje del bus	69
5.1.4	Implementación controlador SMC para controlador complementario de corriente	70
5.1.5	Emulación del bus y conexión de los componentes de la plataforma	72
5.2	Resultados de la validación experimental	74
6	Conclusiones	81
	Referencias	83
	Capítulo 0	83
	Capítulo 1	84
	Capítulo 2	87
	Capítulo 3	88
	Capítulo 4	88

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Comparación baterías de Ion-Litio	3
1.2	Características principales BMS.	4
1.3	Número de ciclos vs pérdida de capacidad. Adaptada de [13].	6
1.4	SOH como función del tiempo para una celda de ion-litio descargada a 1C a diferentes temperaturas. Adaptada de [2].	6
1.5	Experimento de degradación a varias tasas C de descarga. Adaptada de [13].	7
1.6	Ciclo de vida como función del DOD para baterías de ion-litio operando a 25 ° C. Adaptada de [2].	7
1.7	Experimento envejecimiento calendario vs SOC. Adaptada de [13].	8
1.8	Modelos de circuito equivalente de una batería.	9
1.9	Modelo de batería cinético (KiBaM)	12
1.10	Estructura de una red neuronal	13
1.11	Variables de la batería entregadas por la base de datos "Randomized Battery Usage Data Set".	14
1.12	Curva de voltaje en función de la corriente entregada por la base de datos (azul) y curva modelada (naranja).	15
1.13	Curva de la degradación de la capacidad de la batería entregada por la base de datos (azul) y la modelada (naranja) debido a la corriente mostrada en la parte inferior de la gráfica	15
2.1	(Izquierda) Esquema general de un convertidor conmutado, (derecha) Funciones básicas que pueden ser desarrolladas con un convertidor conmutado.	24
2.2	Dispositivos típicos utilizados en la construcción de convertidores conmutados (Adaptada de [1]).	24
2.3	Conexión típica de un sistema de carga/descarga de baterías en una microrred.	25
2.4	Esquema general para el control de un convertidor conmutado [1].	25
2.5	Topología del convertidor DC/DC elevador.	26
2.6	Diagrama de bloques de la función de transferencia del control diseñado.	27
2.7	(a) Lugar geométrico de las raíces función de transferencia v_c/d (b) Lugar geométrico de las raíces función de transferencia I_L/d	27
2.8	Diagrama de flujo del controlador en lazo cerrado.	28
2.9	Diagrama de bode de lazo cerrado.	28
2.10	Respuesta prueba de control de corriente.	29
2.11	Circuito equivalente convertidor Boost con control de corriente.	29
2.12	Respuesta del control para un voltaje de referencia de 24V	30
2.13	Comparación de la respuesta para voltajes de referencia de 24V, 36V y 48V.	31
2.14	Convertidor Boost Interleaved.	32
2.15	Diagrama de flujo del controlador PI para el convertidor Boost Interleaved.	34
2.16	Escalones de corriente del bus DC.	35
2.17	Respuesta del controlador PI para una referencia de 24V.	35
2.18	Comparación de la respuesta de un control PI de un Boost Interleaved para voltajes de referencia de 24V, 36V y 48V.	36
3.1	Clasificación de los problemas de optimización [2].	40
3.2	Desfase entre las corrientes de los inductores de las ramas de un convertidor boost interleaved	41
3.3	Función del porcentaje de rizado Δi_b para voltaje del bus DC 18V y 48V.	42
3.4	Variación del porcentaje de rizado de corriente en la batería en función de ciclo de trabajo y el porcentaje de desfase.	43

4.1	Respuestas de los sistemas tomados como ejemplo (a) Respuesta del sistema (4.1) usando la ley de control (4.2). (b) Respuesta del sistema (4.1) usando la ley de control (4.3).	46
4.2	Respuestas de los sistemas tomados como ejemplo (a) Respuesta del sistema (4.1) usando la estrategia de conmutación (4.4). (b) Respuesta del sistema (4.1) usando la estrategia de conmutación (4.5).	47
4.3	Respuestas del segundo ejemplo. (a) Respuesta del sistema (4.6) usando la ley de control (4.7) con $k = 4$. (b) Respuesta del sistema (4.6) usando la ley de control (4.7) con $k = -4$	48
4.4	Regiones definidas por las líneas de conmutación.	49
4.5	Respuesta del sistema (4.6) controlado la la función de conmutación (4.8).	49
4.6	Respuesta del controlador SMC para una referencia de 24V	54
4.7	Comparación de la respuesta de un control SMC de un Boost para voltajes de referencia de 24V, 36V y 48V.	55
4.8	Comparación de la respuesta de un control SMC de un Boost para voltajes de referencia de 24V, 36V y 48V.	56
4.9	Dinámica del voltaje del bus y corrientes en el inductor y batería de un convertidor interleaved con el control por modos deslizantes para voltajes de referencia de 24V	62
4.10	Comparación de la dinámica del convertidor interleaved con el control por modos deslizantes para voltajes de referencia de 24V, 36V y 48V.	62
4.11	Respuesta del convertidor Boost y Boost Interleaved bajo los controladores PID y SMC.	63
5.1	Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.	68
5.2	Plataforma experimental (a) diagrama esquemático; (b) Dispositivos experimentales.	69
5.3	Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.	70
5.4	Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.	70
5.5	Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.	71
5.6	Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.	71
5.7	Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.	72
5.8	(a) Esquemático de la plataforma de pruebas experimentales, (b) plataforma física de pruebas experimentales.	73
5.9	Respuesta del convertidor Boost con SMC	74
5.10	Respuesta del convertidor Boost interleaved con SMC	75
5.11	Reducción del rizado de la estrategia propuesta	75
5.12	Comparación de la reducción del rizado (a) modo standby (b) modo carga.	76
5.13	Respuesta del convertidor Boost con SMC.	77
5.14	Comparación convertidor Boost inteleaved y convertidor Boost.	77
5.15	Comparación convertidor Boost inteleaved y convertidor Boost para el caso donde hay energía excedente en el bus DC (Modo carga).	78
5.16	Comparación convertidor Boost inteleaved y convertidor Boost para el caso donde no hay intercambio de energía entre la batería y el bus DC.	78
5.17	Comparación convertidor Boost inteleaved y convertidor Boost para el caso donde hay deficit de energía en el bus DC y energía residual en la batería (Modo descarga).	79

ÍNDICE DE TABLAS

1.1	Comparación de las baterías más utilizadas no basadas en litio (tomada de [7]).	2
1.2	Resumen de los diferentes tipos de modelos, variables y efectos considerados.	13
1.3	Valores de los parámetros del voltaje de la batería del modelo utilizando mínimos cuadrados no lineales	15
1.4	Valores de los parámetros encontrados del modelo de degradación de la capacidad de la batería utilizando mínimos cuadrados no lineales	16
1.5	Valores de los parámetros del voltaje de la batería del modelo utilizando mínimos cuadrados no lineales	16
3.1	Porcentaje de desfase entre los dos rizados de los inductores que permite minimizar el rizado en la batería.	43

INTRODUCCIÓN

La necesidad actual de disminuir la contaminación ambiental causada por los hidrocarburos, ha impulsado el crecimiento en la investigación en diferentes áreas como los vehículos eléctricos (Electric Vehicles - EV) y las redes de generación de energías a partir de fuentes no convencionales. Estas a su vez necesitan del desarrollo de otras tecnologías con el objetivo de mejorar sus propias necesidades como lo son la autonomía, la confiabilidad y la reducción de costos de inversión y mantenimiento [1, 2] y [3].

Una de las tecnologías que más influyen en el desarrollo de las necesidades en estas dos áreas son los sistemas de almacenamiento de energía (Energy Storage System – ESS), especialmente las baterías basadas en Ion-Litio, las cuales son vistas como la tecnología más prometedora en este tipo de aplicaciones, debido a que poseen una alta densidad de potencia y energía, baja tasa de auto-descarga y un mayor número de ciclos de carga con respecto a las baterías basadas en plomo y níquel. Sin embargo, son consideradas elementos críticos de operación debido al gran número de variables que aceleran su deterioro sin importar su tamaño, capacidad o tipo [4]. Este fenómeno de envejecimiento depende de las condiciones de almacenamiento y uso, dentro de las cuales intervienen variables como la temperatura [5], las tasas de carga/descarga, la profundidad de descarga [4] y el rizado en la corriente [4, 6, 7].

Este deterioro es típicamente medido por el índice SOH (State Of Health - estado de salud), el cual mide porcentajes de variación de algunos parámetros de la batería indicado el grado de degradación. El parámetro más utilizado para medir el SOH es la pérdida de capacidad de almacenamiento que ha sufrido la batería durante todo el tiempo de uso. Algunas de las variables que favorecen al deterioro de la batería pueden ser controlados por medio de dispositivos adicionales conocidos como sistema de gestión de batería (Battery Management System - BMS) [8], el cual mantiene las variables que intervienen en el proceso de carga/descarga dentro de los niveles de seguridad recomendados y además genera diagnósticos tempranos que evitan daños irreversibles en el proceso. Sin embargo, hay otras variables las cuales no pueden ser controladas por el BMS, como es el caso del rizado de corriente presente en los dispositivos de potencia o convertidores conmutados usados comúnmente en los procesos de carga/descarga de baterías cuya conexión es mostrada en la **Figura 2.3**, los cuales son los encargados de generar un acople entre los niveles de tensión del ESS y el bus DC y controlar la dinámica de los flujos de potencia con características de sobreimpulsos y tiempos de respuestas deseados dentro de los límites permisibles, evitando deterioro acelerado en el ESS.

Una solución encontrada en la literatura para minimizar el rizado de conmutación es el uso de convertidores elevadores tipo boost en configuración interleaved [9, 10] y [11]. Este convertidor se caracteriza por la conexión en paralelo de dos convertidores boost, para el cual se pueden encontrar diferentes estrategias de control para su regulación de la tensión y corriente. Este convertidor realiza una disminución del rizado de corriente a partir de la suma de las corrientes de cada uno de los convertidores conectados en paralelo, cuyo proceso tiene un mejor rendimiento si cada de una de estas corrientes tiene el mismo nivel promedio, la mismas magnitud de rizado y un desfase exacto entre cada una de estas corrientes. Dicho desfase depende de la relación de elevación de voltaje entrada-salida que este realizando el convertidor. A modo general para un convertidor con un factor de elevación de $MD=N$, se recomienda utilizar N convertidores conectados en paralelo con un desfase de $360/N$ entre las corrientes de cada convertidor. De este modo para un convertidor con un factor de elevación por dos ($MD=2$), se recomienda utilizar 2 convertidores en paralelo con un desfase entre las corrientes del 50 %.

En este caso es necesario implementar una estrategia de control que permitan mantener las condiciones requeridas por el convertidor interleaved para disminuir el rizado de corriente, pero a su vez manteniendo las características básicas de un cargador/descargador de baterías de regular los niveles de tensión y corriente dentro de los umbrales seguros de operación de los tres modos de operación encontrados: modo carga (flujo de

corriente desde el bus DC al ESS), modo descarga (flujo de corriente desde la batería hacia el bus DC) y modo standby (no hay flujo de corriente entre el ESS y el bus), con el objetivo de proteger los dispositivos conectados al sistema de los transitorios de potencia generados por la conexión y desconexión de carga y fuentes. Estas estrategias de control son aplicadas a los dispositivos de potencia, dentro de los cuales el control PID es uno de los más utilizados para el control del sistema de carga de baterías [12], [13] y [14], sin embargo, debido a que las baterías son un sistema que tiene características de no linealidad, variante en el tiempo e incertidumbre en el proceso de carga, se implementa en conjunto una modificación de los parámetros del controlador en línea usando técnicas de autoajuste difuso como se puede ver en [15] y [16], PSO [17] o algoritmos genéticos (Genetic Algorithm – GA) [18], entre otros. No obstante, estas técnicas no garantizan una estabilidad global para cada uno de los parámetros ajustados debido a que típicamente las técnicas de control lineal son diseñadas en torno a un punto de operación de la planta previamente linealizada, por lo cual se ve la necesidad de implementar técnicas no lineales, como es el control por modos deslizantes (SMC, Sliding Mode Control). El SMC proporciona una herramienta poderosa para controlar los convertidores de potencia, debido que no es necesario la linealización y los métodos de diseño de análisis y control se desarrollan en el marco de los modelos no lineales [19], además los convertidores conmutados debido a su característica dinámica generan fácilmente modos deslizantes con trayectorias de estado en las superficies en el estado del sistema, lo cual constituye el principio de operación para los convertidores basados en este método como lo explican los autores en [20].

Actualmente en la literatura se puede encontrar gran cantidad de leyes SMC en aplicaciones de generación de energía o vehículos híbridos y eléctricos con el objetivo de regular el flujo bidireccional de potencia para diferentes sistemas de almacenamiento de energía, con una estabilidad asegurada para cualquier condición de operación como lo exponen [21] a partir de un análisis de Lyapunov. En [22] se utiliza un SMC como estrategia de administración de energía basada en frecuencia de sistemas híbridos (ultracapacitor- batería) en el cual se logra estabilizar el voltaje de salida y minimizar los cambios de corriente de las baterías, teniendo en cuenta las dinámicas y las restricciones energéticas de un vehículo híbrido. Otros trabajos como [14] con el propósito de regular la corriente en las baterías y a la vez minimizar su degradación comparan tres tipos de control (PID, linealización por realimentación y SMC), de lo cual se concluye que el SMC sin necesidad de conocer la dinámica de la batería perfectamente logra el objetivo de control y a su vez presenta una mejor respuesta de los tres frente a las perturbaciones. Otros autores como [23], proponen una superficie deslizante formada por la corriente del ESS, el error y la integral del error del voltaje del bus DC con el objetivo de controlar la tensión para cualquier condición de operación para la carga de una batería por medio de un convertidor DC/DC bidireccional. En [24] definen 4 superficies de conmutación para la regulación de un convertidor Boost cuadrático bidireccional usado como una interfaz de diferentes fuentes de energía tales como celdas de combustible, turbina de viento y cargador/descargador de baterías a un bus de corriente continua, el cual es usado como entrada de un inversor centralizado de una red doméstica. El uso de estas 4 superficies de deslizamiento permite que la etapa de potencia se comporte como una fuente de potencia programable que emule la característica potencia vs voltaje (P-V) de un arreglo fotovoltaico. Los autores [25] presentan un control de fase de conmutación en un convertidor Buck con control en modo corriente deslizante. El control de fase permite el uso de diferentes referencias de fase para disminuir el valor pico en la batería. En [26] proponen un SMC adaptativo (Adaptive Sliding-Mode Control-ASMC) con control de histéresis usado en sistemas de almacenamiento híbridos (Hybrid Energy Storage System - HESS) multi modos para EVs, el cual puede mejorar la estabilidad del sistema bajo diferentes modos de operación y evitar una potencia de salida excesiva de la batería para satisfacer las diferentes demandas de potencia de la carga.

Debido a todo lo anterior, este trabajo propone una estrategia para mitigar los efectos de las variables que no son controladas por el BMS, como es el caso del rizado de corriente, el cual debe ser reducido por medio de la estructura del sistema de carga/descarga, para lo cual se utiliza un convertidor boost en configuración interleaved. Adicionalmente, se propone una estrategia de control no lineal basada en SMC con el objetivo de mantener la estabilidad global en cualquier punto de operación, cumpliendo con los criterios de funcionamiento de los dispositivos conectados al sistema (baterías, cargas y fuentes de potencia), sin importar la no linealidad de la planta.

OBJETIVO GENERAL

Proponer una metodología de optimización de un control de estructura variable de una batería de Ion-Litio con el fin de incrementar su tiempo de vida.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Identificar un modelo que represente el tiempo de vida de la batería de ion de litio con un compromiso adecuado entre complejidad y exactitud.
2. Proponer una estrategia de control por modos deslizantes que permita regular las variables de la batería a un punto de operación dado por la técnica de optimización.
3. Diseñar un procedimiento de optimización para encontrar los parámetros de la superficie de control de estructura variable que afecten directamente el tiempo de vida de la batería de Ion-Litio.
4. Validar la metodología propuesta sobre un sistema de generación y demanda de energía que permita evidenciar el incremento de vida de la batería con respecto a una estrategia de control tradicional.

ESTRUCTURA GENERAL DE LA TESIS

En el primer capítulo se introducen los conceptos básicos de baterías, los modelos más utilizados encontrados en la literatura y la parametrización del modelo seleccionado para el análisis de la influencia del rizado. En el capítulo 2 se presenta el diseño de un control lineal utilizado típicamente para el control de los convertidores boost y convertidor boost interleaved mostrando sus rendimiento y respuesta frente a diferentes perturbaciones.

Posteriormente en el capítulo 3 se presenta la forma de onda de las corriente del convertidor la cual es tratada como una función objetivo para la cual se realiza un análisis de optimización para la minimización de la misma. En la sección 4 se expone la superficie propuesta en este trabajo y se demuestran las condiciones necesarias brindadas por la técnica de control por modos deslizantes y se esquematiza el proceso de parametrización de la superficie de control.

En el capítulo 5 se presentan los resultados al aplicar la estrategia de control diseñada para un caso de estudio definido y se finaliza el documento con las conclusiones y trabajos futuros.

REFERENCIAS

- [1] Jiahao Li and Michael A. Danzer. Optimal charge control strategies for stationary photovoltaic battery systems. *Journal of Power Sources*, 258:365–373, jul 2014.
- [2] Carlos M. Londoño-Parra and José L. Ramírez-Echavarría. Normas de eficiencia energética de motores de inducción, ¿está preparada Latinoamérica? *TecnoLógicas*, (30):117, jun 2013.
- [3] M.A. Hannan, F.A. Azidin, and A. Mohamed. Hybrid electric vehicles and their challenges: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 29:135–150, jan 2014.
- [4] M. R. Palacin and A. de Guibert. Why do batteries fail? *Science*, 351(6273):1253292–1253292, feb 2016.
- [5] O. Erdinc, B. Vural, and M. Uzunoglu. A dynamic lithium-ion battery model considering the effects of temperature and capacity fading. In *2009 International Conference on Clean Electrical Power*, pages 383–386. IEEE, jun 2009.
- [6] Phatiphat Thounthong, Stephane Raël, and Bernard Davat. Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 193(1):376–385, aug 2009.
- [7] M Uno and K Tanaka. Influence of High-Frequency Charge–Discharge Cycling Induced by Cell Voltage Equalizers on the Life Performance of Lithium-Ion Cells. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(4):1505–1515, may 2011.
- [8] Habiballah Rahimi-Eichi, Unnati Ojha, Federico Baronti, and Mo-Yuen Chow. Battery Management System: An Overview of Its Application in the Smart Grid and Electric Vehicles. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 7(2):4–16, jun 2013.
- [9] R. Giral, L. Martinez-Salamero, and S. Singer. Interleaved converters operation based on cmc. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(4):643–652, Jul 1999.
- [10] S. Vijayalakshmi, E. Arthika, and G. Shanmuga Priya. Modeling and simulation of interleaved Buck-boost converter with PID controller. In *2015 IEEE 9th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, pages 1–6. IEEE, jan 2015.
- [11] H.M. Mallikarjuna Swamy, K.P. Guruswamy, and S.P. Singh. Design, Modeling and Analysis of Two Level Interleaved Boost Converter. In *2013 International Conference on Machine Intelligence and Research Advancement*, pages 509–514. IEEE, dec 2013.
- [12] N. S. Srivatchan, P. Rangarajan, and S. Rajalakshmi. Robust PI Controller for Frequency Stabilisation of Islanded Microgrid Operation using Battery Energy Storage System. *Indian Journal of Science and Technology*, 8(29), nov 2015.
- [13] M. Imran Shahzad, Shahid Iqbal, and Soib Taib. LLC series resonant converter with PID controller for battery charging application. In *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, pages 84–89. IEEE, oct 2014.
- [14] Johanna L. Mathieu and Joshua A. Taylor. Controlling nonlinear batteries for power systems: Trading off performance and battery life. In *2016 Power Systems Computation Conference (PSCC)*, pages 1–7. IEEE, jun 2016.
- [15] H. Wang, F. Zhang, P. Liu, and G. Li. Test system design of lithium battery based on fuzzy self-tuning pid control. In *2014 8th International Conference on Future Generation Communication and Networking*, pages 96–99, Dec 2014.
- [16] K. F. Hussein, I. Abdel-Qader, and M. K. Hussain. Hybrid fuzzy pid controller for buck-boost converter in solar energy-battery systems. In *2015 IEEE International Conference on Electro/Information Technology (EIT)*, pages 070–075, May 2015.

- [17] A. M. Sharaf and A. A. El-Gammal. A novel pso-based hybrid pv-fc-diesel-battery electric pid-controller drive system for electric vehicle traction. In *2010 IEEE Electrical Power Energy Conference*, pages 1–6, Aug 2010.
- [18] J. j. Zhu, C. Chen, J. Xu, and Y. Yao. A battery charge and discharge device using pid genetic algorithm based on pwm rectifier. In *2010 International Conference on E-Product E-Service and E-Entertainment*, pages 1–4, Nov 2010.
- [19] H. Sira-Ramirez, G. Escobar, and R. Ortega. On passivity-based sliding mode control of switched DC-to-DC power converters. In *Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 3, pages 2525–2526. IEEE.
- [20] L. Martinez-Salamero, A. Cid-Pastor, R. Giral, J. Calvente, and V. Utkin. Why is sliding mode control methodology needed for power converters? In *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*. IEEE, sep 2010.
- [21] M.Y. Ayad, M. Becherif, and A. Henni. Vehicle hybridization with fuel cell, supercapacitors and batteries by sliding mode control. *Renewable Energy*, 36(10):2627 – 2634, 2011.
- [22] J. Snoussi, S. Ben Elghali, R. Outbib, and M. F. Mimouni. Sliding mode control for frequency-based energy management strategy of hybrid storage system in vehicular application. In *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pages 1109–1114, June 2016.
- [23] Sergio Ignacio Serna-Garcés, Daniel Gonzalez Montoya, and Carlos Andres Ramos-Paja. Sliding-mode control of a charger/discharger dc/dc converter for dc-bus regulation in renewable power systems. *Energies*, 9(4):245, 2016.
- [24] H. Valderrama-Blavi, J. M. Bosque, F. Guinjoan, L. Marroyo, and L. Martinez-Salamero. Power adaptor device for domestic dc microgrids based on commercial mppt inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(3):1191–1203, March 2013.
- [25] B. Labbe, B. Allard, X. Lin-Shi, and D. Chesneau. An integrated sliding-mode buck converter with switching frequency control for battery-powered applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(9):4318–4326, Sept 2013.
- [26] B. Wang, J. Xu, R. J. Wai, and B. Cao. Adaptive sliding-mode with hysteresis control strategy for simple multimode hybrid energy storage system in electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(2):1404–1414, Feb 2017.

1

BATERÍAS DE ION-LITIO

Contenido

1.1	Conceptos preliminares de baterías	2
1.2	Modelos de baterías	8
1.2.1	Modelo de circuito equivalente	9
1.2.2	Modelos térmicos	10
1.2.3	Modelos electroquímico	10
1.2.4	Modelo basado en redes neuronales	12
1.3	Parametrización del modelo	14
1.3.1	Simulación y caracterización del modelo parametrizado	16
1.4	Conclusiones	17
	Referencias	18

El creciente interés en las energías renovables y los vehículos híbridos y eléctricos trae consigo nuevos retos en diferentes áreas como los sistemas de almacenamiento de energía (Energy Storage System – ESS), entre ellos las baterías, las cuales son fundamentales para una extensión de la autonomía e incremento en la confiabilidad. Las baterías de Ion-Litio actualmente son vistas como las más prometedoras en este tipo de aplicaciones, debido a que poseen una alta densidad de potencia y energía, baja tasa de auto-descarga y un mayor número de ciclo de durabilidad con respecto a las baterías basadas en plomo y níquel. Sin embargo, actualmente son consideradas elementos críticos debido a que su implementación y uso conlleva a un incremento en los costos de inversión y mantenimiento, ya que su deterioro es acelerado por un gran número de variables (temperatura [1], tasas de carga/descarga, profundidad de descarga [2], el rizado en la corriente [3], [4], derivadas de corriente [5], entre otras [2]). El impacto de estas variables sobre la batería ha sido modelado por algunos autores con el objetivo de buscar estrategias que permitan extender su uso. Adicionalmente los modelos son utilizados para la prueba de estrategias de control y gestión, donde simulaciones de procesos que duran años, pueden ser obtenidos en pocos minutos.

Para este trabajo se busca encontrar un modelo de una batería de Ion-Litio que permita realizar un análisis del rendimiento de la estrategia propuesta, para lo cual se realiza un estudio de los modelos más utilizados en la literatura. Una vez seleccionado el modelo de la batería se realiza un proceso de parametrización, el cual permite ajustar las variables del modelo para obtener un comportamiento lo más cercano al real bajo las mismas condiciones de uso.

Este capítulo presenta una descripción más detallada de las baterías de Ion-Litio, iniciando con la introducción de los conceptos básicos, seguido con la presentación de los modelos mas utilizados en la literatura y

finalizando con la parametrización del modelo seleccionado para el análisis de la estrategia presentada en este trabajo.

1.1. CONCEPTOS PRELIMINARES DE BATERÍAS

Las baterías son dispositivos que por medio de una reacción electroquímica de reducción y oxidación (redox), transforma la energía química en eléctrica y viceversa en el caso de baterías secundarias (recargables) [6]. En la actualidad se puede encontrar un gran número de tipos de baterías con diferentes características las cuales dependen de los componentes activos de fabricación, como son la energía específica, la densidad de energía, la potencia específica, densidad de potencia, voltaje nominal, ciclo de vida, auto-descarga, entre otras, las cuales son definidas a continuación:

- **Energía específica (Wh/kg):** Es la cantidad de energía por unidad de peso que puede entregar una batería.
- **Densidad de energía (Wh/L):** Es la cantidad de energía por unidad de volumen que puede entregar una batería.
- **Potencia específica (W/kg):** Determina la cantidad de potencia por unidad de peso que puede almacenar una batería.
- **Densidad de potencia (W/L):** Determina la cantidad de potencia por unidad de volumen que puede entregar una batería.
- **Voltaje nominal por celda (V):** Es el voltaje máximo por celda logrado en la fabricación.
- **Ciclo de Vida:** Indica el número de ciclos de carga-descarga al que se puede someter una batería manteniendo las características originales dentro de variaciones mínimas.
- **Auto-descarga:** Indica la pérdida de carga que puede sufrir una batería en circuito abierto.

Las baterías comúnmente usadas como sistemas de almacenamiento de energía excluyendo la baterías basadas en litio son comparadas en [7], donde se observa algunas características presentadas por estas tecnologías como se muestra en la **Tabla 1.1**.

	Plomo Ácido	Níquel Cadmio	Níquel Metal Hidruro	Sodio-Sulfuro	Cloruro Sodio Níquel
Descripción Química	PbA/LAB	NiCd	NiMh	NaS	NaNiCl
Energía específica (Wh/kg)	30-40	40-60	30-80	90-110	100-120
Densidad de Energía (Wh/L)	60-70	50-150	140-300	345	160-190
Potencia específica (W/kg)	60-180	150	250-1000	150-160	150
Densidad de Potencia (W/L)	100	210	400	-	-
Voltaje Nominal por celda (V)	2.0	1.2	1.2	2.0	2.6
Ciclo de vida	300-800	1000-2000	500-1500	1000-2500	1000
Auto-descarga (% por mes)	3-5%	20%	30%	0%	0%
Rango temperatura de operación (C°)	-20 a +60	-40 a +60	-20 a +60	300 a 400	300 a 400
Costo en dolares (por kWh)	\$150-\$200	\$400-\$800	\$200-\$300	\$350	\$100-\$300
Mantenimiento	3-6 meses	30-60 días	60-90 días	ninguno	ninguno

Tabla 1.1: Comparación de las baterías más utilizadas no basadas en litio (tomada de [7]).

En esta tabla se puede observar que las baterías de plomo ácido presentan bajos niveles de energía específica, ciclo de vida y costo. Otras baterías como las basadas en níquel poseen el voltaje nominal más bajo con 1.2 V, lo que obliga a utilizar una cantidad mayor de baterías para igualar los niveles de tensión logrados por las otras tecnologías, adicionalmente presenta las tasas de auto-descarga más altas y un periodo de mantenimiento más corto. Por último, las baterías basadas en sodio presentan un costo inferior a las basadas en níquel y una energía específica mayor, sin embargo, requieren operar a muy altas temperaturas con el objetivo de mantener los electrólitos de sodio (sal) en estado líquido [7].

Las baterías de Ion-Litio han logrado sustituir a otras tecnologías debido a las altas prestaciones que presentan, llegando a ser la celda de mayor volumen fabricada en el mundo con alrededor de 660 millones de celdas cilíndricas y 700 millones de pequeñas celdas de polímero fabricadas anualmente en el 2013 [7]. Dentro de las características más importantes de esta tecnología se encuentra que presentan una mayor densidad de energía y un voltaje por celda típico de operación entre 2.2 y 3.8 V, lo que permite reducir el espacio y el peso del pack de esta tecnología. Además, algunos tipos de baterías de Ion-Litio presentan tasas de auto-descarga entre el 1-5 % por mes y un ciclo de vida por el orden de los miles. La **Figura 1.1** compara algunas características de potencia específica, energía específica, costo por kWh, Ciclo de vida, tasa de auto descarga y seguridad en una escala de 1: insegura, 2: poco segura, 3: inestable, 4: segura, 5: muy segura.

Dentro de esta caracterización se encuentra que las baterías de litio níquel manganeso cobalto ($Li_4Ti_5O_{12}$, **NMC**) tienen la mayor potencia específica en W/kg , seguridad aceptable, pero igualmente su costo por kWh se encuentra alrededor de los 480 dolares. El precio más bajo lo presentan las baterías de litio cobalto-oxido ($LiCoO_2$, **LCO**) con un promedio de 240 dolares por kWh, pero adicional presentan inestabilidad en su seguridad e índices bajos en el ciclo de vida y la potencia específica. Las baterías de litio manganeso oxido ($LiMn_2O_4$, **LMO**) y litio níquel cobalto aluminio ($LiNiCoAlO_2$, **NCA**) igualmente presentan una seguridad inestable, lo cual las hace menos llamativas en comparación con otros tipos. También se puede observar que la batería con mayor ciclo de vida y una seguridad alta es la titanato de litio ($Li_4Ti_5O_{12}$, **LTO**), sin embargo las características de auto-descarga (la más alta con 10%), costo por kWh (600 dolares), potencia específica (750 W/kg) y energía específica (70 Wh/kg) generan desventajas en este tipo de batería. Finalmente se encuentra la batería de litio-fer-fosfato ($LiFePO_4$, **LFP**) la cual presenta un equilibrio en todas las características, haciéndola el tipo de batería más llamativo y más usada debido a características como bajo rango de auto-descarga, una alta potencia específica, alta seguridad y un precio promedio de 360 dolares por kWh.

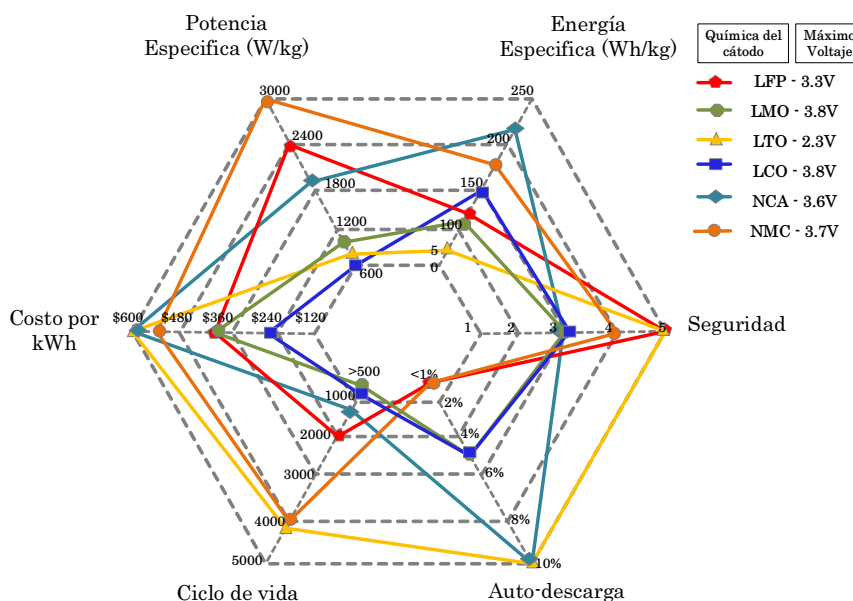


Figura 1.1: Comparación baterías de Ion-Litio

A pesar de que las baterías de Ion-Litio entregan mejores prestaciones comparadas con las otras tecnologías, su implementación continúa siendo problemática, debido a algunos temas que todavía no se han resuelto tales como su costo, la temperatura operativa y la disponibilidad de materiales. Además si son expuestas a condiciones de sobrecarga, sobredescarga y sobrecalentamiento pueden causar una reducción considerable de su ciclo de vida e incluso disminuir su seguridad, por este motivo es requerido un sistemas que determine la existencia de las condiciones de operación seguras definidas por la tecnología, genere diagnósticos de fallas y gestione el rendimiento de la batería, el cual es conocido como sistema de gestión de la batería (Battery Management System - BMS) [8], cuyas funciones principales se muestran en la **Figura 1.2**. Para lograr esto el BMS cuenta con sensores que le permiten medir el voltaje, la corriente y la temperatura y a partir de estas medidas realizar una estimación del estado de carga (State Of Charge - SOC), estimación del estado de salud (State Of Health - SOH), control de tasa de carga y descarga (C), profundidad de descarga (Depth Of Discharge - DOD) y control térmico de operación, las cuales se definen a continuación:

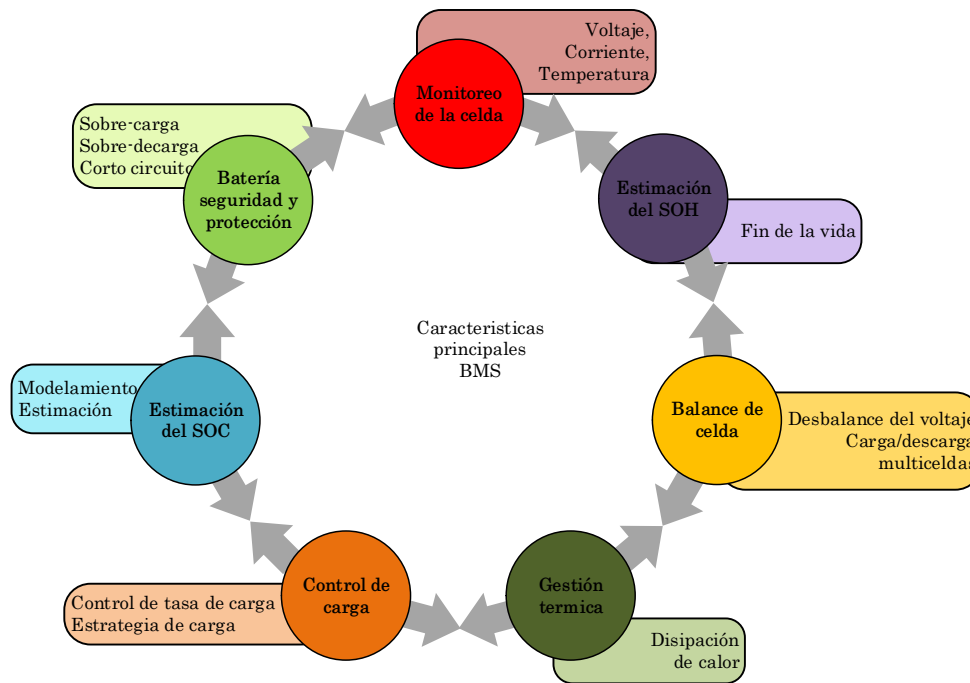


Figura 1.2: Características principales BMS.

Capacidad (Q): La capacidad indica la cantidad de carga que puede suministrar o aceptar una batería, expresada en amperios-hora (Ah). Una batería de 2Ah puede entregar una corriente constante de 2A en un intervalo de una hora o 1A en el intervalo de dos horas.

SOC: Se refiere a el porcentaje de la capacidad restante (Q_{rem}) en la celda con respecto a la capacidad máxima disponible (Q_{max}), ecuación (1.1).

$$SOC = \frac{Q_{rem}}{Q_{max}} * 100\% \quad (1.1)$$

Donde:

Q_{rem} : Capacidad restante.

Q_{max} : Máxima capacidad permitida por la celda.

Para calcular la capacidad entregada o aceptada por la batería en un instante de tiempo se calcula la integral de la corriente a lo largo de un determinado periodo de tiempo, ecuación (1.2).

$$Q = \int_{t1}^{t2} i dt \quad (1.2)$$

SOH: El SOH es uno de los índices encontrados en la literatura más utilizado para medir el porcentaje de vida que le queda a la batería, sin embargo, no existe un consenso en la comunidad científica sobre cómo medir el SOH. Algunos autores consideran el aumento de la resistencia interna [9] y otros la pérdida de capacidad de almacenamiento de carga que sufre la batería con respecto a su capacidad nominal (batería nueva) [10], como se expresa en la ecuación (1.3).

$$SOH = \frac{Q_{max}}{Q_{nom}} = \frac{Q_{nom} - Q_{fade}}{Q_{nom}} \quad (1.3)$$

Donde:

Q_{max} : Máxima capacidad de carga permitida por la celda envejecida.

Q_{nom} : Máxima capacidad de carga de la celda nueva.

$Q_{max} = Q_{nom}$ cuando la celda esta nueva.

Q_{fade} : Capacidad perdida.

Índice C: Indica la razón de carga o descarga expresada en amperios, donde 1C equivale a la capacidad nominal de la batería en Ah [11], en este caso una batería con un capacidad de 50Ah que se descarga a 0.2C o 0.5C es descargada a 10A y 25A respectivamente.

DOD: Este indicador relaciona la capacidad entregada por la batería con la capacidad nominal de la misma. En otras palabras, indica el porcentaje de capacidad que ha entregado la batería en el proceso de descarga. Por ejemplo una batería con capacidad nominal de 200Ah y un profundidad de descarga del 90%, indica que se han descargado 180Ah y solo restan por descargar 20Ah [11].

Debido a que las baterías tienen una esperanza de vida relativamente corta en comparación con otros elementos electrónicos, es considerada un elemento crítico dentro de los sistemas que requieren su función de almacenar energía. En algunas aplicaciones la reducción de la capacidad por debajo del 80% al 70% determina el fin de la vida de la batería. Por este motivo se han realizado estudios con el fin de mitigar el deterioro de la batería, lo cual a su vez permite aumentar la confiabilidad de los sistemas y reducir los costos generados por su sustitución. Algunos investigadores como Palacin y de Guibert en [2] y Barré en [12], han estudiado las causas del deterioro de las baterías y como estas acortan su tiempo de vida. Las principales causas del envejecimiento de la batería están categorizadas en envejecimiento natural y por ciclos. El envejecimiento natural corresponde a los fenómenos y consecuencias del almacenamiento de la batería, el cual es impactado directamente por las condiciones de temperatura y el SOC con el que se almacena el dispositivo, mientras el envejecimiento por ciclos o calendario se asocia con el impacto de las condiciones de uso de la batería, las cuales son consecuencia directa del nivel, el modo de uso, las condiciones de temperatura y las demandas de corriente. Dentro de las condiciones de operación más influyentes en el deterioro de la batería se encuentran:

- **Ciclo de carga/descarga:** Cada vez que se carga la batería la capacidad máxima de almacenamiento se reduce ligeramente. En [13] presentan la disminución de la capacidad máxima de la batería con respecto al aumento del número de ciclos de carga y descarga como se puede ver en la **Figura 1.3**.

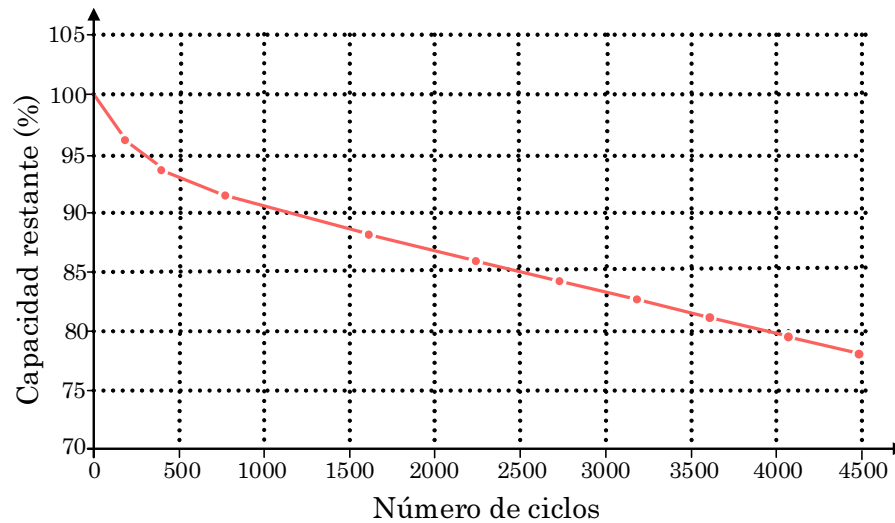


Figura 1.3: Número de ciclos vs pérdida de capacidad. Adaptada de [13].

- **Temperatura:** Estudios encontrados en la literatura presentan que el aumento de la degradación de la batería aumenta conforme aumenta la temperatura de operación, siendo la causa de la mayor tasa de reacciones secundarias que tienen lugar tanto en el envejecimiento natural como el cíclico. La **Figura 1.4** muestra los efectos de la temperatura sobre el envejecimiento de las baterías de Ion-Litio, en la cual se puede observar que para temperaturas por encima de los 25° C a una misma tasa de carga/descarga (1C para este caso) el deterioro es acelerado.

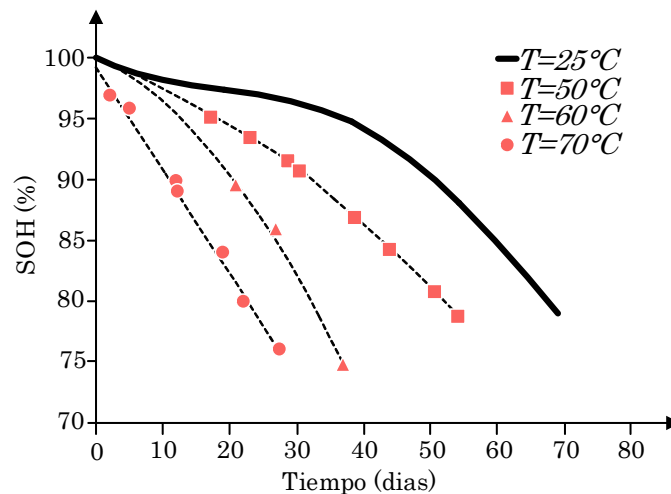


Figura 1.4: SOH como función del tiempo para una celda de ion-litio descargada a 1C a diferentes temperaturas. Adaptada de [2].

- **Altas tasas de carga/descarga:** El aumentar el índice C de igual forma aumenta el deterioro de la batería. La **Figura 1.5** presenta la pérdida de capacidad a diferentes tasas de descarga, en la cual se ve que para tasas mayores la pérdida de capacidad es mayor con respecto pasa el tiempo [13].

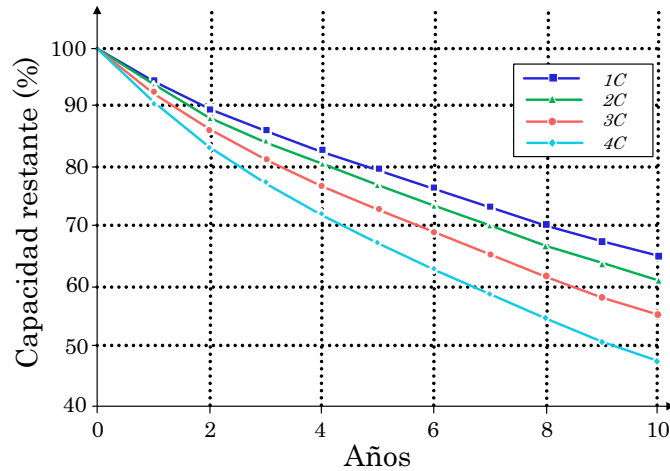


Figura 1.5: Experimento de degradación a varias tasas C de descarga. Adaptada de [13].

- **Profundidad de descarga:** Las baterías que trabajan a ciclos de descarga más profundos contarán con un número de ciclos de carga/descarga menor como se muestra en la **Figura 1.6**. Igualmente, el exceso de carga y el exceso de descarga causa daños internos permanentes en la batería acelerando las tasas de pérdida de capacidad.

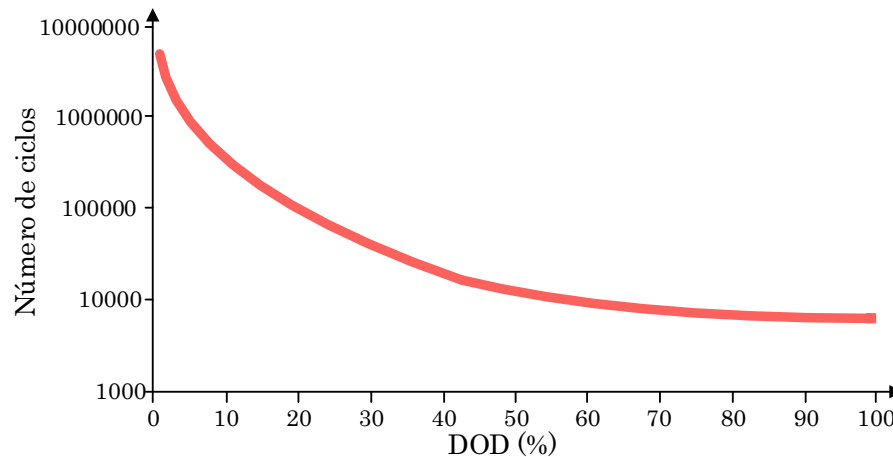


Figura 1.6: Ciclo de vida como función del DOD para baterías de ion-litio operando a 25 ° C. Adaptada de [2].

- **Estado de carga SOC:** La tasa de pérdida de la capacidad de la batería se incrementa con niveles altos de SOC y se reduce para niveles de SOC inferiores como muestra la **Figura 1.7**.

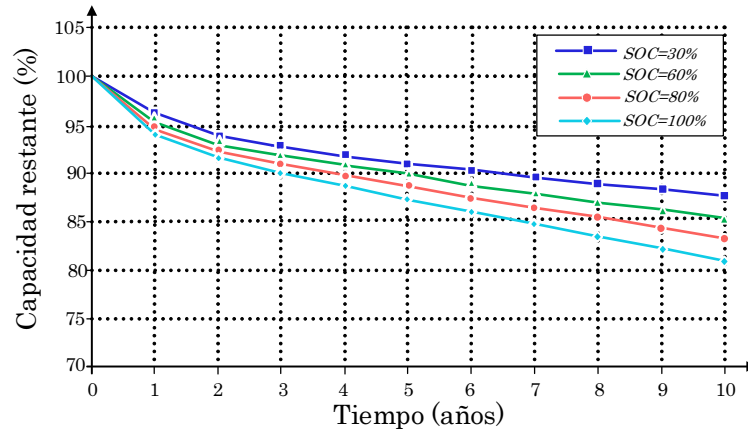


Figura 1.7: Experimento envejecimiento calendario vs SOC. Adaptada de [13].

Finalmente, estos análisis determinan la necesidad de controlar y mitigar dichos factores con el objetivo de disminuir los efectos adversos que generan en la batería y a su vez obtener el rendimiento esperado, donde no se afecte la confiabilidad, autonomía del sistema y no se eleven los costos debido a fallas y deterioro de estos elementos. Así mismo, para realizar análisis detallado de su dinámica, los efectos generados en el SOH por nuevos sistemas de control y gestión y su respuesta en diferentes entornos de implementación, se han planteado modelos matemáticos en la literatura para ser utilizados principalmente en entornos de simulación, permitiendo a su vez la obtención de resultados en cortos periodos de tiempo y experimentaciones preliminares con riesgos mínimos de fallas por errores en los procesos de diseño. Igualmente, estos modelos son utilizados en algunos BMS y dispositivos de medición de SOC y SOH con el objetivo de generar diagnósticos tempranos de posibles fallas en el sistema. En el siguiente capítulo se presentan algunos de los modelos más utilizados encontrados en la literatura.

1.2. MODELOS DE BATERÍAS

Un gran número de modelos de baterías pueden ser encontrados en la literatura, los cuales dan diferentes niveles de prestaciones dependiendo del propósito o requerimiento de sus implementaciones. Dentro de las variables incluidas en los modelos se encuentra la corriente, autodescarga, pérdidas óhmicas, los ciclos de carga/descarga, histéresis electroquímica, SOC, temperatura, SOH, entre otras, donde algunos modelos pueden estudiar una o múltiples de estas variables y de esta forma alcanzar una exactitud deseada.

Los modelos más completos presentan dentro de sus expresiones el comportamiento dinámico de las variables eléctricas y las variaciones de estas conforme la batería va sufriendo el proceso de envejecimiento natural. La investigación sobre los mecanismos de envejecimiento es un proceso complejo debido a que son diversas las causas que intervienen en el proceso de envejecimiento de una batería las cuales ocurren en la misma escala de tiempo. Desde los procesos químicos se ha identificado los mecanismos que afectan los componentes activos de la batería principalmente el ánodo y el cátodo los cuales difieren significativamente. Dentro de los efectos de envejecimiento causados en el ánodo el más dominante es la formación de una interfaz de electrolito sólido (Solid Electrolyte Interface - SEI), el cual es una película a escala nanométrica generada debido a la descomposición del electrolito, causando un significativo incremento en la resistencia interna de la batería. Otros efectos como la pérdida de litio en el carbón activo y la metalización de litio contribuyen a un acelerado envejecimiento causando pérdidas de capacidad y potencia [2]. Por otra parte, los materiales del cátodo son afectados significativamente por tres principios básicos: cambios estructurales durante los ciclos de carga, descomposición

química o reacción de disolución y modificación de la película superficial como es explicado en [14].

Los modelos encontrados en la literatura pueden ser clasificados de acuerdo a los enfoques de modelado en: circuito equivalente, térmicos, modelo electroquímico simplificado y los basados en redes neuronales [15].

1.2.1. MODELO DE CIRCUITO EQUIVALENTE

La construcción de los modelos basados en circuitos equivalentes esta basado en el uso de elementos eléctricos como fuentes de voltaje, resistencias, capacitores, entre otros. El modelo más sencillo encontrado en este tipo trata la batería como una fuente de tensión DC, donde se supone una energía infinita y se desprecia la característica de descarga presente en una batería, conocido igualmente como modelo ideal [16]. El modelo simple de la **Figura 1.8(a)** incluye las pérdidas generadas por la resistencia interna de la batería R_{int} , simuladas por medio de adicionar a la fuente de tensión una resistencia en serie, la cual genera un perdida de tensión proporcional a la corriente de operación [16]. Si se requiere diferenciar las pérdidas de carga y descarga es adicionada una segunda resistencia como se propone en [17], sin embargo el modelo desprecia el comportamiento transitorio de la batería como también considera una energía infinita.

Otros modelos incluyen las dinámicas de las baterías como es el caso del modelo de Thevenin, el cual está compuesto por una fuente de tensión V_{oc} , en serie con una resistencia R_{int} y la resistencia R_1 en paralelo con el capacitor C_1 como se observa en la **Figura 1.8(b)** presentado por [18]. Modificaciones de este circuito han sido propuestas con el objetivo de mejorar la precisión para lo cual se adicionan más pares RC en serie como en [19], en el cual presentan una ecuación general para un modelo con N pares RC los cuales deducen que la relación complejidad vs precisión es bajo, determinando así que un circuito con dos paralelos representa un buen comportamiento de la celda (**Figura 1.8(c)**).

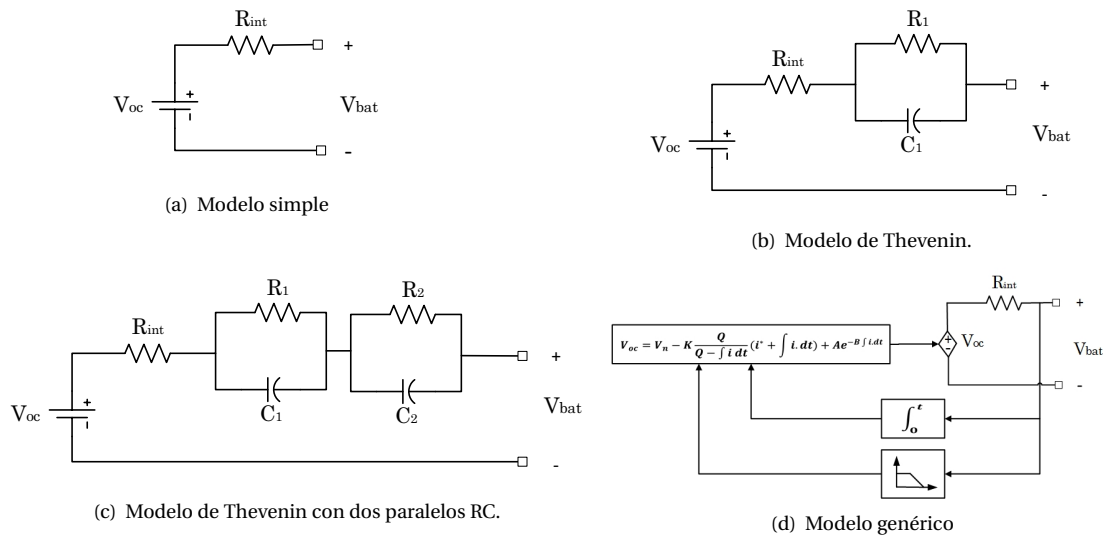


Figura 1.8: Modelos de circuito equivalente de una batería.

Otros efectos han sido incluidos en los modelos como la autodescarga presente en baterías de plomo ácido y níquel-metalhidruro, el cual es simulado a partir de una resistencia R_{sdis} dispuesta en paralelo con la fuente de tensión como presentan [20] y [21]. Otros modelos incluyen las dinámicas de carga y descarga y la influencia debido al SOC. Para lograr esto algunos autores a partir del modelo simple o el modelo de Thevenin proponen actualizar el valor de R_{int} , el voltaje de circuito abierto V_{oc} o ambos en función de SOC como se propone en [22], [23] y [20] respectivamente, y en [24] adicionalmente se incluye el efecto de la temperatura sobre el cambio de estos parámetros. Diferentes métodos se han propuesto para la parametrización de estos modelos como el diagrama de Nyquist [25], red neuronal de Hamming [26], algoritmos genéticos multiobjetivos (Multi Objective

Genetic Algorithm - MOGA) [27], entre otros. El modelo presentado en [23] es un modelo genérico para baterías de plomo ácido, níquel cadmio, níquel metalhidruro y Ion-Litio utilizado en varios software de simulación como Matlab y PSIM el cual se muestra en la **Figura 1.8(d)**.

1.2.2. MODELOS TÉRMICOS

Uno de los parámetros que tiene una mayor influencia en el comportamiento de la batería es la temperatura, la cual se debe de mantenerse dentro de una región segura de funcionamiento. Medir la temperatura interna de cada una de las celdas de una batería es un actividad ideal para asegurar niveles de seguridad adecuados, sin embargo con el objetivo de disminuir los costos de implementación se han propuesto ubicar sensores externamente a una o más celdas por modulo y por medio de un preciso modelo térmico predecir la temperatura de la batería bajo diferentes condiciones permitiendo de esta forma utilizar una menor cantidad de sensores [28] y [29]. Modelos más precisos basados en sistemas de ecuaciones con derivadas parciales han sido propuestos, cuya implementación es realizada utilizando software especializados como ADVISOR (basado en Matlab/simulink) [30], Modelica [31] y COMSOL Multiphysics [32] debido a que requieren altas capacidades de procesamiento y memoria, motivo por el cual son modelos poco utilizados en los BMS para aplicaciones reales.

Otros modelos encontrados en la literatura permiten estimar la influencia de esta sobre el SOC, el DOD, el voltaje en lo terminales de la batería [33] y el tiempo de vida de la batería [34] a partir de la medida de temperatura de funcionamiento, donde el modelo de Arrhenius es uno de los más utilizados.

MODELO DE ARHENIUS

En [34] se propone cuantificar la pérdida de capacidad de la batería en función de la temperatura basado en la ley de Arrhenius expresada en la ecuación (1.4), la cual representa la cinética de los procesos químicos para las reacciones secundarias no deseadas tales como la formación de SEI:

$$\xi = A \cdot \exp\left(\frac{E_a}{R \cdot T}\right) \cdot n^z \quad (1.4)$$

donde ξ es el porcentaje de pérdida de capacidad relativa de la batería, A constante, E_a energía de activación en $J \cdot mol^{-1}$, R constante de gas con unidades de $J/(mol^{-1}K)$, T temperatura en Kelvin, n número de ciclos y z factor de ley de potencia.

Cabe aclarar que los modelos térmicos son poco profundizados en este trabajo debido a que la variable no es seleccionada como objeto de estudio, sin embargo, se tiene en cuenta los límites de temperatura máximos de la batería para tener las precauciones necesarias en el proceso de implementación de las mismas.

1.2.3. MODELOS ELECTROQUÍMICO

Los modelos electroquímicos utilizan métodos matemáticos para describir el proceso de reacción interno de una batería, donde el efecto Peukert es ampliamente considerado, el cual expone que la capacidad de la batería disminuye con el incremento de la corriente de carga/descarga. Otros efectos son igualmente incorporados con el objetivo de tener modelos mucho más reales del proceso de simulación de un batería.

MODELO DE SHEPHERD

El modelo de Shepherd describe la actividad química por medio de el voltaje y la corriente de la batería como se expresa en la ecuación (1.5).

$$E_t = E_o - R_i \cdot I - K_i \left(\frac{1}{1-f}\right) \quad (1.5)$$

donde E_t es el voltaje en los terminales de la batería, E_o es el voltaje de circuito abierto de la batería completamente cargada, R_i la resistencia interna, K_i la resistencia de polarización, I el transiente de corriente y f la capacidad de descarga neta calculada de acuerdo con el método de integración Ah.

En [35] presenta una variación del modelo de Shepherd donde se incluyen los efectos de la temperatura, el voltaje de circuito abierto, pérdidas óhmicas, constantes del tiempo de polarización e histéresis electroquímica. El mismo autor en [36] realiza la parametrización de este modelo utilizando un filtro Kalman extendido (Extended Kalman Filter - EKF).

Algunos trabajos encontrados en la literatura han tratado de relacionar como estos mecanismos son acelerados debido a las variables eléctricas y térmicas, con el objetivo de mitigar el envejecimiento. Para ello algunos autores han propuesto algunos modelos que permitan probar diferentes estrategias que permiten extender el tiempo de vida de las baterías.

LEY DE BLOOM Y ECUACIÓN DE ARHENIUS

La ecuación de Arhenius ha sido utilizada en otros trabajos como en [37] en combinación con la ley de potencia de Bloom, donde proponen la ecuación (1.6) basada en los análisis de los efectos causados por la temperatura, tasas de descargas altas y bajas y el tiempo sobre la capacidad perdida de las baterías:

$$Q_{perdida} = B \cdot \exp\left(\frac{31700+370.3 \cdot C_{rate}}{R \cdot T}\right) A_h^z \quad (1.6)$$

donde $Q_{perdida}$ es la capacidad perdida de la batería [%], B factor pre-exponencial, E_a energía de activación en $Jmol^{-1}$, R constante de gas con unidades de $J/(mol^{-1}K)$, T temperatura en Kelvin, A_h es el rendimiento de $Ah=(\text{Número de ciclo}) \times (\text{DOD}) \times (\text{capacidad máxima de la celda})$, DOD profundidad de descarga y z factor de ley de potencia.

Otros autores han incluido diferentes parámetros en el modelo como se observa en [38] donde a partir de un EKF calcula el valor de los elementos del circuito de Thevenin en función de la corriente, la temperatura, el SOC y el SOH, con el objetivo de predecir el SOH de baterías reales.

MODELO DE BATERÍA CINÉTICA - KiBAM

En [39] proponen el modelo de batería cinética (Kinetic Battery Model - KiBaM), el cual es desarrollado a partir del análisis de la cinética del proceso químico de las baterías, propuesto inicialmente para baterías de plomo ácido y extendido en [40, 41] para baterías del Ion-Litio. Este modelo trata la batería como dos tanques de almacenamiento de líquido como se muestra en la **Figura 1.9**. Uno de los tanques denominado “carga habilitada” almacena la carga convertida en energía eléctrica por medio del proceso de oxidación y el otro tanque denominado “carga limitada” contiene la energía disponible en forma química. Estos dos tanques están conectados por medio de la conductancia k' , la cual corresponde a la tasa constante del proceso químico de reacción/difusión por el que la carga limitada llega a ser habilitada. Cada tanque tiene una profundidad igual pero un ancho diferente c y $(1 - c)$ para la carga habilitada y limitada respectivamente, cuya suma debe ser igual a la capacidad máxima la cual es 1 para una batería nueva.

Las ecuaciones (1.7) - (1.10) describen el comportamiento del modelo:

$$\dot{x}_1 = -k'((1 - c) \cdot x_1 - c \cdot x_2) - i \quad (1.7)$$

$$\dot{x}_2 = k'((1 - c) \cdot x_1 - c \cdot x_2) \quad (1.8)$$

$$\dot{x}_3 = -f(x_1, x_2, x_3, i) \cdot x_3 \quad (1.9)$$

$$v_{bat} = v_{oc}(x_1) - r \cdot i \quad (1.10)$$

donde x_1 es la carga habilitada, x_2 es la carga limitada, x_3 es la capacidad de la batería, (i) es la corriente de la batería y v_{bat} es el voltaje en los terminales el cual está en función del voltaje de circuito abierto, la resistencia interna r y la corriente. La ecuación (1.9) describe el proceso de degradación que sufre la batería debido a su funcionamiento, donde f es conocida como función de degradación expresada en (1.11), en la cual se tiene en cuenta dos variables **I**) la diferencia entre el estado de carga de la batería SOC y el estado de carga óptimo d_2 y **II**) la corriente de la batería i . Estos dos términos son elevados al cuadrado y multiplicados por el factor de degradación d_1 y d_3 los cuales se pueden entender como el peso o influencia de cada uno de las variables del sistema a la degradación de la batería.

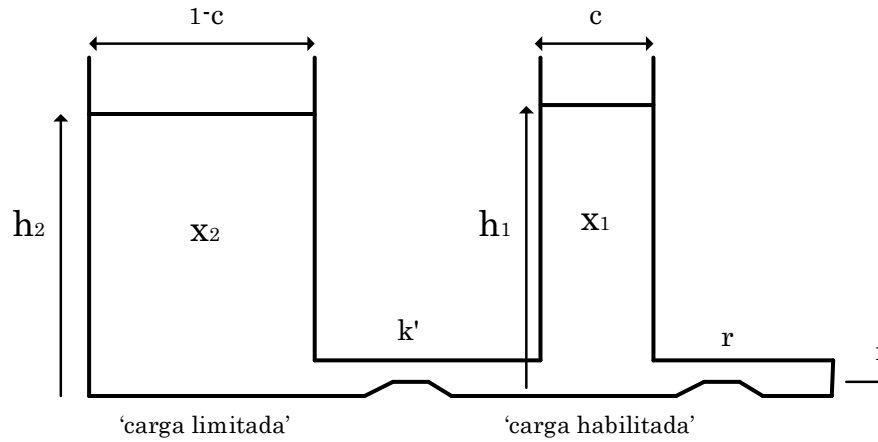


Figura 1.9: Modelo de batería cinético (KiBaM)

$$f(x_1, x_2, x_3, i) = d_1 \cdot (SOC - d_2)^2 + d_3 \cdot i^2 \quad (1.11)$$

$$v_{oc}(x_1) = e_1 \cdot x_1 - e_2 \quad (1.12)$$

La función $v_{oc}(x_1)$ encontrada en la ecuación (1.12) describe el cambio del voltaje de circuito abierto el cual varía de acuerdo a la ecuación (1.14), donde e_1 y e_2 son la pendiente y offset del voltaje de circuito abierto.

$$SOC = \frac{x_1 + x_2}{x_3} \quad (1.13)$$

$$V_{oc}(x_1) = e_1 \cdot x_1 + e_2 \quad (1.14)$$

1.2.4. MODELO BASADO EN REDES NEURONALES

Las redes neuronales han sido utilizadas en diferentes tareas aplicadas a las microrredes de generación de energía [42, 43], vehículos eléctricos [44, 45] y otro tipo de aplicaciones [46, 47]. Debido a la capacidad de una red neuronal de obtener un comportamiento no lineal ha sido utilizada por algunos autores con el objetivo de modelar las dinámicas de las baterías, además por su capacidad de responder a excitaciones externas. Esta metodología propone diferentes estructuras de redes neuronales con diferentes variables a la entrada y a la salida cuya estructura se muestra en la **Figura 1.10**. Uno de los primeros trabajos encontrados en la literatura fue presentado en [48] por la US Sandia International Laboratory en el año de 1998, donde se propone el uso de redes de spline lineal normalizada (Connectionist Normalized Linear Spline - CNLS) de forma recurrente y no recurrente con el objetivo de simular las curvas de descarga de una batería de litio primarias. En [49] se propone el uso de una red neuronal de dos capas con dos neuronas de salida para el voltaje y la corriente y dos neuronas de entrada para la potencia y SOC. Otro trabajo que

Esta metodología requiere una etapa de entrenamiento con requerimientos de cómputo altos, los cuales comparados con otras metodologías tienen una complejidad mucho más elevada. Igualmente, el tiempo de entrenamiento de la red puede depender de las herramientas computacionales a disposición llegando a ser elevadas si no se cuenta con un buen rendimiento de las mismas.

En la **Tabla 1.2** se presenta un resumen de los modelos descritos en este capítulo, especificando el tipo de modelo y las variables consideradas. Algunos de estos modelos requieren un amplio conocimiento en química y ciencia de los materiales, siendo los modelos más precisos, pero igualmente con mayor dificultad en su desarrollo. Los modelos basados en pruebas experimentales son también ampliamente utilizados debido a que no requieren un conocimiento elevado del proceso químico interno de la batería, pero a su vez requieren de

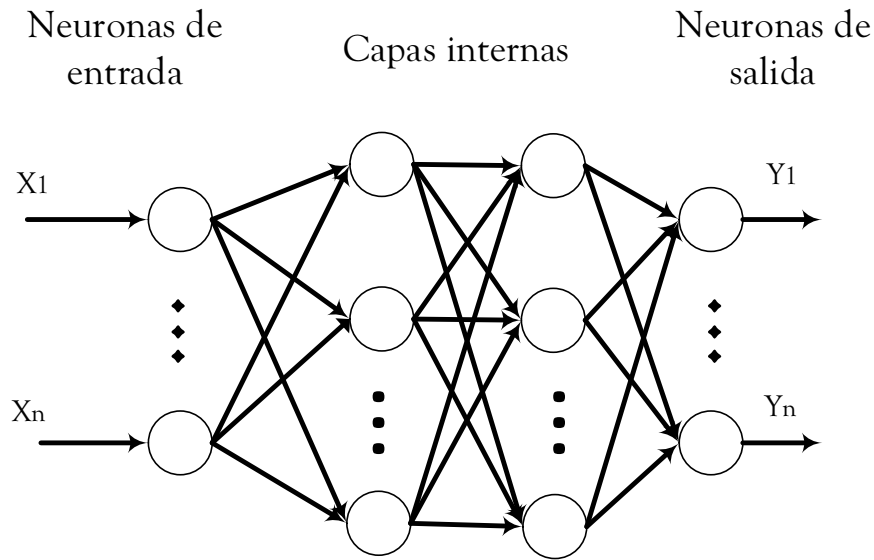


Figura 1.10: Estructura de una red neuronal

equipos que permitan capturar los datos de voltaje, corriente y temperatura con los cuales se construye el modelo. Dentro de esta posibilidad, modelos como los basados en redes neuronales requieren una gran cantidad de datos y por consiguiente una alta capacidad de procesamiento y memoria llevando a tener grandes tiempos de simulación y/o parametrización. Por último, los modelos basados en circuitos equivalentes son una de las opciones más llamativas debido a su fácil implementación, parametrización y la precisión alcanzada aceptable para algunas aplicaciones en los cuales han sido utilizados.

VARIABLES DEL MODELO	REFERENCIA	TIPO DE MODELO
Corriente	[16],[17], [18],[19]	Circuito Equivalente
Corriente, Temperatura, SOC	[50],[24]	Circuito equivalente
	[49]	Redes Neuronales
SOC	[51], [21], [23]	Circuito equivalente
	[48]	Redes Neuronales
SOC, Temperatura y SOH	[52]	Circuito equivalente
Temperatura	[28], [29]	Térmico
Temperatura y SOH	[34]	Térmico
Temperatura, SOH y Tasa de carga	[37]	Electroquímico
SOH, Tasas de carga y SOC	[52]	Circuito equivalente
	[39], [40], [41]	Electroquímico

Tabla 1.2: Resumen de los diferentes tipos de modelos, variables y efectos considerados.

Una vez seleccionado el modelo de acuerdo a las necesidades dadas por cada aplicación es necesario realizar una etapa de parametrización, la cual permite capturar las características y dinámicas de la batería seleccionada para ser implementada en la aplicación real, obteniendo de este modo resultados de simulación confiables y exactos, permitiendo tomar decisiones en el momento de la implementación y a su vez disminuyendo los peligros por posibles fallas por errores en la etapa de diseño y prueba.

En este trabajo se ha optado utilizar el KiBaM, donde las variables incluidas en el modelo permiten evaluar los objetivos planteados, a su vez la facilidad de implementación y parametrización permite alcanzar resultados

aceptables sin desviar los objetivos principales del trabajo. En el siguiente capítulo es presentado la parametrización y simulación del modelo seleccionado.

1.3. PARAMETRIZACIÓN DEL MODELO

Para el uso del modelo cinemático de la batería KiBaM se realiza un modelo inverso utilizando mínimos cuadrados no lineales, a partir de las mediciones del estado de salud de una batería real. Los datos experimentales utilizados son presentados en [53], los cuales hacen parte de las bases de datos entregadas en la página web de la NASA con el nombre de "Randomized Battery Usage Data Set". Esta base de datos consta de operaciones continuas de carga/descarga aleatorias, donde fueron tomados datos de corriente, voltaje, temperatura y la capacidad máxima de la batería. La **Figura 1.11** (a) muestra el voltaje de la batería para una corriente de referencia constante de descarga de 1A, la cual es aplicada iniciando en un voltaje de 4.1 V y llevada a 0A cuando el voltaje de la batería llega a 3.2 V.

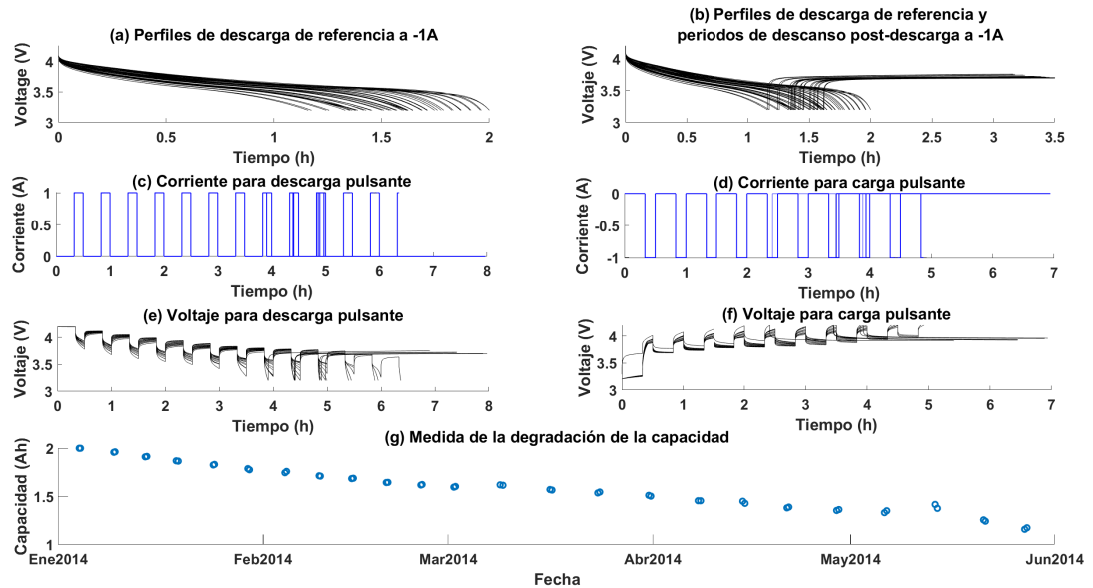


Figura 1.11: Variables de la batería entregadas por la base de datos "Randomized Battery Usage Data Set".

La **Figura 1.11**(b) muestra la recuperación del voltaje de la batería después de que la corriente es llevada a 0A. En las **Figuras 1.11**(c) y **1.11**(d) se muestra perfiles de corriente pulsantes aplicados en carga y descarga con corrientes de -1A y 1A respectivamente, adicionalmente se muestra la respuesta del voltaje de la batería para cada uno de estos perfiles en las **Figuras 1.11**(e) y **1.11**(f). Se puede observar que algunos perfiles llegan en un tiempo más corto que otros al voltaje de corte, lo cual es debido a la pérdida de capacidad que sufre la batería, la cual igualmente es entregada por la base de datos y mostrada en la **Figuras 1.11**(g).

En la parte superior de la **Figura 1.12** se puede ver el perfil de corriente aplicada a una batería de Ion-Litio de forma experimental entregada por la base de datos, donde el perfil varía entre demandas de corriente constante de 1A y descansos a 0A. En la parte media de la figura se presenta la respuesta dinámica experimental del voltaje en los terminales de la batería y la curva entregada por el modelo una vez encontrados los parámetros Q , e_1 , e_2 , c , k' y r , los cuales hacen parte de las ecuaciones que representan las dinámicas del voltaje en función de la corriente y el SOC de la batería en el KiBaM. Estas dos curvas presentan caídas de tensión en los periodos de demanda de corriente y una vez la corriente vuelve a cero este incrementa nuevamente a un voltaje inferior al periodo anterior, lo cual se debe al decremento del SOC, presentado en la parte inferior de la figura. Los valores encontrados de los parámetros se muestran en la **Tabla 1.3**, para los cuales se obtuvo un valor de error cuadrático medio (RMSE- Root Mean Squared Error) de 0.031244.

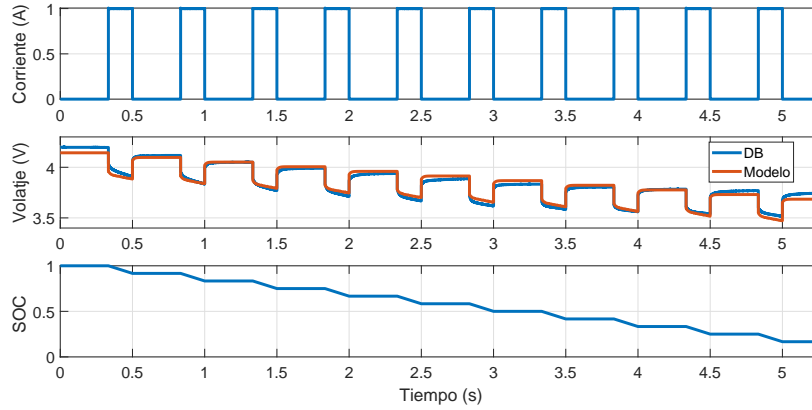


Figura 1.12: Curva de voltaje en función de la corriente entregada por la base de datos (azul) y curva modelada (naranja).

Variables	Valor encontrado	Unidades
Q	2,0	Ah
e_1	2,749	$V(Ah)^{-1}$
e_2	3,593	V
c	0,1	
k'	80	
r	0,182	$m\Omega$

Tabla 1.3: Valores de los parámetros del voltaje de la batería del modelo utilizando mínimos cuadrados no lineales

En la parte superior de la **Figura 1.13** de color azul se muestra la curva de degradación entregada por la base de datos, la cual es causada por el perfil de corriente aplicado a la batería mostrado en la parte inferior. A partir de estos datos es realizada la parametrización de las variables d_1 , d_2 y d_3 , las cuales intervienen en la degradación de la capacidad de la batería. Para este proceso es utilizando el método de mínimos cuadrados no lineales, donde se buscan los valores de los argumentos que permiten minimizar la función objetivo, la cual es un error RMSE entre la gráfica real y la respuesta del modelo KiBaM.

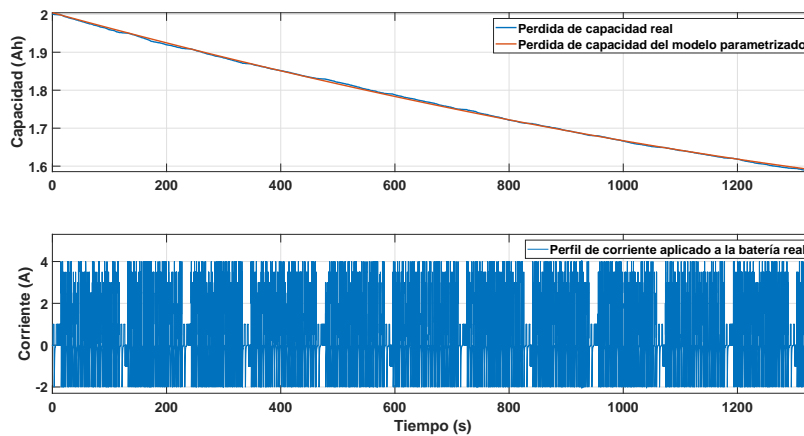


Figura 1.13: Curva de la degradación de la capacidad de la batería entregada por la base de datos (azul) y la modelada (naranja) debido a la corriente mostrada en la parte inferior de la gráfica

Para este proceso es aplicado al modelo los mismos datos de corriente utilizados en la base de datos para la batería real (datos de entrada), con los cuales el algoritmo encuentra los valores mostrados en la **Tabla 1.4**, obteniendo un RMSE mínimo de 0.002614, cuya respuesta obtenida por el modelo es mostrada en la **Figura 1.13** en color naranja.

Variabes	Valor encontrado	Unidades
$d1$	$1,5762e^{-8}$	h^{-1}
$d2$	0,86721	
$d3$	$8,8717e^{-5}$	h^{-1}

Tabla 1.4: Valores de los parámetros encontrados del modelo de degradación de la capacidad de la batería utilizando mínimos cuadrados no lineales

1.3.1. SIMULACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DEL MODELO PARAMETRIZADO

Una vez obtenidos todos los parámetros del modelo, se procede a simular el modelo frente a diferentes condiciones de operación con el objetivo de analizar su respuesta. Inicialmente se prueba el modelo aplicando ciclos de carga y descarga continuos entre el 10% y el 90% del SOC, bajo diferentes amplitudes de corriente (0.5 A, 0.75 A y 1 A) hasta reducir la capacidad de la batería un 20%, con el fin de comparar los ciclos de carga, la energía almacenada y liberada efectivamente. Esta prueba es realizada utilizando diferentes amplitudes de rizado de corriente debido a que el elemento de potencia que procesa la energía de la batería como se presentara en capítulos posteriores posee un rizado de corriente asociado al comportamiento inherente del convertidor, donde se utilizan los siguientes valores de rizado ($\Delta i_0 = 0$ A, $\Delta i_1 = 0,1732$ A, $\Delta i_2 = 0,3464$ A y $\Delta i_3 = variable$), los cuales son calculados en base a las variables del convertidor como se presentara en el capítulo 3.

La **Tabla 1.5** presenta los resultados obtenidos en la simulación, donde se puede observar que al tener menor magnitud de rizado es posible extender el rendimiento de la batería, alcanzando un mayor número de ciclos y por consiguiente una mayor energía almacenada la cual luego puede ser liberada para ser usada por las carga del sistema. Cabe aclarar que el número de ciclos obtenidos en esta simulación pueden no ser alcanzados de forma experimental, debido a que el modelo despreja otros efectos que pueden afectar adicionalmente la capacidad máxima de la batería, tales como la temperatura de operación.

Corriente	Rizado	Ciclos de carga/descarga	Energía descargada [Wh]	Energía almacenada [Wh]
0,5A	ΔI_0	1761	$3,7555e + 04$	$3,7864e + 04$
	ΔI_1	1742	$3,7085e + 04$	$3,7452e + 04$
	ΔI_2	1689	$3,5962e + 04$	$3,6259e + 04$
	ΔI_3	1676	$3,5678e + 04$	$3,5975e + 04$
0,75A	ΔI_0	1174	$2,4682e + 04$	$2,4989e + 04$
	ΔI_1	1169	$2,4553e + 04$	$2,4871e + 04$
	ΔI_2	1152	$2,4201e + 04$	$2,4503e + 04$
	ΔI_3	1149	$2,4116e + 04$	$2,4419e + 04$
1A	ΔI_0	881	$1,8237e + 04$	$1,8560e + 04$
	ΔI_1	878	$1,8192e + 04$	$1,8498e + 04$
	ΔI_2	871	$1,8039e + 04$	$1,8343e + 04$
	ΔI_3	870	$1,8004e + 04$	$1,8317e + 04$

Tabla 1.5: Valores de los parámetros del voltaje de la batería del modelo utilizando mínimos cuadrados no lineales

1.4. CONCLUSIONES

Este capítulo presento los conceptos y términos básicos para la temática de las baterías. Posteriormente 4 categorías de tipos de modelos y los trabajos mas representativos en cada categoría fueron igualmente contextualizados. Dentro de los modelos expuestos fue seleccionado el modelo KiBaM, debido a que a partir de un conjunto de ecuaciones reducidas se puede obtener un comportamiento muy cercano de un gran número de variables de la dinámica real de una batería las cuales no son tenidas en cuenta en otros modelos encontrados en la literatura. Estas características lo hace un modelo con una complejidad reducida y a partir de un proceso de parametrización en el cual se utilizó una de las bases de datos entregada por la NASA, fue posible evidenciar la exactitud que puede brindar el modelo.

Finalmente se concluye que el uso de los modelos permite obtener resultados preliminares en la prueba de sistemas de control en cortos periodos de tiempo, lo cual a partir de pruebas experimentales pueden durar algunos meses para el caso de las baterías. Adicionalmente un correcto proceso de parametrización permite mejorar la exactitud en los resultados obtenidos en los procesos de simulación. Utilizando el modelo parametrizado se pudo evidenciar que ante diferentes niveles de rizado se obtiene una relación directa con las pérdidas de SOH en la batería, por lo cual es necesario proteger la batería de estos rizados bajo diferentes perfiles de carga/descarga. Estos rizados son asociados directamente a la etapa de procesamiento de energía de la batería y a su respectivo control como es presentado en el siguiente capítulo.

REFERENCIAS

- [1] O. Erdinc, B. Vural, and M. Uzunoglu. A dynamic lithium-ion battery model considering the effects of temperature and capacity fading. In *2009 International Conference on Clean Electrical Power*, pages 383–386. IEEE, jun 2009.
- [2] M. R. Palacin and A. de Guibert. Why do batteries fail? *Science*, 351(6273):1253292–1253292, feb 2016.
- [3] Phatiphat Thounthong, Stephane Raël, and Bernard Davat. Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 193(1):376–385, aug 2009.
- [4] M Uno and K Tanaka. Influence of High-Frequency Charge–Discharge Cycling Induced by Cell Voltage Equalizers on the Life Performance of Lithium-Ion Cells. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(4):1505–1515, may 2011.
- [5] Carlos A. Ramos-Paja, Andrés J. Saavedra-Montes, and Juan D. Bastidas-Rodríguez. Cargador de baterías fotovoltaico con control por modos deslizantes y limitación de la derivada de corriente de carga. *Tecnológicas*, 21(42):129–145, may 2018.
- [6] Masaki Yoshio, Ralph J. Brodd, and Akiya Kozawa, editors. *Lithium-Ion Batteries*. Springer New York, New York, NY, 2009.
- [7] J.T. Warner. *The Handbook of Lithium-Ion Battery Pack Design: Chemistry, Components, Types and Terminology*. Elsevier Science, 2015.
- [8] G. Pistoia. *Lithium-Ion Batteries: Advances and Applications*. Elsevier Science, 2013.
- [9] A. Zenati, P. Desprez, H. Razik, and S. Rael. A methodology to assess the state of health of lithium-ion batteries based on the battery’s parameters and a fuzzy logic system. In *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference*, pages 1–6, March 2012.
- [10] Zheng Chen, Chunting Chris Mi, Yuhong Fu, Jun Xu, and Xianzhi Gong. Online battery state of health estimation based on genetic algorithm for electric and hybrid vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 240:184 – 192, 2013.
- [11] Juan C. Viera. *Carga rápida de baterías de Ni-Cd y Ni-MH de media y gran capacidad. Analisis, sintesis y compracion de nuevos metodos*. Docthoral, Oviedo, 2003.
- [12] Anthony Barré, Benjamin Deguilhem, Sébastien Grolleau, Mathias Gérard, Frédéric Suard, and Delphine Riu. A review on lithium-ion battery ageing mechanisms and estimations for automotive applications. *Journal of Power Sources*, 241:680–689, nov 2013.
- [13] Bolun Xu et al. Degradation-limiting optimization of battery energy storage systems operation. 2013.
- [14] M. Bercibar, I. Gandiaga, I. Villarreal, N. Omar, J. Van Mierlo, and P. Van den Bossche. Critical review of state of health estimation methods of li-ion batteries for real applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 56:572 – 587, 2016.
- [15] J. Jiang and C. Zhang. *Fundamentals and Application of Lithium-ion Batteries in Electric Drive Vehicles*. Wiley, 2015.
- [16] Yoon-Ho Kim and Hoi-Doo Ha. Design of interface circuits with electrical battery models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(1):81–86, Feb 1997.
- [17] Shuo Pang, J. Farrell, Jie Du, and M. Barth. Battery state-of-charge estimation. In *Proceedings of the 2001 American Control Conference. (Cat. No.01CH37148)*, volume 2, pages 1644–1649 vol.2, 2001.
- [18] Sheldon S Williamson, S Chowdary Rimmalapudi, and Ali Emadi. Electrical modeling of renewable energy sources and energy storage devices. *Journal of Power Electronics*, 4(2):117–126, 2004.

- [19] Krishnan S. Hariharan and V. Senthil Kumar. A nonlinear equivalent circuit model for lithium ion cells. *Journal of Power Sources*, 222:210–217, jan 2013.
- [20] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, and W. A. Lynch. A mathematical model for lead-acid batteries. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 7(1):93–98, Mar 1992.
- [21] Min Chen and Gabriel A Rincon-Mora. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and iv performance. *IEEE transactions on energy conversion*, 21(2):504–511, 2006.
- [22] Matthias Dürr, Andrew Cruden, Sinclair Gair, and J.R. McDonald. Dynamic model of a lead acid battery for use in a domestic fuel cell system. *Journal of Power Sources*, 161(2):1400 – 1411, 2006.
- [23] O. Tremblay, L. A. Dessaint, and A. I. Dekkiche. A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. In *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 284–289, Sept 2007.
- [24] T. Huria, M. Ceraolo, J. Gazzarri, and R. Jackey. High fidelity electrical model with thermal dependence for characterization and simulation of high power lithium battery cells. In *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference*, pages 1–8, March 2012.
- [25] Bor Yann Liaw, Ganesan Nagasubramanian, Rudolph G. Jungst, and Daniel H. Doughty. Modeling of lithium ion cells—a simple equivalent-circuit model approach. *Solid State Ionics*, 175(1–4):835 – 839, 2004. Fourteenth International Conference on Solid State Ionics.
- [26] Jonghoon Kim, Seongjun Lee, and B.H. Cho. Discrimination of li-ion batteries based on hamming network using discharging–charging voltage pattern recognition for improved state-of-charge estimation. *Journal of Power Sources*, 196(4):2227 – 2240, 2011.
- [27] Jonathan Brand, Zheming Zhang, and Ramesh K. Agarwal. Extraction of battery parameters of the equivalent circuit model using a multi-objective genetic algorithm. *Journal of Power Sources*, 247:729 – 737, 2014.
- [28] Mojtaba Shadman Rad, Dmitri L. Danilov, Morteza Baghalha, Mohammad Kazemeini, and Peter H. L. Notten. Thermal Modeling of Cylindrical LiFePO₄ Batteries. *Journal of Modern Physics*, 04(07):1–7, 2013.
- [29] Iretomiwa Esho, Krishna Shah, and Ankur Jain. Measurements and modeling to determine the critical temperature for preventing thermal runaway in Li-ion cells. *Applied Thermal Engineering*, 145:287–294, dec 2018.
- [30] Ahmad A. Pesaran. Battery thermal models for hybrid vehicle simulations. *Journal of Power Sources*, 110(2):377–382, aug 2002.
- [31] Imke Krüger, Martin Sievers, and Gerhard Schmitz. Thermal Modeling of Automotive Lithium Ion Cells using the Finite Elements Method in Modelica. pages 1–8, oct 2009.
- [32] Long Cai and Ralph E. White. Mathematical modeling of a lithium ion battery with thermal effects in COM-SOL Inc. Multiphysics (MP) software. *Journal of Power Sources*, 196(14):5985–5989, jul 2011.
- [33] S. Al Hallaj, H. Maleki, J.S. Hong, and J.R. Selman. Thermal modeling and design considerations of lithium-ion batteries. *Journal of Power Sources*, 83(1-2):1–8, oct 1999.
- [34] Xuebing Han, Minggao Ouyang, Languang Lu, and Jianqiu Li. A comparative study of commercial lithium ion battery cycle life in electric vehicle: Capacity loss estimation. *Journal of Power Sources*, 268:658 – 669, 2014.
- [35] Gregory L. Plett. Extended kalman filtering for battery management systems of lipb-based {HEV} battery packs: Part 2. modeling and identification. *Journal of Power Sources*, 134(2):262 – 276, 2004.

- [36] Gregory L. Plett. Extended kalman filtering for battery management systems of lipb-based {HEV} battery packs: Part 3. state and parameter estimation. *Journal of Power Sources*, 134(2):277 – 292, 2004.
- [37] John Wang, Ping Liu, Jocelyn Hicks-Garner, Elena Sherman, Souren Soukiazian, Mark Verbrugge, Harshad Tataria, James Musser, and Peter Finamore. Cycle-life model for graphite-lifepo4 cells. *Journal of Power Sources*, 196(8):3942 – 3948, 2011.
- [38] Aspasia Papazoglou, Stefano Longo, Daniel Auger, and Francis Assadian. Nonlinear filtering techniques comparison for battery state estimation. *Journal of Sustainable Development of Energy, Water and Environment Systems*, 2(3):259–269, 2014.
- [39] James F Manwell and Jon G. McGowan. Lead acid battery storage model for hybrid energy systems. *Solar Energy*, 50(5):399 – 405, 1993.
- [40] Philipp Fortenbacher, Johanna L Mathieu, and Göran Andersson. Modeling, identification, and optimal control of batteries for power system applications. In *Power Systems Computation Conference (PSCC), 2014*, pages 1–7. IEEE, 2014.
- [41] Johanna L. Mathieu and Joshua A. Taylor. Controlling nonlinear batteries for power systems: Trading off performance and battery life. In *2016 Power Systems Computation Conference (PSCC)*, pages 1–7. IEEE, jun 2016.
- [42] Luis Hernández, Carlos Baladrón, Javier M. Aguiar, Belén Carro, Antonio Sánchez-Esguevillas, and Jaime Lloret. Artificial neural networks for short-term load forecasting in microgrids environment. *Energy*, 75:252–264, oct 2014.
- [43] Wilmer Guacaneme, Andrés F. Rodríguez, Luis M. Gómez, Francisco Santamaría, and César Trujillo. Desarrollo de un prototipo de micro-red residencial a baja escala. *TecnoLógicas*, 21(43):107–125, sep 2018.
- [44] J. Moreno, M.E. Ortuzar, and J.W. Dixon. Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2):614–623, apr 2006.
- [45] W.X Shen, C.C Chan, E.W.C Lo, and K.T Chau. A new battery available capacity indicator for electric vehicles using neural network. *Energy Conversion and Management*, 43(6):817–826, apr 2002.
- [46] Luisa F Escobar-Dávila, Oscar D Montoya-Giraldo, and Didier Giraldo-Buitrago. Control global del péndulo de furuta empleando redes neuronales artificiales y realimentación de variables de estado. *TecnoLógicas*, (30):71, jun 2013.
- [47] Xingang Fu and Shuhui Li. Control of Single-Phase Grid-Connected Converters with LCL Filters Using Recurrent Neural Network and Conventional Control Methods. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pages 1–1, 2015.
- [48] C. C. O’Gorman, D. Ingersoll, R. G. Jungst, and T. L. Paez. Artificial neural network simulation of battery performance. In *Proceedings of the Thirty-First Hawaii International Conference on System Sciences*, volume 5, pages 115–121 vol.5, Jan 1998.
- [49] Olivier Gérard, Jean-Noël Patillon, and Florence d’Alché Buc. Neural network adaptive modeling of battery discharge behavior, 1997.
- [50] C. Antaloae, J. Marco, and F. Assadian. A novel method for the parameterization of a li-ion cell model for ev/hev control applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(9):3881–3892, Nov 2012.
- [51] Xiaosong Hu, Shengbo Li, and Huei Peng. A comparative study of equivalent circuit models for li-ion batteries. *Journal of Power Sources*, 198:359 – 367, 2012.
- [52] J. Nadeau, M. R. Dubois, A. Desrochers, and N. Denis. Ageing estimation of lithium-ion batteries applied to a three-wheel phev roadster. In *2013 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pages 1–6, Oct 2013.

-
- [53] Brian Bole, Chetan S Kulkarni, and Matthew Daigle. Adaptation of an electrochemistry-based li-ion battery model to account for deterioration observed under randomized use. Technical report, SGT, Inc. Moffett Field United States, 2014.

2

SISTEMA DE CARGA/DESCARGA DE BATERÍAS

Contenido

2.1	Introducción	23
2.2	Conceptos básicos de convertidores conmutados:	24
2.3	Sistema de control de potencia de una batería.	25
2.3.1	Modelo convertidor boost	26
2.3.2	Control lineal de un convertidor boost	27
2.4	Convertidor boost Interleaved	31
2.4.1	Modelado convertidor boost interleaved	32
2.4.2	Control lineal de un convertidor boost interleaved	33
2.5	Conclusiones	36
	Referencias	38

2.1. INTRODUCCIÓN

El dispositivo de carga/descarga de las baterías de Ion-Litio comúnmente está comprendido por dos etapas: i) una etapa de control de potencia, encargada de regular las variables eléctricas que intervienen en el proceso, manteniendo estas dentro de los límites seguros de operación, los cuales son tenidos en cuenta como criterios de desempeño para la etapa de diseño del dispositivo y ii) una etapa de gestión de la batería o BMS, el cual es el encargado de controlar las referencias de la tasa de carga, monitorear el voltaje, corriente y temperatura de la batería, estimar el SOC y el SOH, balancear la carga de las celdas, desconectar las cargas y fuentes de potencia en condiciones críticas o límites de superior o inferior del SOC, entre otras actividades.

Los dispositivos de control de potencia son también conocidos como convertidores conmutados, los cuales procesan la potencia eléctrica usando dispositivos electrónicos [1]. La **Figura 2.1** ilustra la estructura general de un convertidor conmutado, el cual tiene puertos de potencia (entrada y salida) y una entrada de control.

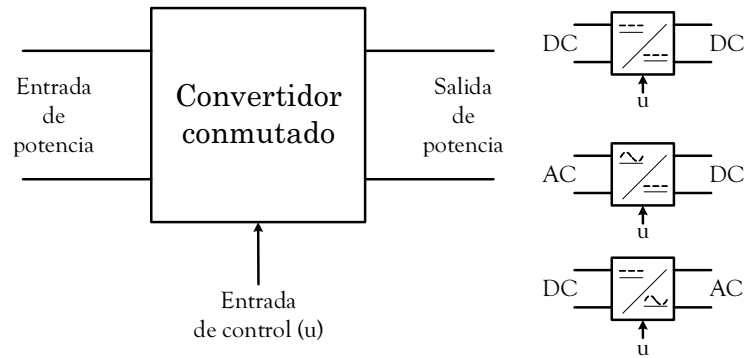


Figura 2.1: (Izquierda) Esquema general de un convertidor conmutado, (derecha) Funciones básicas que pueden ser desarrolladas con un convertidor conmutado.

Este capítulo presenta los conceptos básicos de los convertidores conmutados e introduce uno de las topologías más utilizadas en el proceso de carga/descarga de baterías, su modelo y control basado en una de las técnicas más utilizadas (PID). Adicionalmente se exponen sus ventajas y desventajas y se evalúa una de las propuestas encontradas en la literatura con el objetivo de superar dichas desventajas.

2.2. CONCEPTOS BÁSICOS DE CONVERTIDORES CONMUTADOS:

Las tres funciones más comunes de un convertidor encontrada en la literatura son los convertidores DC/DC [2],[3], AC/DC (rectificadores) [4] y DC/AC (inversores) [5]. En un convertidor DC/DC, la salida de voltaje puede ser mayor o menor al voltaje de entrada, con polaridad inversa o con un aislamiento entre la entrada y la salida. Los convertidores AC/DC comúnmente llamados rectificadores, tienen como función transformar el voltaje alterno (AC) en un voltaje de corriente directa (DC). Por último, los convertidores DC/AC transforman un voltaje DC en un voltaje de AC controlando su magnitud y frecuencia [1].

Típicamente estos convertidores están contruidos por elementos resistivos, magnéticos (inductores y transformadores), capacitivos y dispositivos semiconductores operando en modo de conmutación [1] (ver **Figura 2.2**). Estos dispositivos son conectados en diferentes configuraciones con el objetivo de lograr diversas prestaciones.

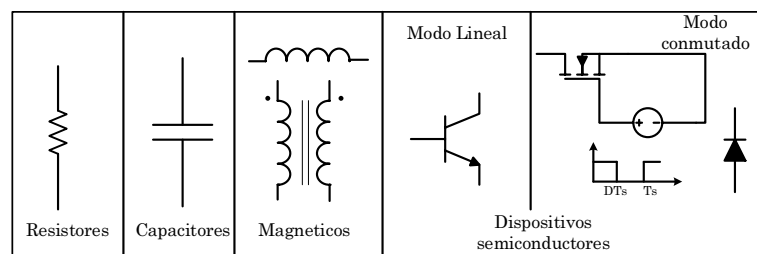


Figura 2.2: Dispositivos típicos utilizados en la construcción de convertidores conmutados (Adaptada de [1]).

Adicionalmente a las funciones básicas, los convertidores deben contar con una regulación de voltaje y corriente con el objetivo de mitigar su variación frente a perturbaciones del sistema (variaciones del voltaje de entrada, cambios de carga, etc). Esto es logrado por medio de un controlador el cual varía el ciclo de trabajo D , en función de la desviación que tenga la variable a controlar (corriente, voltaje, potencia, entre otras) con respecto a un valor de referencia, ver **Figura 2.3**. Dicha desviación es conocida como error, con la cual se busca que su valor siempre sea cero mediante la variación de D en el rango de $[0 - 1]$.

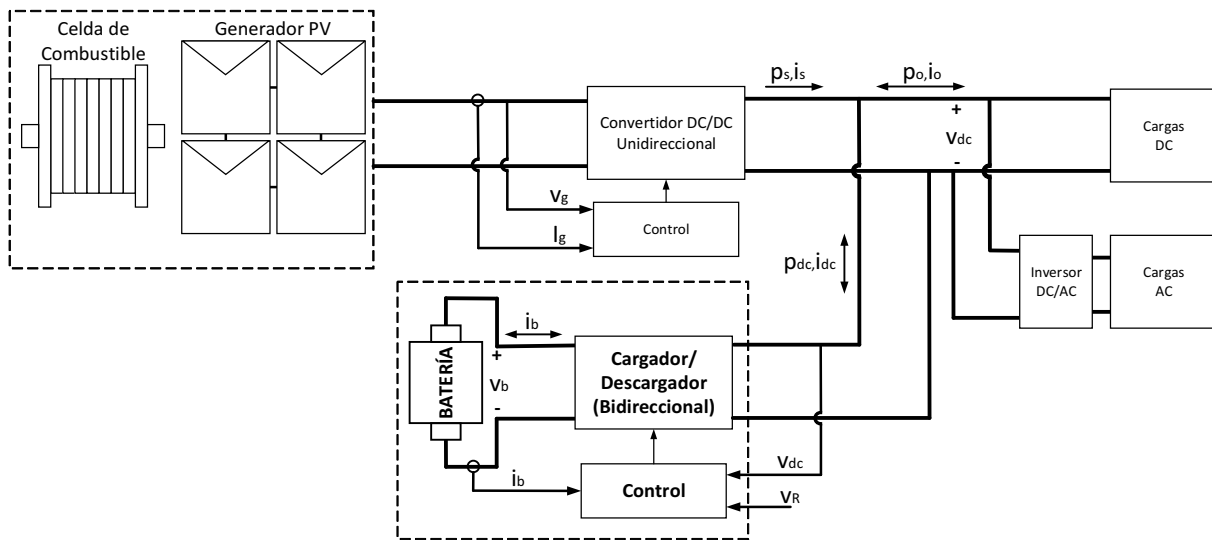


Figura 2.3: Conexión típica de un sistema de carga/descarga de baterías en una microrred.

Esta variable D es llevada a un modulador de ancho de pulso (Pulse-Width Modulator - PWM), cuya salida u toma valores de 0 o 1 como se muestra en la **Figura 2.4**, la cual controla la conmutación de los dispositivos semiconductores (Mofets, SCR, Triacs) que se encuentran en el convertidor. El valor de D indica el porcentaje del periodo de conmutación T_s durante el cual la variable u permanece en el valor de 1. El periodo de conmutación T_s puede ser fijo o variable dependiendo del tipo de controlador.

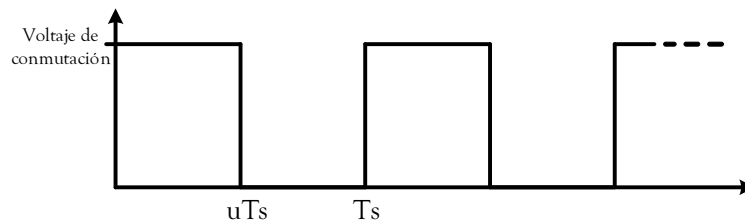


Figura 2.4: Esquema general para el control de un convertidor conmutado [1].

2.3. SISTEMA DE CONTROL DE POTENCIA DE UNA BATERÍA

Uno de los convertidores más utilizados en el proceso de carga /descarga de una batería es el convertidor boost, debido a su simplicidad y alto rango de conversión [6]. Este tipo de convertidor permite acoplar los niveles de tensión de la batería a los niveles de tensión del bus DC manteniendo este constante y controlando las perturbaciones presentadas debido a la conexión y desconexión de cargas y fuentes de energía. La topología del convertidor es mostrada en la **Figura 2.5**, la cual está comprendida por una bobina a la entrada, cuya corriente es conmutada por dos transistores Mosfet los cuales se encuentran en modo de conducción de forma alternada un tiempo DT_s y $(1 - D)T_s$. Finalmente, el convertidor cuenta con un capacitor a la salida el cual se encarga de mantener el nivel de voltaje a la salida casi constante y suministrar la energía a la carga mientras el transistor de alta se encuentra abierto.

Esta topología del convertidor boost permite controlar la corriente de la batería por medio del control de la corriente de la bobina de entrada, por este motivo es útil para el control de carga y descarga de la batería. Por lo tanto, un correcto sistema de control debe regular la tensión de salida a un valor deseado, así mismo, direccionar correctamente el flujo de corriente de la batería.

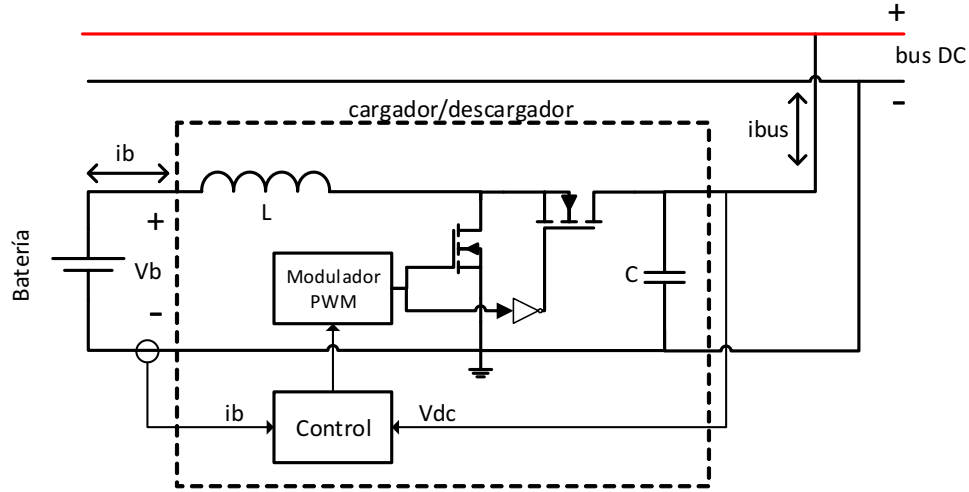


Figura 2.5: Topología del convertidor DC/DC elevador.

2.3.1. MODELO CONVERTIDOR BOOST

Para describir el comportamiento del convertidor se extraen las ecuaciones diferenciales para cada uno de los elementos almacenadores de energía, siguiendo el proceso de balance de carga y flujo para los capacitores e inductores respectivamente, como se describe en [1]. Para este caso se tienen como variables de estado el voltaje en el capacitor (v_C) y la corriente en la bobina (i_L) y las entradas son el ciclo de trabajo del convertidor (d), la corriente del bus DC (i_{bus}) y el voltaje de la batería (v_{bat}), descritas en las ecuaciones (2.1) y (2.2). A partir de estas ecuaciones se puede calcular la amplitud del rizado, la corriente del inductor y la corriente del capacitor como fue explicado en el capítulo anterior en la simulación del modelo.

$$\dot{v}_C = \frac{i_L(1-d) - i_{bus}}{C} \quad (2.1)$$

$$\dot{i}_L = \frac{v_{bat} - v_C(1-d)}{L} \quad (2.2)$$

Para propósitos de control es necesario linealizar el sistema alrededor de un punto de operación. Esto es logrado llevando la representación matricial de las ecuaciones diferenciales a un espacio de estados por medio de las transformación Jacobiana con el objetivo de eliminar las no linealidades del modelo, como se describe en las ecuaciones 2.3 a 2.6:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix}, \mathbf{U} = \begin{bmatrix} d \\ i_{bus} \\ v_{bat} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-D)}{C} \\ -\frac{(1-D)}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{-i_{bus}}{C(1-D)} & \frac{-1}{C} & 0 \\ \frac{V_{bat}}{L(1-D)} & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

A partir de este espacio de estados se encuentra la función de transferencia del sistema en función de sus entradas como se presenta en la ecuación (2.7), donde se obtienen 6 funciones de transferencia (2 por cada una de las entradas), las cuales se relacionan como se muestra en la **Figura 2.6**.

$$G_1 = \begin{bmatrix} \frac{v_c(s)}{d} & \frac{v_c(s)}{i_{bus}} & \frac{v_c(s)}{v_{bat}} \\ \frac{i_L(s)}{d} & \frac{i_L(s)}{i_{bus}} & \frac{i_L(s)}{v_{bat}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(I_{bus}L)s+(D-1)V_{bat}}{(LCs^2+(D-1)^2)(D-1)} & -\frac{Ls}{LCs^2+(D-1)^2} & \frac{D-1}{LCs^2+(D-1)^2} \\ -\frac{V_{bat}Cs+(1-D)I_{bus}}{(LCs^2+(D-1)^2)(D-1)} & -\frac{(D-1)}{LCs^2+(D-1)^2} & \frac{Cs}{LCs^2+(D-1)^2} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

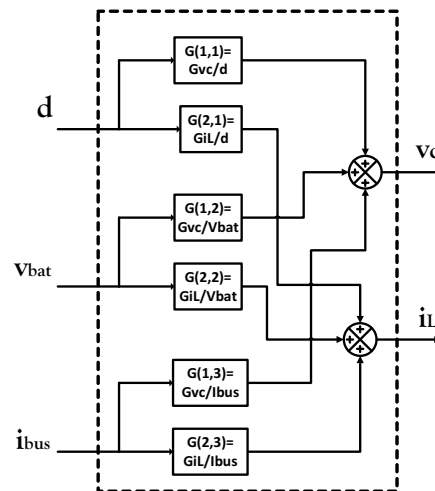


Figura 2.6: Diagrama de bloques de la función de transferencia del control diseñado.

2.3.2. CONTROL LINEAL DE UN CONVERTIDOR BOOST

A partir de la función de transferencia linealizada alrededor de un punto de operación, es posible diseñar una estrategia de control lineal basado en la técnica clásica de PID usando el lugar geométrico de las raíces. La **Figura 2.7(a)** muestra el lugar geométrico de las raíces para la función de transferencia del voltaje de capacitor v_c en función de la entrada de control d , con parámetros y puntos de operación iguales a $L = 330\mu H$, $C = 100\mu F$, $I_{bus} = 1A$, $V_{bat} = 12V$, $V_{bus} = 24V$ y $D = 0,5$. Se puede observar que la función de transferencia cuenta con dos polos en el eje imaginario del plano en s ($3,9121 \times 10^3 i$ y $-3,9121 \times 10^3 i$) y un cero en el lado derecho del plano real $6,0606 \times 10^3$, el cual atrae los polos hacia ese lado del plano llevando el sistema a ser inestable y difícil de controlar experimentalmente.

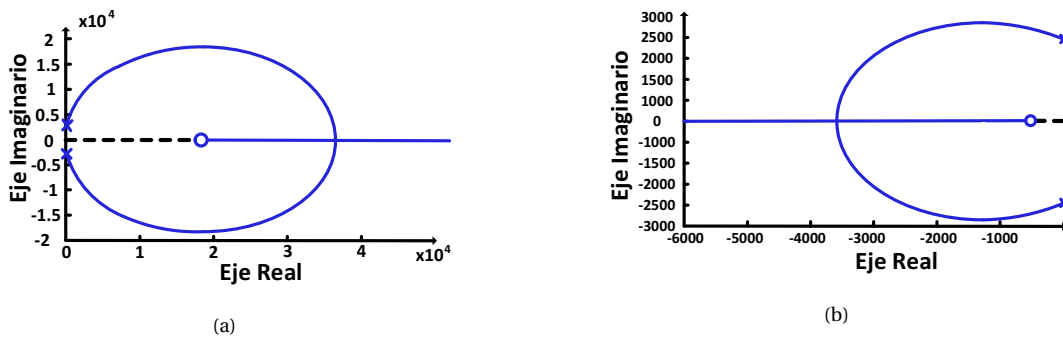


Figura 2.7: (a) Lugar geométrico de las raíces función de transferencia v_c/d (b) Lugar geométrico de las raíces función de transferencia i_L/d .

Caso contrario se puede observar para la función de transferencia de la corriente del inductor i_L en función de la entrada de control d (ver **Figura 2.7(b)**), donde el cero ubicado al lado izquierdo del plano real ($-416,6667$) atrae los dos polos ubicados en el eje imaginario ($2,7524 \times 10^3 j$ y $-2,7524 \times 10^3 j$). Debido a esto es propuesto en la literatura un control en modo de corriente, el cual cuenta con dos lazos de control en cascada, donde el primer control es sintonizado para controlar la corriente del inductor del convertidor y el segundo es usado para controlar el voltaje de salida en función de dicha corriente, como se muestra en la **Figura 2.8**.

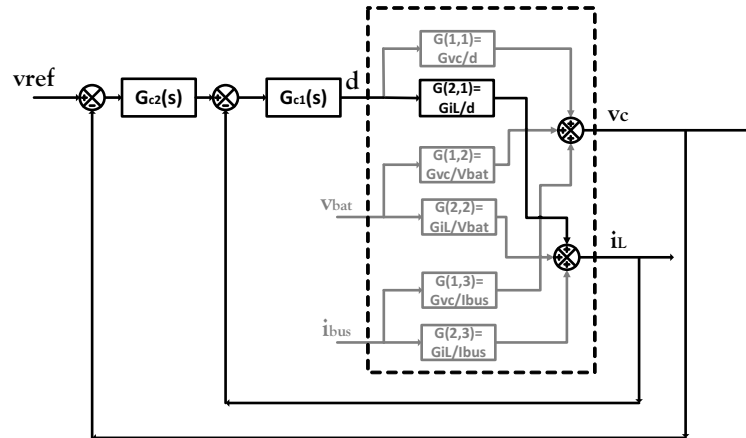


Figura 2.8: Diagrama de flujo del controlador en lazo cerrado.

Para el control de corriente se obtiene la función de transferencia expresada en la ecuación (2.8) utilizando el lugar geométrico de las raíces, donde se utilizan como criterios de diseño un factor de amortiguamiento $\zeta = 0.707$, tiempo de establecimiento menor a 1 ms y un ancho de banda de lazo cerrado de 20 kHz , para garantizar una ganancia de lazo directo menor a 0 dB a la frecuencia de conmutación.

$$G_{c1}(s) = 2575,3 \times \frac{1,1 \times 10^{-4} s + 1}{s} \quad (2.8)$$

La respuesta en frecuencia en lazo cerrado se muestra en la **Figura 2.9**, donde se nota que el ancho de banda del controlador G_{c2} es diseñado con un ancho de banda menor que el controlador G_{c1} , como se diagnostica en la literatura en [1].

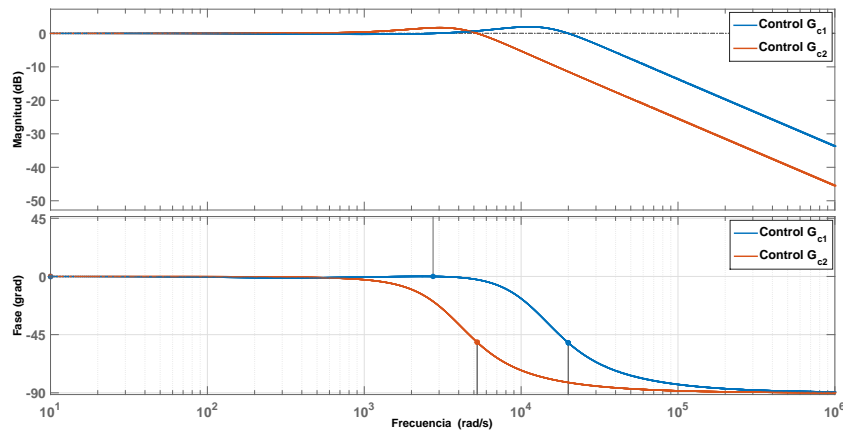


Figura 2.9: Diagrama de bode de lazo cerrado.

La **Figura 2.10** muestra la respuesta del control de corriente imponiendo un voltaje fijo a la salida del convertidor, donde se puede observar que la corriente del inductor (azul) logra seguir los cambios de referencias de corriente (roja) cumpliendo los parámetros de diseño establecidos.

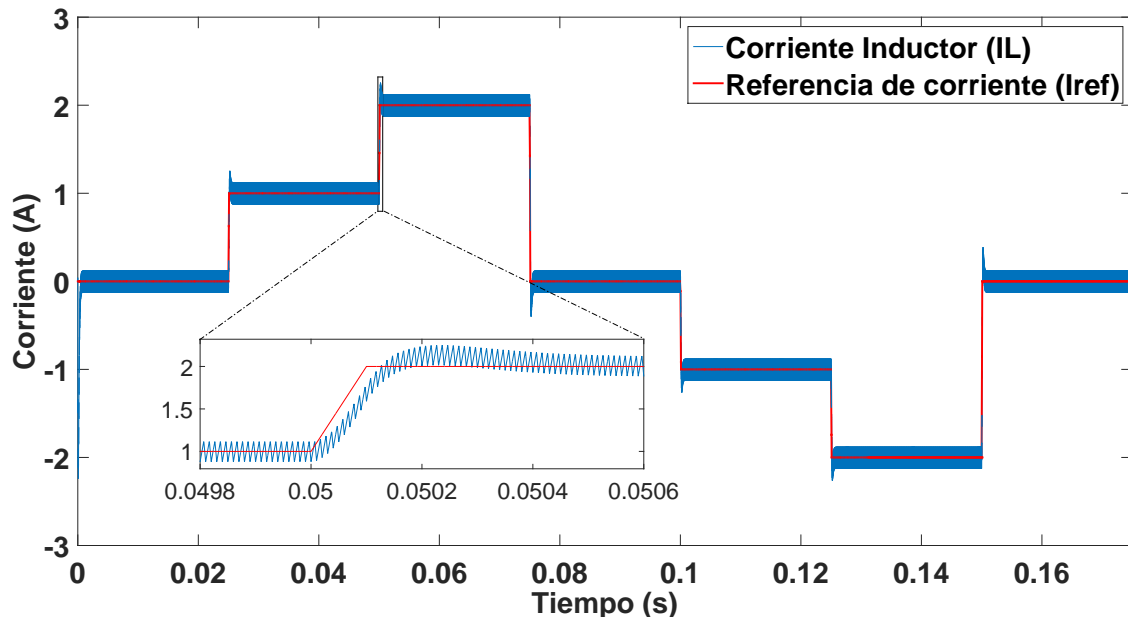


Figura 2.10: Respuesta prueba de control de corriente.

Una vez diseñado el control de corriente del inductor, es posible modelar nuevamente el convertidor teniendo en cuenta dicho control, el cual es modelado como una fuente de corriente controlada, cuya referencia es dada por el control de voltaje externo como se muestra en la **Figura 2.11**, quedando así un control en cascada como se muestra en la **Figura 2.8**.

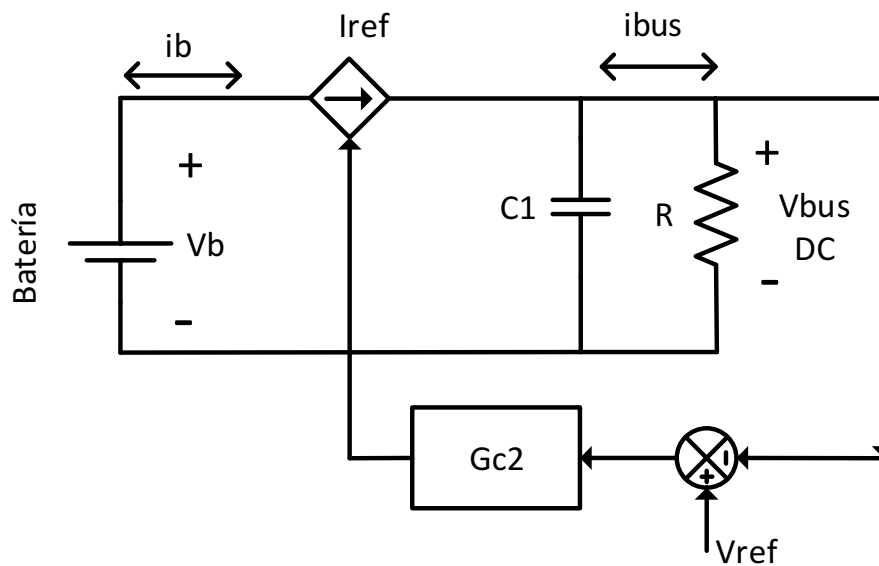


Figura 2.11: Circuito equivalente convertidor Boost con control de corriente.

La función de transferencia a controlar es mostrada en la ecuación (2.9), donde R es el punto en estado estable del bus DC en modo descarga, $R = V_{bus}/I_{bus}$. A partir de esta función de transferencia es diseñado el control de tensión del condensador a la salida del convertidor. Utilizando el método del lugar geométrico de las raíces se logra sintonizar el controlador PI expresado en la ecuación (2.10) siguiendo los parámetros de diseño de un amortiguamiento menor igual a 0.707, cuya respuesta en frecuencia es mostrada en la **Figura 2.9**.

$$G_2 = \frac{1}{Cs + \frac{1}{R}} \quad (2.9)$$

$$G_{c2} = 1606,8 \times \frac{3,3 \times 10^{-4}s + 1}{s} \quad (2.10)$$

Los controladores diseñados son simulados teniendo en cuenta los parámetros utilizados en la linealización. Perturbaciones de corriente son utilizadas con el objetivo de comprobar el funcionamiento en los modos de carga y descarga, donde inicialmente se carga la batería con niveles de corriente desde el bus DC de 1A, 1.5, y 2A en intervalos de 30ms, seguido posteriormente con demandas de corriente en los mismos niveles de corriente e iguales intervalos de tiempo. Adicionalmente también fueron probadas algunas transiciones de 0A donde la potencia requerida para mantener el voltaje en el bus DC es extraída de la batería. La **Figura 2.12** muestra la respuesta del sistema frente a estas perturbaciones, donde se puede observar que el control regula el voltaje en el bus por medio de las variaciones de corriente del inductor, logrando operar el convertidor tanto en modo de carga como descarga.

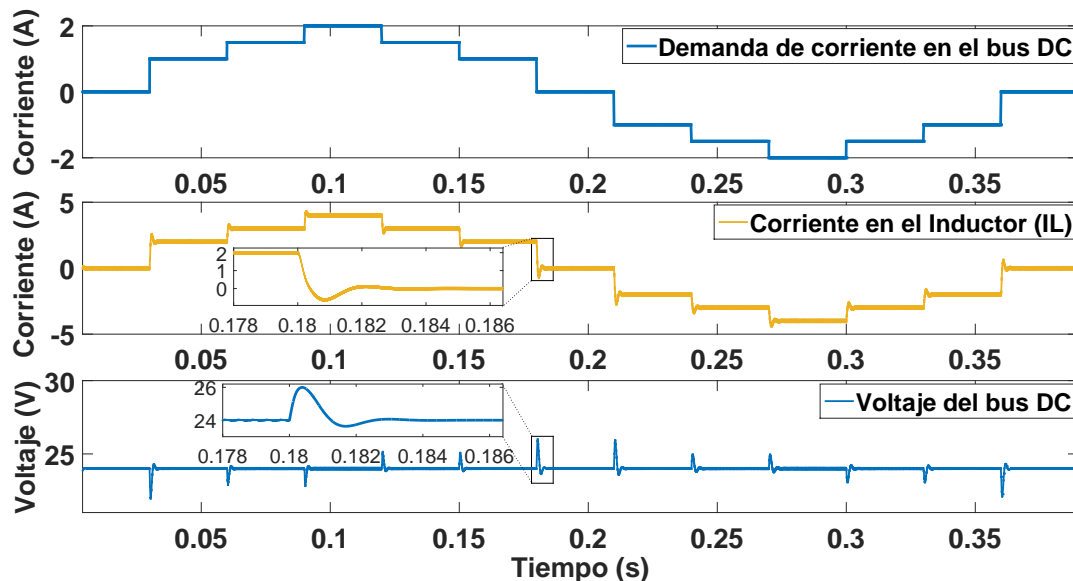


Figura 2.12: Respuesta del control para un voltaje de referencia de 24V

El control es igualmente diseñado para otros puntos de operación con voltajes en el bus DC de 36V y 48V. En la **Figura 2.13** se muestra la respuesta de los tres puntos de operación, donde en la primera imagen se eliminada la componente DC del voltaje en el bus con el objetivo de comparar su respuesta frente a las mismas perturbaciones. Se encuentra que los tres controladores tienen una correcta regulación, sin embargo, los tres controladores a pesar de utilizar los mismos criterios de diseño presentan dinámicas diferentes tanto en el voltaje como en la corriente. Igualmente se observa el rizado en la bobina es absorbida por la batería, transmitida a el bus DC y por consiguiente a todos los elementos conectados al mismo.

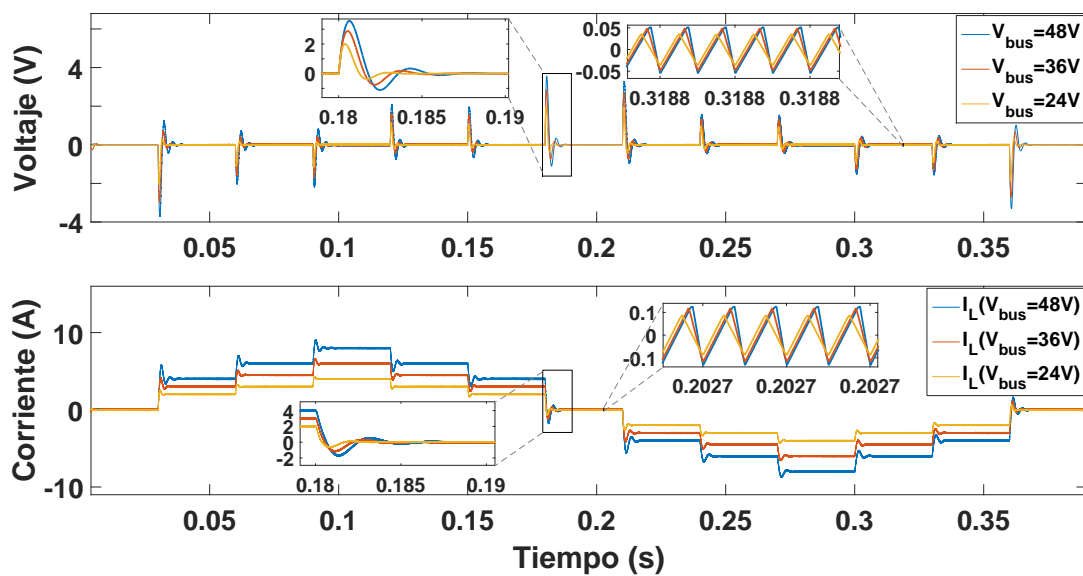


Figura 2.13: Comparación de la respuesta para voltajes de referencia de 24V, 36V y 48V.

2.4. CONVERTIDOR BOOST INTERLEAVED

Un convertidor interleaved se caracteriza por tener más de dos convertidores conectados en paralelo, conmutando a la misma frecuencia y con un cambio de fase entre las señales de control. Esta técnica tiene como resultado una disminución en el rizado de las formas de onda de entrada y salida y un menor contenido de armónicos [7]. Además, las pérdidas de conmutación y conducción, así como los niveles de interferencia electromagnética (EMI) disminuyen significativamente en el modo de operación interleaved [8]. La cancelación resultante de armónicos de baja frecuencia permite eventualmente la reducción del tamaño y las pérdidas de las etapas de filtrado [7]. Este convertidor realiza una disminución del rizado de corriente a partir de la suma de las corrientes de cada uno de los convertidores conectados en paralelo, cuyo proceso tiene un mejor rendimiento si cada uno de estas corrientes tiene el mismo nivel promedio, la misma magnitud de rizado y un desfase exacto entre cada una de estas corrientes. Dicho desfase depende de la relación de elevación de voltaje entrada-salida que este realizando el convertidor. A modo general para un convertidor con un factor de elevación de $MD=N$, se recomienda utilizar N convertidores conectados en paralelo con un desfase de $360/N$ entre las corrientes de cada convertidor. De este modo para un convertidor con un factor de elevación por dos ($MD=2$), se recomienda utilizar 2 convertidores en paralelo con un desfase entre las corrientes del 50%.

En esta etapa, con el objetivo de disminuir el rizado de la corriente en la batería, se diseña una solución basada en un convertidor boost interleaved, sin embargo, se pretende utilizar dos convertidores para diferentes relaciones de elevación buscando siempre disminuir el máximo posible el rizado de conmutación. La **Figura 2.14** muestra un convertidor propuesto, donde se puede observar igualmente que por cada una de las ramas circula solo una porción de la corriente total de la batería, lo cual disminuye las corrientes máxima que pasa por

los inductores, lo que permite reducir los límites de la corriente de saturación del núcleo de las bobinas, el cual es uno de las características que aumenta el precio de las mismas.

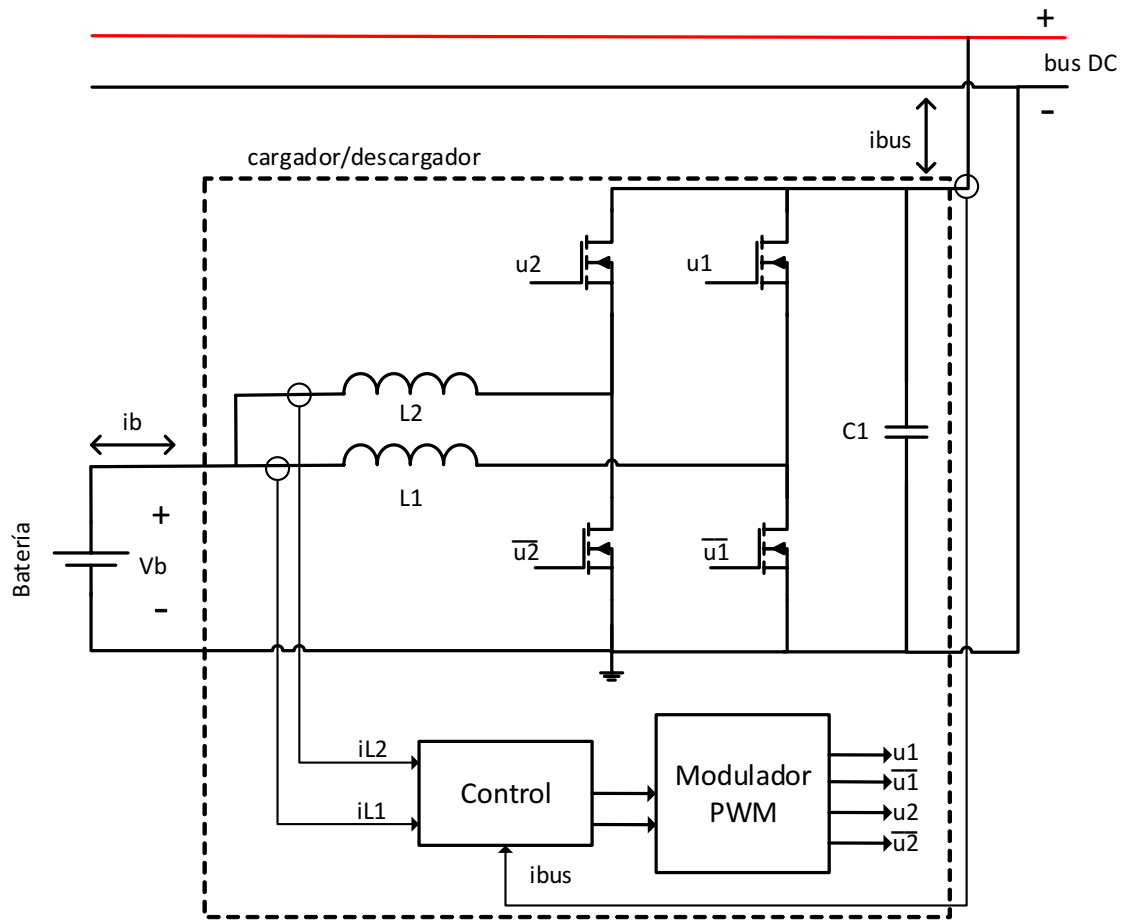


Figura 2.14: Convertidor Boost Interleaved.

En las siguientes subsecciones se presenta el modelo de un convertidor boost interleaved de dos ramas, el diseño de un control lineal para el mismo y se finaliza con algunos resultados de simulación.

2.4.1.1. MODELADO CONVERTIDOR BOOST INTERLEAVED

Las ecuaciones diferenciales (2.11), (2.12) y (2.13) muestran las variaciones que sufren en el tiempo las variables de estado del convertidor (corrientes en la bobinas i_{L1} , i_{L2} y voltaje en el capacitor de salida v_{c1}), las cuales son encontradas utilizando el mismo método utilizado en el convertidor Boost descrito en [1].

$$v_{dc} = \frac{i_{L1}(1 - u_1) + i_{L2}(1 - u_2) - i_{bus}}{C_1} \quad (2.11)$$

$$\dot{i}_{L1} = \frac{v_b - v_{dc}(1 - u_1)}{L_1} \quad (2.12)$$

$$\dot{i}_{L2} = \frac{v_b - v_{dc}(1 - u_2)}{L_2} \quad (2.13)$$

A partir de estas ecuaciones se conforma el espacio de estado del sistema mostrado en la ecuaciones (2.14), (2.15) y (2.16), las cuales representan en su forma canónica $X = A\dot{X} + BU$:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} v_{C_1} \\ i_{L_1} \\ i_{L_2} \end{bmatrix}, \mathbf{U} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ i_{bus} \\ v_{bat} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-D_1}{C_1} & \frac{1-D_2}{C_1} \\ \frac{-(1-D_1)}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{-(1-D_2)}{L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{-I_{bus}}{(2-2D_1)C_1} & \frac{-I_{bus}}{(2-2D_2)C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 \\ \frac{V_{bat}}{(1-D_2)L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & \frac{V_{bat}}{(1-D_1)L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Una vez encontrado el espacio de estados se obtienen 12 funciones de transferencia del sistema, de las cuales solo se usan las funciones de las variables a controlar. Para este caso solo se usan las variaciones de la corriente de los inductores L_1 con respecto al ciclo de trabajo d_1 y L_2 con respecto al ciclo de trabajo d_2 representadas en las ecuaciones (2.17), (2.18) respectivamente. Adicionalmente se utiliza la función de transferencia del voltaje del capacitor v_c con respecto a la corriente del inductor de la bobina L_1 expresada en la ecuación (2.19), la cual se encuentra siguiendo el mismo procedimiento mostrado en la sección anterior.

$$Gi_{L_1} = \frac{i_{L_1}}{d_1}(s) = \frac{-1}{2} \frac{(2V_{bat}L_2C_1)s^2 + L_2I_{bus}(1-D_2)s + (2V_{bat}(D_2-1)^2)}{(L_1L_2C_1s^3 + (L_1(D_2-1)^2 + L_2(D_1-1)^2)s)(D_2-1)} \quad (2.17)$$

$$Gi_{L_2} = \frac{i_{L_2}}{d_2}(s) = \frac{-1}{2} \frac{(2V_{bat}L_1C_1)s^2 + L_1I_{bus}(1-D_1)s - (2V_{bat}(D_1-1)^2)}{(L_1L_2C_1s^3 + (L_1(D_2-1)^2 + L_2(D_1-1)^2)s)(D_1-1)} \quad (2.18)$$

$$\frac{Gv_c}{i_{L_1}}(s) = \frac{2}{C_1s + \frac{1}{R}} \quad (2.19)$$

2.4.2. CONTROL LINEAL DE UN CONVERTIDOR BOOST INTERLEAVED

Dentro de las soluciones propuestas para controlar un convertidor interleaved se ha propuesto el uso de señales complementarias para conmutar las dos ramas [9, 10], sin embargo el desbalance presente en la implementación de los convertidores debidos a las tolerancias en los componentes y diferencias en las resistencias parásitas en el diseño del circuito impreso, generan niveles promedio diferentes en la corriente, lo cual no permite disminuir correctamente el rizado o excesos de corriente por una de las ramas lo cual puede generar sobrecalentamiento en los elementos y posibles daños.

En este capítulo se presenta el diseño de una estructura de control basada en PID, la cual está comprendida por dos etapas de control. Cada una de las dos etapas controla el ciclo de trabajo de cada una de las ramas del convertidor (d_1 y d_2). La primera etapa controla el voltaje del bus DC, cuya función de transferencia con respecto a la entrada d_1 presenta un comportamiento de fase no mínima, por lo cual es necesario implementar un control en modo de corriente como se implementó con el convertidor Boost. El primer paso es diseñar un control de corriente utilizando la función de transferencia de la corriente del inductor L_1 con respecto al ciclo

de trabajo d_1 expresada en (2.17), donde se utilizan como criterios de diseño un factor de amortiguamiento de 0,707, un tiempo de establecimiento inferior a $1ms$ y una frecuencia de corte de la quinta parte de la frecuencia de conmutación, la cual es fijada a $100kHz$. La función de transferencia del controlador encontrada se muestra en la ecuación (2.20).

$$G_{c3} = 2194,8 \times \frac{0,13 \times 10^{-3}s + 1}{s} \quad (2.20)$$

Una vez controlada la corriente del inductor se procede a diseñar el control de voltaje a partir de las variaciones de la corriente del inductor, para lo cual se debe utilizar la función de transferencia expresada en la ecuación (2.19). Tomando como criterios de diseño un factor de amortiguamiento de 0,707, un tiempo de establecimiento inferior a $2ms$ y una frecuencia de corte de la quinta parte de la frecuencia de corte del control de corriente, se obtiene el controlador expresado en la ecuación (2.21).

$$G_{c4} = 190,46 \times \frac{0,23 \times 10^{-3}s + 1}{s} \quad (2.21)$$

La segunda etapa de control para la segunda rama del convertidor interleaved es diseñada para eliminar el rizado en la corriente, donde es necesario que la corriente del inductor L_2 tenga el mismo nivel DC que la corriente del inductor L_1 . Para el diseño de este control se utiliza la función de transferencia de la corriente del inductor L_2 en función del ciclo de trabajo d_2 expresada en la ecuación (2.18), la cual se puede observar que tiene la misma forma que la función de transferencia (2.17). Debido a esto, considerando el mismo valor para todos los elementos del convertidor, es posible utilizar el mismo controlador para el control de corriente encontrado anteriormente, teniendo también en cuenta que se requiere que las dos corrientes en los inductores mantengan el mismo nivel promedio, por lo cual el promedio de la corriente de la primera rama es tomada como la referencia de la segunda rama, como se puede ver en la conexión de los controladores presentada en la **Figura 2.15**, donde se puede observar que es necesario sensar las tres variables de estado del sistema.

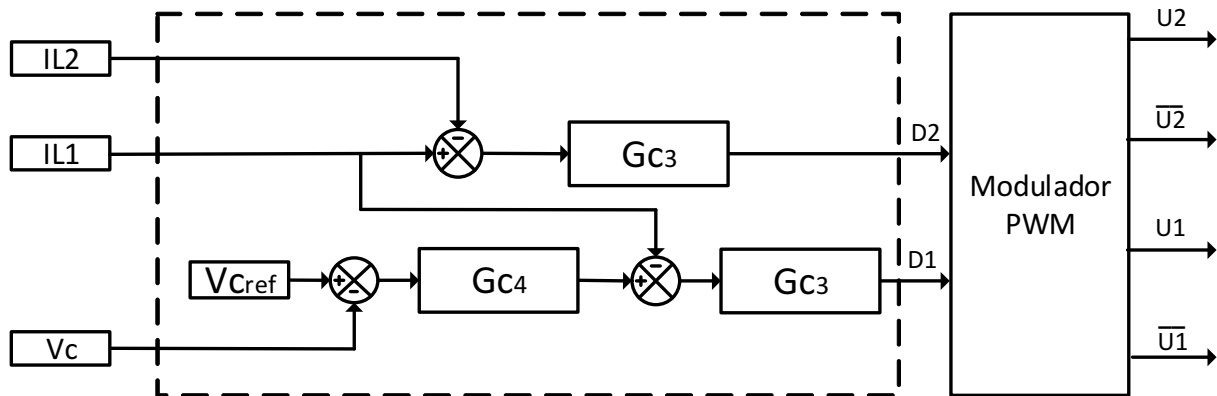


Figura 2.15: Diagrama de flujo del controlador PI para el convertidor Boost Interleaved.

Para la simulación son aplicados al sistema escalones de corriente en el bus DC para simular el proceso de carga y descarga del convertidor, con perturbaciones de corrientes de $1A$, $1,5A$ y $2A$ tanto positivos como negativos con intervalos de $30ms$, como se muestra en la **Figura 2.16**.

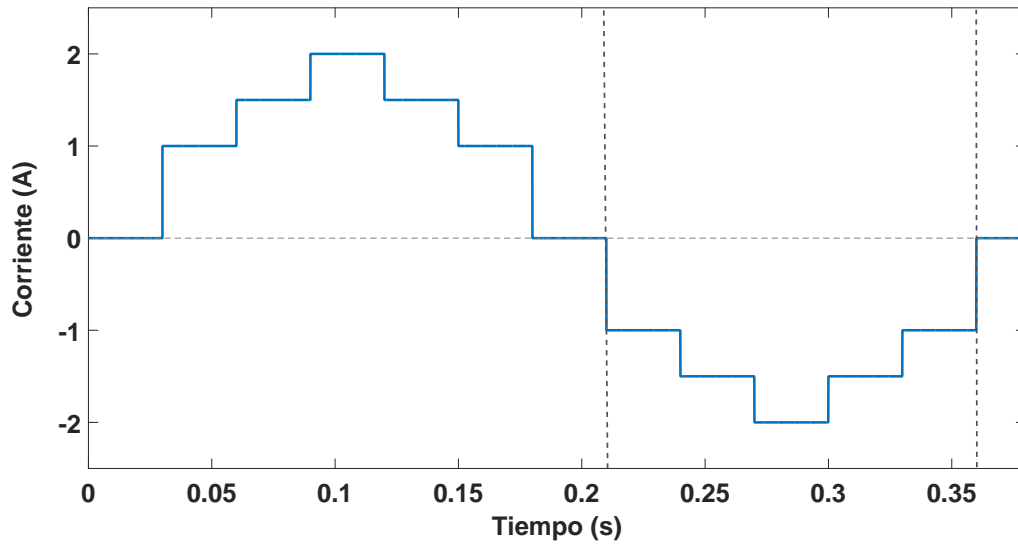


Figura 2.16: Escalones de corriente del bus DC.

La **Figura 2.17** muestra la respuesta del controlador para una referencia del voltaje del bus DC de 24V, exactamente el doble del voltaje de la batería, donde se puede observar un correcto seguimiento de la corriente i_{L2} a su referencia i_{L1} . Adicionalmente se observa una disminución en el rizado de corriente de la batería con respecto a un convertidor boost convencional.

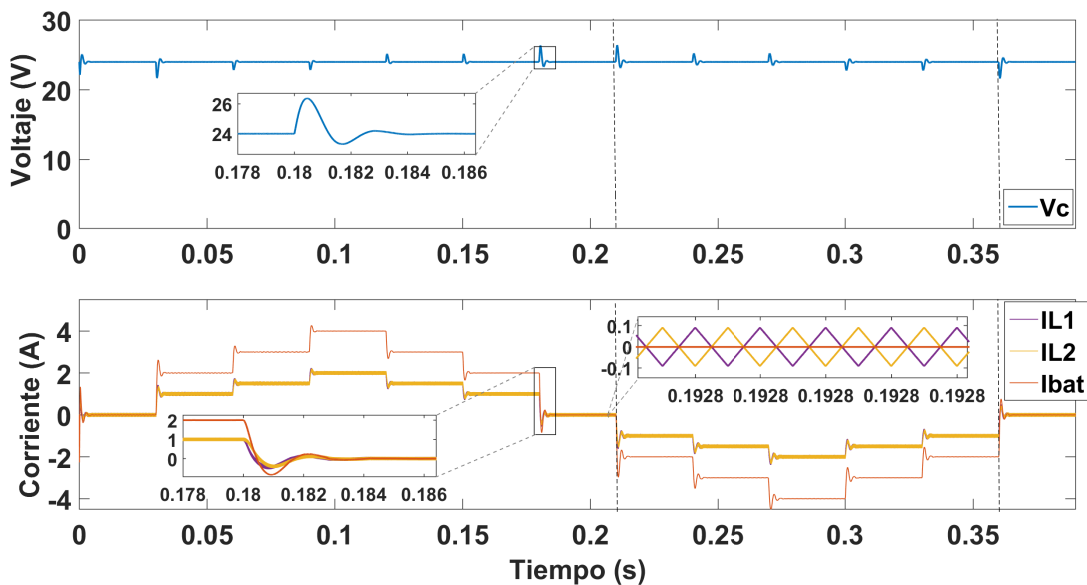


Figura 2.17: Respuesta del controlador PI para una referencia de 24V.

El caso contrario se observa para la sintonización del control para referencias de voltaje en el bus de 36V y 48V, donde no se logra una minimización igual de la corriente como se puede ver en la **Figura 2.18** inferior, donde el control sintonizado a 24V muestra una respuesta casi sin rizado. Sin embargo, se puede observar que el control regula correctamente el voltaje dado por la referencia y las corrientes de las dos ramas siguen per-

fectamente la referencia correspondiente. Adicionalmente en la parte superior de la **Figura 2.18** se observa una disminución en el rizado del voltaje de el bus para las tres referencias comparado con el resultado obtenido con el convertidor boost.

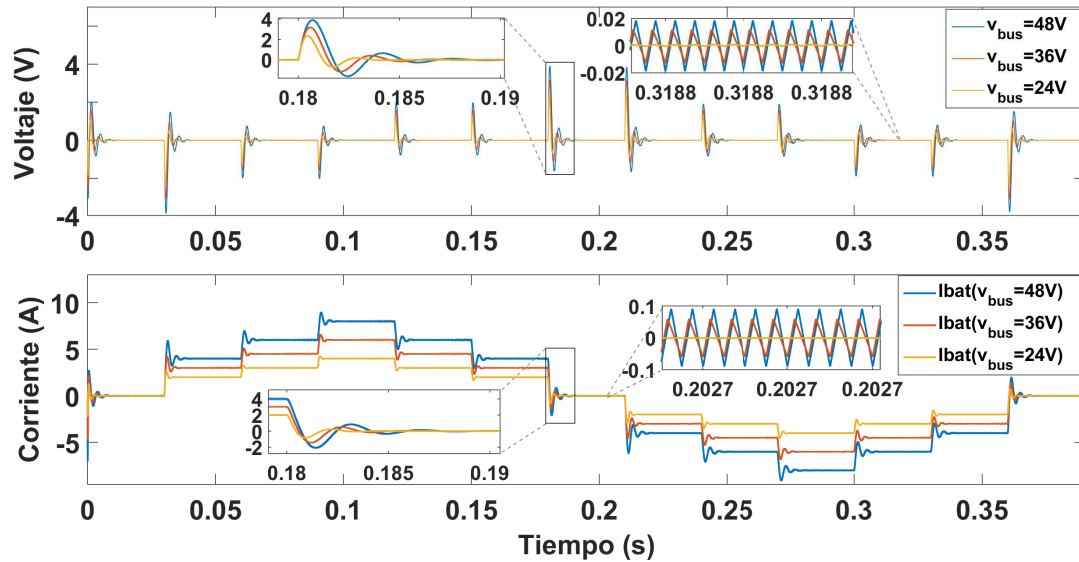


Figura 2.18: Comparación de la respuesta de un control PI de un Boost Interleaved para voltajes de referencia de 24V, 36V y 48V.

2.5. CONCLUSIONES

Este capítulo introduce algunos conceptos básicos de los convertidores conmutados y su uso como elementos primordiales en los sistemas electrónicos para la conexión de dispositivos de almacenamiento en el respaldo en una microrred o sistema principal de alimentación de un vehículo eléctrico. Dentro de estos se presentan las ventajas del convertidor elevador como dispositivo de control de carga/descarga para las baterías, el cual es modelado y posteriormente controlado utilizando una de las técnicas más utilizada en este tipo de sistemas como es el PID. En este proceso se muestra el procedimiento de diseño del controlador PID y su respuesta en los tres modos de operación para diferentes relaciones de conversión, presentando una buena respuesta frente a las perturbaciones, sin embargo, se puede evidenciar que la respuesta para los tres modos de conversión a pesar de seguir el mismo procedimiento metodológico no es el mismo en términos de tiempos de respuesta y sobreimpulso. Los resultados obtenidos son igualmente útiles para ser utilizados en la comparación con la solución propuesta.

Posterior es introducido el convertidor interleaved de dos ramas como alternativa de reducción del rizado en la corriente que carga o descarga la batería. Dicha reducción es lograda por medio del desfase entre las dos corrientes de los inductores de las dos ramas y asegurando promedios y magnitudes iguales en los dos rizados. En este capítulo se muestra el desarrollo del diseño de un control PID para este convertidor, para el cual se propuso una estructura de control comprendida por un control de voltaje y un control de seguimiento de corriente con el cual se busca mantener el mismo promedio entre las dos señales y la misma amplitud. El desfase entre las dos corrientes es logrado por medio del adelanto de una de las señales PWM de una de las ramas con respecto a la otra, el cual es fijado físicamente desde el dispositivo de control. Para este convertidor se observa igualmente una mitigación de las perturbaciones aplicadas, con respuestas variables para las tres relaciones de conversión probadas. Se observa que los dos convertidores presentan diferencias pequeñas entre ambas respuestas en términos de tiempos de respuesta y sobreimpulso en el voltaje, sin embargo, el control interleaved logra disminuir el rizado en la corriente de la batería.

Finalmente se concluye en base de lo mostrado en este capítulo y el estudio realizado en la literatura, que debido a la no linealidad de los convertidores conmutados y las baterías es importante el uso de un control no lineal, el cual permite desde el proceso de diseño tener un análisis de la estabilidad global del sistema y una confiabilidad en las respuestas dinámica tanto de la dinámica del voltaje como la corriente del sistema. Por este motivo es necesario tener una estrategia de control que permita disminuir el rizado en la batería lo máximo posible para cualquier relación de conversión, manteniendo siempre las dinámicas de respuesta dentro de los límites planteados desde la etapa de diseño.

REFERENCIAS

- [1] R.W. Erickson and D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Power electronics. Springer US, 2001.
- [2] K. I. Hwu, K. W. Huang, and Jenn-Jong Shieh. Simple modeling of dc-dc converter. In *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering*, pages 2574–2577, April 2011.
- [3] W. Li and X. He. Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4):1239–1250, April 2011.
- [4] V. Blasko and V. Kaura. A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(1):116–123, Jan 1997.
- [5] R. O. Caceres and I. Barbi. A boost dc-ac converter: analysis, design, and experimentation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1):134–141, Jan 1999.
- [6] Sergio Ignacio Serna-Garcés, Daniel Gonzalez Montoya, and Carlos Andres Ramos-Paja. Sliding-mode control of a charger/discharger dc/dc converter for dc-bus regulation in renewable power systems. *Energies*, 9(4):245, 2016.
- [7] R. Giral, L. Martinez-Salamero, and S. Singer. Interleaved converters operation based on cmc. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(4):643–652, Jul 1999.
- [8] D. J. Perreault and J. G. Kassakian. Distributed interleaving of paralleled power converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 44(8):728–734, Aug 1997.
- [9] J. Maixe, R. Leyva, L. Martinez-Salamero, and R. Giral. Sliding-mode control of interleaved boost converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47(9):1330–1339, 2000.
- [10] M.Arun Devi, K. Valarmathi, and R. Mahendran. Ripple current reduction in interleaved boost converter by using advanced PWM techniques. In *2014 IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies*, pages 115–119. IEEE, may 2014.

3

MINIMIZACIÓN DEL RIZADO

Contenido

3.1 Optimización matemática	39
3.2 Análisis de la forma de onda del rizado de corriente para su minimización	41
3.3 Optimización basada en la sesión dorada	41
3.4 Conclusiones	43
Referencias	44

Como se presentó en el capítulo anterior, los convertidores generan rizados en la corriente y voltaje a la entrada y salida lo cuales son transferidos a las fuentes o cargas conectadas el sistema, los cuales al ser utilizados como sistemas para el proceso de carga/descarga puede afectar el estado de salud de las baterías u otro tipo de cargas sensibles a este tipo de oscilaciones. Se ha encontrado que el convertidor boost interleaved permite disminuir el rizado en los dispositivos de almacenamiento conectados a la entrada, además que su estructura permite controlar fácilmente la corriente del ESD.

Adicionalmente se ha encontrado la necesidad de utilizar estrategias de control no lineal debido a que tanto la batería como los convertidores son dispositivos de estructura variable, encontrando grandes ventajas especialmente del uso de la técnica de control por modos deslizantes en convertidores conmutados como lo exponen los autores en [1]. El uso de esta estrategia en un convertidor interleaved presenta un gran reto, ya que este control tiene una frecuencia de conmutación variable, por lo cual e desfase entre las dos corrientes de las dos ramas no pueden tener un mismo periodo de desfase, debido a esto es necesario identificar el desfase óptimo que permite minimizar el rizado en la batería para cualquier frecuencia y período de conmutación impuesto por el control, el cual es abordado en este capítulo como un problema de optimización.

3.1. OPTIMIZACIÓN MATEMÁTICA

Los problemas de optimización consisten en la búsqueda de los argumentos que permiten maximizar o minimizar una función matemática, sujeta a ciertas restricciones. En las aplicaciones reales se pueden encontrar un gran número de problemas que pueden ser intervenidos desde la optimización tales como minimizar el consumo de energía y costos de un proceso o maximizar su beneficio, la producción, el rendimiento y la eficiencia.

Para identificar cual técnica de optimización utilizar para un problema específico es necesario inicialmente clasificar el tipo de problema. La **Figura 3.1** muestra una clasificación general de los problemas de optimización presentada en [2].

El primer nivel de clasificación consiste en definir si el problema es o no un problema de optimización. El segundo nivel clasifica el problema como único-objetivo o multiobjetivo, diferenciando uno del otro siempre en cuando un problema definido multi-objetivo contenga funciones objetivos contradictorias unas de la otras, característica que conduce a un conjunto de puntos óptimos conocidos como frente de Pareto. Si esto no se presenta entonces un problema multi-objetivo puede ser dividido en varios problemas de único objetivo.

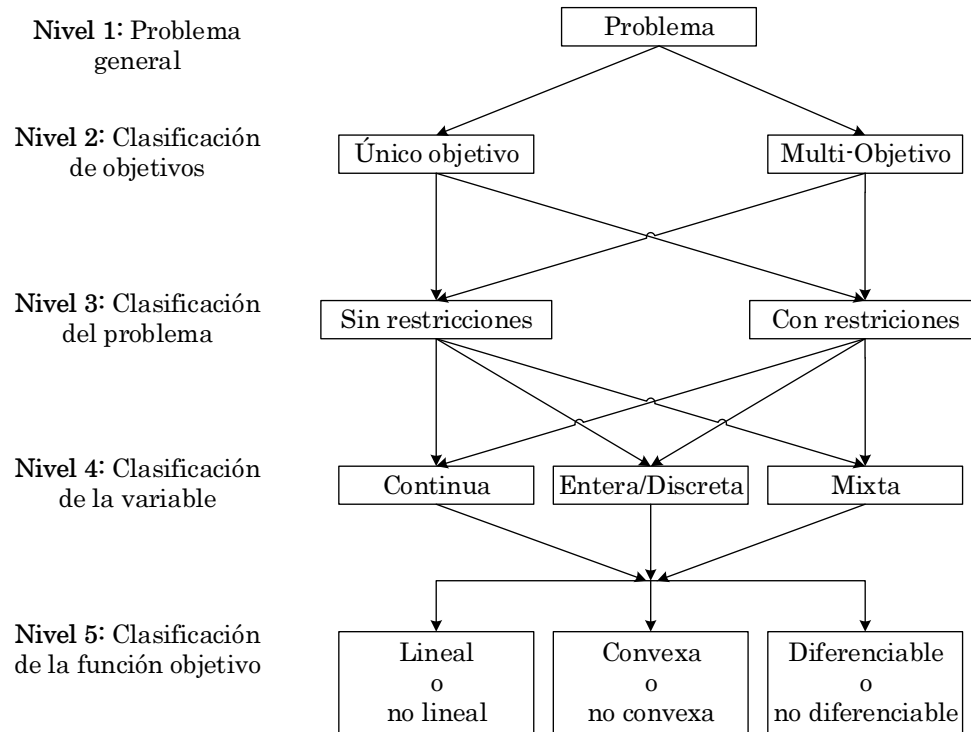


Figura 3.1: Clasificación de los problemas de optimización [2].

El tercer nivel difiere si un problema es restringido o no restringido. Las restricciones son conocidas como las limitaciones de un problema, las cuales tienen dos componentes, usualmente una función y una constante, relacionadas por un signo de igualdad o desigualdad [2]. El cuarto nivel presenta una clasificación de acuerdo a la naturaleza de los datos, los cuales pueden ser reales/continuos o enteros/discretos. Si contiene datos de ambas naturalezas es definido como un problema mixto.

El siguiente nivel clasifica las funciones en base a las propiedades matemáticas de la misma. Si la función objetivo es un polinomio de primer grado será de tipo lineal, en caso contrario será de tipo no lineal [3]. La función se define convexa si un segmento de línea entre dos puntos sobre la gráfica de la función está arriba de la gráfica. Equivalentemente, una función es convexa si su epígrafe (el conjunto de puntos por encima de la gráfica de la función) es un conjunto convexo [4]. La convexidad es considerada una propiedad importante en la optimización clásica ya que muchas técnicas/algoritmos son desarrollados basados en la suposición que la función es convexa [2]. La diferenciación es importante cuando se utilizan técnicas basadas en derivadas.

Para una mejor selección de una técnica de optimización pueden ser evaluadas otras características de la función como son unimodal versus multimodal, estática versus dinámica y propiedades de restricción tales como restricciones blandas versus duras [2].

En esta sección se estudia el rizado generado por el convertidor como un problema de optimización, el cual se desea que sea lo mínimo posible, con el objetivo de extender o maximizar el tiempo de vida de la batería.

3.2. ANÁLISIS DE LA FORMA DE ONDA DEL RIZADO DE CORRIENTE PARA SU MINIMIZACIÓN

La magnitud del rizado de corriente expresada en las ecuaciones ((3.1)) y ((3.2)) en las dos ramas Δi_{L1} y Δi_{L2} son calculadas a partir de las ecuaciones diferenciales de la corriente en ambos inductores, donde T_{sw} representa el periodo de conmutación.

$$\Delta i_{L1} = \frac{v_b}{L_1} \cdot d_1 \cdot T_{sw} \quad (3.1)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{v_b}{L_2} \cdot d_2 \cdot T_{sw} \quad (3.2)$$

La forma de onda del rizado para ambas ramas es dado en la ecuación ((3.3)), donde i toma el valor de 1 o 2 dependiendo de la rama del interleaved. Adicionalmente es posible obtener un desfase ΔT entre el rizado de ambas ramas el cual está restringido entre $[0, T_{sw}]$, cuyo concepto es ilustrado en la **Figura 3.2**.

$$\delta i_{L_i}(t) = \begin{cases} \frac{v_b}{L_i} \cdot t & , \quad 0 \leq t < d_i \cdot T_{sw} \\ \frac{v_b - v_{dc}}{L_i} \cdot t + \Delta i_{L_i} & , \quad d_i \cdot T_{sw} \leq t < T_{sw} \end{cases} \quad (3.3)$$

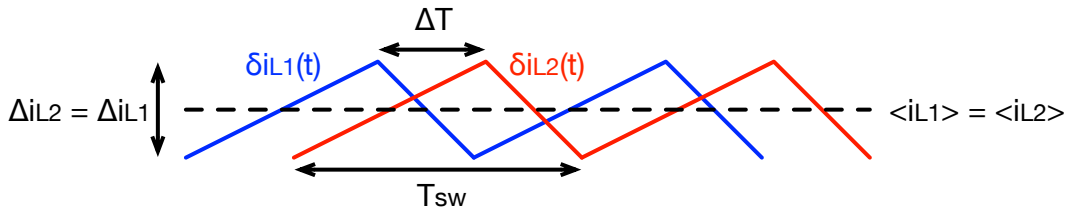


Figura 3.2: Desfase entre las corrientes de los inductores de las ramas de un convertidor boost interleaved

A partir de la suma de la forma de onda de los rizados de ambas ramas, es obtenida la forma de onda del rizado de la batería como se expresa en la ecuación ((3.4)), cuya magnitud es calculada como la diferencia entre el valor máximo y el valor mínimo de dicha forma de onda expresada en ((3.5)).

$$\delta i_b(t, \Delta T) = \delta i_{L1}(t) + \delta i_{L2}(t + \Delta T) \quad (3.4)$$

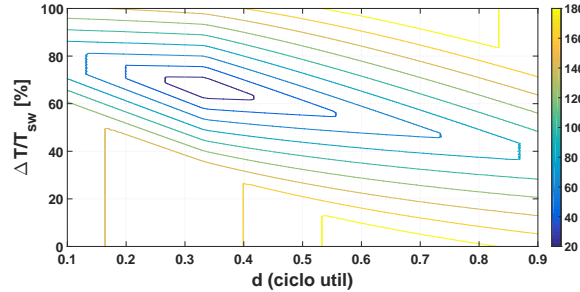
$$\Delta i_b(\Delta T) = \text{máx}(\delta i_b(t, \Delta T)) - \text{mín}(\delta i_b(t, \Delta T)) \quad (3.5)$$

Con el objetivo de obtener el mínimo rizado posible en la corriente de la batería es requerido que las corrientes en los dos inductores posean el mismo valor promedio y sus rizados tengan la misma magnitud. Adicionalmente el desfase ΔT entre ambos rizados también aporta a su reducción. Para encontrar el desfase que permite minimizar el rizado es tomada la función ((3.5)) como un problema de optimización monobjetivo de tipo multimodal, donde inicialmente se fija el ciclo de trabajo d_1 en un valor constante para un punto de operación dado y d_2 es tomado junto a ΔT como los parámetros que minimizan la función con rangos entre $[0 - 1]$ y $[0 - T_{sw}]$ respectivamente.

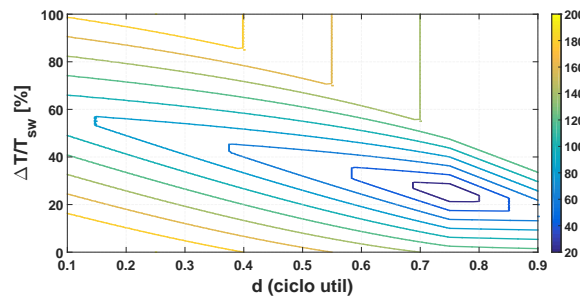
3.3. OPTIMIZACIÓN BASADA EN LA SESIÓN DORADA

Las **Figuras 3.3(a)** y **3.3(b)** presentan por medio de la gráfica de contorno el porcentaje de variación del rizado de la batería usando el convertidor interleaved con respecto al rizado de un convertidor clásico con un solo inductor, el cual se encuentra en función del ciclo de trabajo d_2 y el desfase ΔT , para ciclos de trabajo d_1 iguales a 0.6667 y 0.25 que corresponden a puntos de operación en el bus DC de 18V y 48V respectivamente. A partir

de este análisis se encuentra que para una minimización del rizado es necesario que el ciclo de trabajo de la segunda rama tenga el valor complementario de la primera rama $d_2 = 1 - d_1$ y el porcentaje de desfase entre los dos rizados tome un valor igual al ciclo de trabajo de la primera rama $\Delta T/T_{sw} = d_1 \times 100$.



(a) Grafica de contorno del (porcentaje de variación del rizado de la batería usando el convertidor interleaved con respecto al rizado de un convertidor clásico con un solo inductor) en función del porcentaje de desfase $\Delta T/T_{sw}$ y ciclo de trabajo d_2 manteniendo $d_1=0.6667$.



(b) Grafica de contorno del (porcentaje de variación del rizado de la batería usando el convertidor interleaved con respecto al rizado de un convertidor clásico con un solo inductor) en función del porcentaje de desfase $\Delta T/T_{sw}$ y ciclo de trabajo d_2 manteniendo $d_1=0.25$.

Figura 3.3: Función del porcentaje de rizado Δi_b para voltaje del bus DC 18V y 48V.

Sin embargo, las condiciones de ciclos de trabajo con valores tan dispersos no son dadas para el convertidor interleaved, donde por lo general los valores son iguales o muy cercanos. La **Figura 3.4(a)** muestra la función del porcentaje de variación de rizado de la corriente de la batería de un convertidor interleaved con respecto a un convertidor convencional para ciclos de trabajo iguales en las dos ramas, donde el porcentaje de desfase para las señales de control que permite minimizar el rizado debe ser iguales al 50%, lo que equivale a un desfase de 180° , donde el mínimo de la función se obtiene para un ciclo de trabajo $d_1 = d_2 = 0,5$, el cual solo se cumple para un voltaje del bus DC del doble del voltaje de la batería.

Es posible en la práctica encontrar que los valores de los ciclos de trabajo no son exactamente iguales y esto es debido a las variaciones de inductancias, capacitancias, recorridos de la corriente en los circuitos impresos con impedancias diferentes, calentamiento en los dispositivos electrónicos, entre otros. Utilizando el método de optimización de la sesión dorada se encuentra el porcentaje de desfase que permite minimizar el rizado de la batería para cada par de ciclos de trabajo en cada uno de las dos ramas del convertidor las cuales son presentadas en la **Tabla 3.1** para 5 factores de elevación del convertidor $v_{dc}/v_b=[4,3,2,1.5,1.25]$.

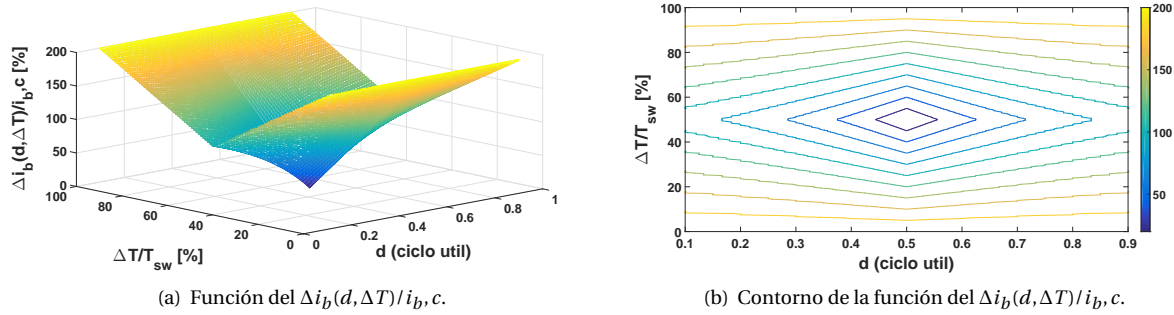


Figura 3.4: Variación del porcentaje de rizado de corriente en la batería en función de ciclo de trabajo y el porcentaje de desfase.

v_{DC}/v_b	4	3	2	1.5	1.25
D_1	0.25	0.3333	0.5	0.667	0.8
$D_1 - D_2$					
-0.02	50.7	51.1	51.0	51.0	51.0
-0.015	50.8	50.7	50.7	50.6	51.0
0.01	50.5	50.4	50.5	50.4	50.6
0.005	50.2	50.3	50.2	50.2	50.3
0	50.0	50.0	50.0	49.9	50.0
0.005	49.8	49.8	49.7	49.7	49.7
0.01	49.4	49.6	49.5	49.5	49.5
0.015	49.2	49.4	49.2	49.3	49.1
0.02	49.0	49.0	49.0	49.1	49.3

Tabla 3.1: Porcentaje de desfase entre los dos rizados de los inductores que permite minimizar el rizado en la batería.

3.4. CONCLUSIONES

En este capítulo se analiza la forma de onda del rizado a la entrada de un convertidor boost interleaved de dos ramas, la cual está formada por la suma de las corrientes de los inductores de cada inductor. En el análisis se evidencia que la reducción del rizado de corriente en el nodo de entrada depende de la magnitud de los rizados, el periodo, el ciclo de trabajo y el desfase entre las dos señales. Esta forma de onda es expresada como una función objetivo buscando encontrar para cualquier relación de conversión el desfase óptimo, para lo cual se encuentra que para una relación de conversión entrada/salida de dos, el desfase que permite la mayor reducción del rizado es el 50% como es reportado en la literatura, pero igualmente es el desfase que logra la mayor disminución de rizado para cualquier relación de conversión. Por este motivo se concluye que para una estrategia de control por modos deslizantes aplicada a un convertidor boost interleaved, donde se requiere reducir el rizado lo máximo posible, es necesario buscar una estrategia que permita mantener la magnitud y el desfase entre los dos rizados de los inductores siempre al 50%. Esta tarea tiene un mayor grado de dificultad debido a que la frecuencia de la señal de conmutación para un SMC es de frecuencia variable. En el próximo capítulo se presenta una estrategia basada en modos deslizantes para dar solución a estos problemas identificados.

REFERENCIAS

- [1] L. Martinez-Salamero, A. Cid-Pastor, R. Giral, J. Calvente, and V. Utkin. Why is sliding mode control methodology needed for power converters? In *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*. IEEE, sep 2010.
- [2] Ruhul Amin Sarker and Charles S Newton. *Optimization modelling: a practical approach*. CRC Press, 2007.
- [3] Daniel Stevenson Grass Guaqueta et al. *Optimización multi-objetivo con algoritmos bio-inspirados para el control y coordinación de inventarios multi-producto*. PhD thesis, Universidad Nacional de Colombia-Sede Bogotá.
- [4] CTI Reviews. *Optimization Methods in Finance*. Cram101, 2016.

4

CONTROL DE ESTRUCTURA VARIABLE DEL SISTEMA DE CARGA DE BATERÍAS

Contenido

4.1 Control de estructura variable	46
4.1.1 Control por modos deslizantes:	47
4.1.2 Formulación matemática del SMC para convertidores:	50
4.2 Control SMC de un convertidor boost interleaved	51
4.2.1 Condición de transversalidad para el convertidor boost.	51
4.2.2 Condición de alcanzabilidad para el convertidor boost	52
4.2.3 Condición de control equivalente para el convertidor boost.	53
4.3 Control SMC de un convertidor boost interleaved	55
4.3.1 Superficie de control de voltaje del bus	56
4.3.2 Superficie de control complementario de corriente.	57
4.3.3 Dinámica equivalente	59
4.3.4 Proceso de Diseño.	60
4.4 Conclusiones	63
Referencias	65

Como se presentó en el capítulo 2, un control lineal del convertidor presenta un correcto funcionamiento, sin embargo, no garantiza una operación con la misma dinámica deseada para todo el rango de operación, esto debido a la naturaleza de la técnica de control lineal. Así mismo, teniendo claro el desfase óptimo que garantiza el menor rizado para la corriente de la batería, se debe plantear una estrategia de control que garantice dicho desfase entre las corrientes de las ramas. Para este trabajo se seleccionó el control de estructura variable ya que permite tener una estabilidad en todo el rango de operación del sistema sin importar la no linealidad inherente en las baterías. En este capítulo se presenta el diseño y simulación de la estrategia de control propuesta, la cual permite generar el desfase adecuado para la minimización del rizado de corriente y a su vez manteniendo las ventajas del control de estructura variable, el cual es igualmente introducido en este capítulo. Finalmente se muestra la simulación de la estrategia propuesta y la comparación con las técnicas presentadas en el capítulo anterior.

4.1. CONTROL DE ESTRUCTURA VARIABLE

El control de estructura variable (Variable Structure Control - VSC) fue propuesto a principios de los años cincuenta en la Unión Soviética por Stanislav Emelyanov y Vadim Utkim [1]. Este tipo de control nace con el objetivo de obtener una controlabilidad global de los sistemas, lo cual no era posible con el control lineal, debido a que este tipo de control es diseñado alrededor de un punto de operación de la planta previamente linealizada. Para lograr dicha controlabilidad el VSC cambia deliberadamente la ley de control de acuerdo con algunas reglas definidas que dependen del estado o funcionamiento del sistema. Como se puede ver en el siguiente ejemplo presentado en [2].

Consideremos el sistema de segundo orden:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_2 + u_i, \quad i = 1, 2.\end{aligned}\quad (4.1)$$

Donde x_1 y x_2 son las variables de estado del sistema las cuales son controladas por las siguientes leyes de control:

$$u_1 = -x_2 - x_1, \quad (4.2)$$

$$u_2 = -x_2 - 4x_1. \quad (4.3)$$

La respuesta obtenida usando las leyes expresadas en las ecuaciones (4.2) y (4.3) se muestra en la **Figura 4.1(a)** y **Figura 4.1(b)** respectivamente, las cuales son simuladas con condiciones iniciales A: $\{x_{10} = 1, x_{20} = 1\}$, B: $\{x_{10} = 0, x_{20} = 1\}$ y C: $\{x_{10} = 0, x_{20} = 0,5\}$. De acuerdo a la definición de estabilidad en el sentido de Lyapunov: ("El punto de equilibrio del sistema es internamente estable si toda condición inicial finita origina una trayectoria acotada" [3]), los dos sistemas son estables.

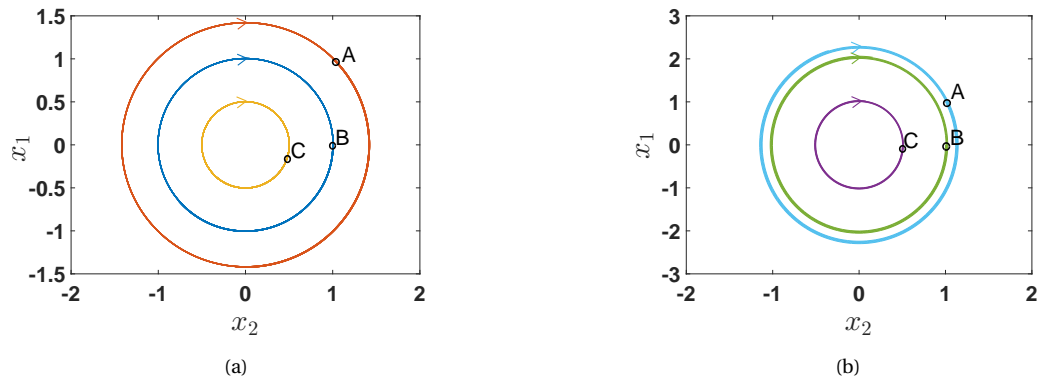


Figura 4.1: Respuestas de los sistemas tomados como ejemplo (a) Respuesta del sistema (4.1) usando la ley de control (4.2).
(b) Respuesta del sistema (4.1) usando la ley de control (4.3).

Si por el contrario se utiliza las dos leyes de control aplicando la función de conmutación expresada en la ecuación (4.4), el sistema es asintóticamente estable ("Un sistema es asintóticamente estable si toda condición inicial finita origina una trayectoria acotada que además tiende al origen cuando $t \rightarrow \infty$ " [3]) como se muestra en la **Figura 4.2(a)**.

$$i = \begin{cases} 1, & \text{para } \min\{x_1, x_2\} < 0, \\ 2, & \text{para } \min\{x_1, x_2\} \geq 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

Sin embargo con la misma ley de control se puede obtener un comportamiento diferente e incluso llegar a ser inestable, como se ve en la **Figura 4.2(b)** donde se utiliza la estrategia de conmutación expresada en la ecuación (4.5), la cual difiere de la estrategia (4.4) en los límites de conmutación.

$$i = \begin{cases} 1, & \text{para } \min\{x_1, x_2\} \geq 0, \\ 2, & \text{para } \min\{x_1, x_2\} < 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

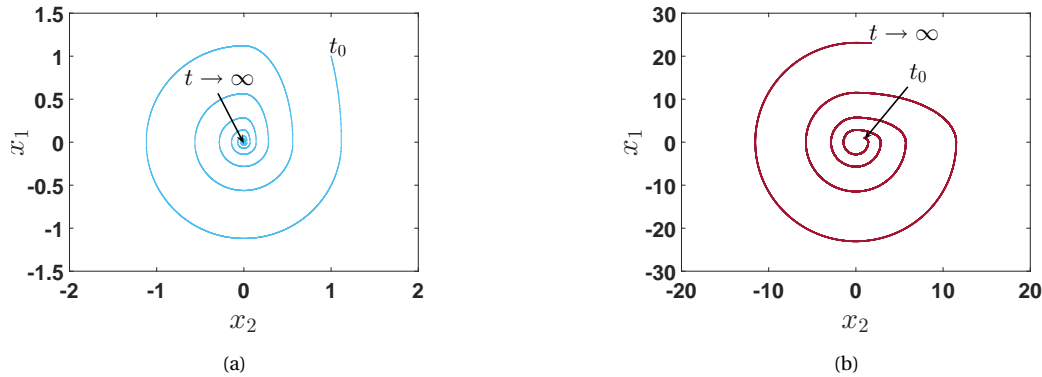


Figura 4.2: Respuestas de los sistemas tomados como ejemplo (a) Respuesta del sistema (4.1) usando la estrategia de conmutación (4.4).
(b) Respuesta del sistema (4.1) usando la estrategia de conmutación (4.5).

De acuerdo a este ejemplo se puede observar que los sistemas VSC se caracterizan por dos o más leyes de control y una regla de decisión también denominada como función de conmutación, igualmente se observa que la dinámica del VSC no solo depende de las leyes de control aplicadas, sino también en gran medida por la estrategia de conmutación [4].

4.1.1. CONTROL POR MODOS DESLIZANTES:

El control por modos deslizantes (Sliding Mode Control - SMC) es un tipo particular de VSC diseñado para llevar los estados del sistema dentro de un espacio de estados de orden menor diseñado de acuerdo a una dinámica deseada. Con el objetivo de introducir algunos conceptos propios del SMC y del VSC consideremos el siguiente sistema de segundo orden presentado en [5]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= 2x_2 - x_1 + u_i, \quad i = 1, 2. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Las Figuras 4.3(a) y 4.3(b) muestran la respuesta del sistema 4.6 controlada a partir de las ley de control expresada en las ecuación (4.7) con $k = 4$ y $k = -4$ respectivamente. La respuesta de la Figura 4.3(a) presenta un punto de equilibrio inestable en el origen, mientras la respuesta en la Figura 4.3(b) muestra su punto de equilibrio como una silla de montar en el origen igualmente inestable.

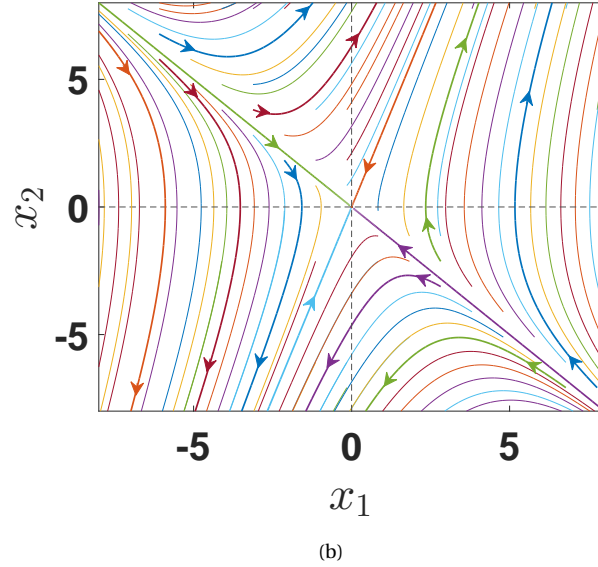
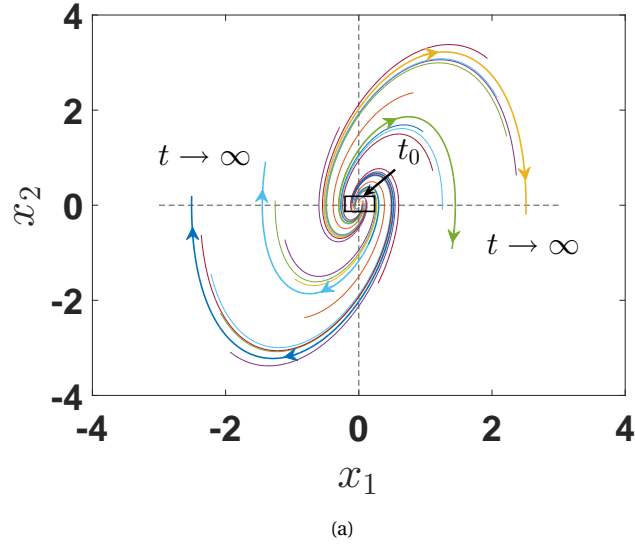


Figura 4.3: Respuestas del segundo ejemplo. (a) Respuesta del sistema (4.6) usando la ley de control (4.7) con $k = 4$.
 (b) Respuesta del sistema (4.6) usando la ley de control (4.7) con $k = -4$.

$$u = -k x_1 = \begin{cases} 4 \\ -4 \end{cases} \quad (4.7)$$

Ahora consideremos la siguiente función expresada en la ecuación (4.8), la cual define la conmutación de la ganancia de realimentación k :

$$\psi(x_1, x_2) = x_1 \sigma, \quad \sigma = 0,5 x_1 + x_2. k = \begin{cases} 4, & \text{cuando } \psi(x_1, x_2) > 0, \\ -4, & \text{cuando } \psi(x_1, x_2) < 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

La función $\psi(x_1, x_2)$ es el producto de dos funciones (ecuación (4.9)) las cuales dividen el plano de fase donde la función tiene diferentes signos como se muestran en la **Figura 4.4**. Estas dos líneas son llamadas líneas de conmutación y definen el conjunto de puntos (conocido como superficie de conmutación) donde $\psi(x_1, x_2) = 0$. $\psi(x_1, x_2)$ es llamada la función de conmutación [5].

$$x_1 = 0, \quad \sigma = 0,5x_1 + x_2 = 0. \quad (4.9)$$

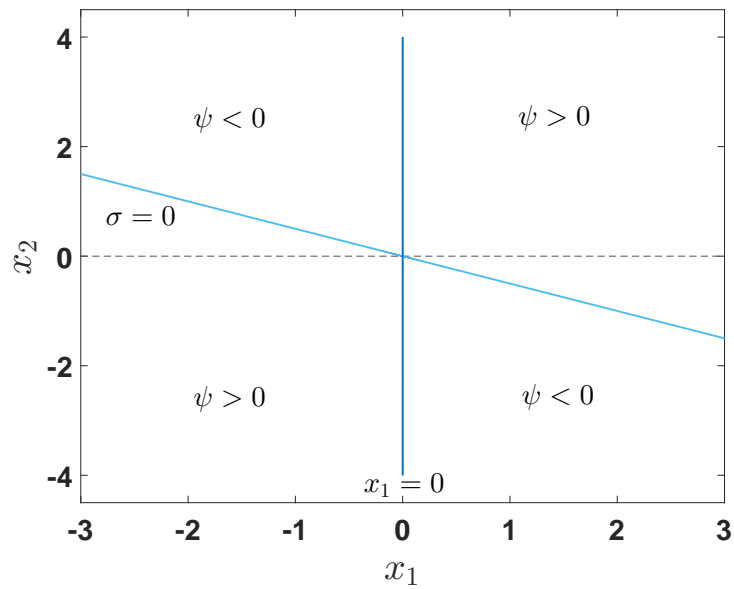


Figura 4.4: Regiones definidas por las líneas de conmutación.

La **Figura 4.5** muestra la respuesta del sistema presentado en (4.6) controlado utilizando la función de conmutación (4.8). Se observa que sobre la línea $x_1 = 0$ no se presenta cambios de trayectoria abruptos en la dirección del movimiento del sistema. Sin embargo, sobre línea $\sigma = 0$ terminan diferentes trayectoria que vienen de ambos lados de la línea y una vez golpean la línea su movimiento es determinado completamente por la línea de conmutación $\sigma = 0$ [5].

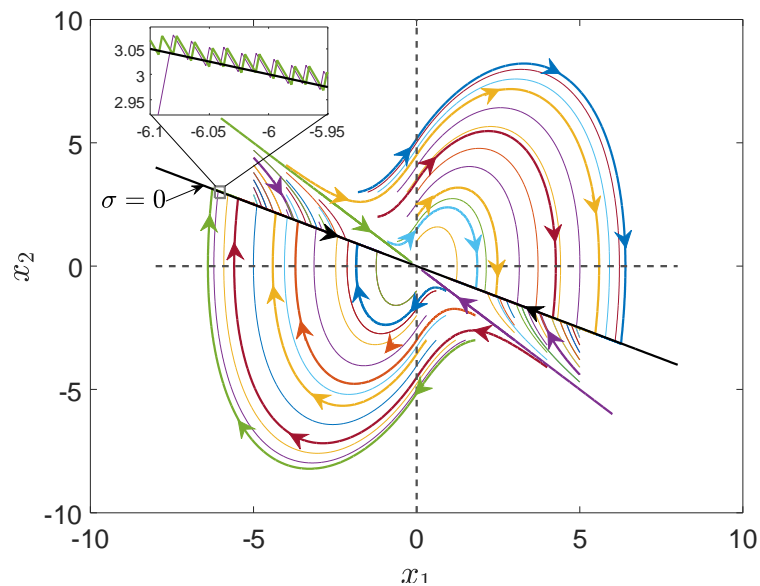


Figura 4.5: Respuesta del sistema (4.6) controlado la la función de conmutación (4.8).

El SMC se caracteriza por dos comportamientos en bucle cerrado descrito en [4]:

- **Modo o fase de alcance:** Este modo se presenta cuando se aplica al sistema una ley de control, denominada ley de alcanzabilidad para forzar el alcance de la superficie deslizante, esta dura hasta que el punto representativo de la planta golpee la función de conmutación y pase a la segunda fase.
- **Modo deslizante o de deslizamiento:** es el comportamiento en que la trayectoria del estado se “desliza” sobre la superficie y converge a un atractor estable incluido en dicha superficie. En esta fase ni las inexactitudes que puedan existir en el modelo ni las perturbaciones externas pueden afectar la dinámica de la planta [2], por lo cual es deseable que la fase de alcance sea lo más corta o inexistente si es posible.

Como síntesis el diseño de una SMC está comprendido por dos partes, donde la primera parte consiste en el diseño de una superficie en el espacio de estados del sistema para representar una dinámica deseada, la cual es de un orden inferior que la planta. La segunda parte consiste en el diseño de una estructura de control tal que cualquier estado x_i fuera de la superficie de conmutación sea impulsado para alcanzar la superficie en un tiempo finito [5]. A continuación se realiza un formulación matemática del SMC.

4.1.2. FORMULACIÓN MATEMÁTICA DEL SMC PARA CONVERTIDORES:

Considere un sistema de conmutación no lineal dependiente del tiempo definido por la siguiente ecuación:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{g}(\mathbf{x}(t)) + \varphi(\mathbf{x}(t)) \cdot u(t). \quad (4.10)$$

donde $\mathbf{x}(t)$ es el vector de variables de estado en un espacio n -dimensional \mathfrak{R}^n , $\mathbf{g}(\cdot)$ y $\varphi(\cdot)$ son campos vectoriales suaves en el mismo espacio y $u(t)$ es la acción de control discontinua expresada como:

$$u(t) = \begin{cases} U^+, & \text{cuando } \psi(\mathbf{x}, t) > 0, \\ U^-, & \text{cuando } \psi(\mathbf{x}, t) < 0 \end{cases} \quad (4.11)$$

donde U^+ y U^- son valores escalares o funciones escalares de $\mathbf{x}(t)$ y $\psi(\mathbf{x}, t)$ es la función de conmutación, la cual es típicamente diseñada como una combinación lineal de los valores ponderados de las variables de estado [6] como se ve en la ecuación (4.12).

$$\psi(\mathbf{x}, t) = \sum_{i=1}^m \alpha_i x_i(t), \quad (4.12)$$

donde α_i para $i=1$ a m denota el conjunto de parámetros de control conocidos como coeficientes de deslizamiento y $x_i(t) \in \mathbf{x}(t)$. Un sistema con esta descripción exhibe una propiedad de modo deslizante cuando las condiciones requeridas de transversalidad, alcanzabilidad y control equivalente son cumplidas.

Condición de transversalidad: Esta condición analiza la controlabilidad del sistema [7], en otras palabras demuestra si la variable de control tiene presencia en la derivada de la superficie deslizante y asegura que la modificación de esta variable permite modificar el comportamiento del sistema. Esta condición es garantizada si la ecuación (4.13) es cierta:

$$\frac{d}{du} \left(\frac{d\psi}{dt} \right) \neq 0, \quad (4.13)$$

Condición de alcanzabilidad: La condición de alcanzabilidad analiza la capacidad del sistema de alcanzar la superficie [7], la cual asegura que una vez la trayectoria se encuentre en lugares dentro de la vecindad de la superficie deslizante siempre se dirija hacia esta. La condición de alcanzabilidad depende del signo de la condición de transversalidad. Si la transversalidad es positiva la alcanzabilidad se analiza con las ecuaciones (4.14) de lo contrario se analiza con la ecuación 4.15.

$$\frac{d}{du} \left(\frac{d\psi}{dt} \right) > 0 = \begin{cases} \lim_{\psi \rightarrow 0^-} \frac{d\psi}{dt} > 0 \\ \lim_{\psi \rightarrow 0^+} \frac{d\psi}{dt} < 0. \end{cases} \quad (4.14)$$

$$\frac{d}{du} \left(\frac{d\psi}{dt} \right) < 0 = \begin{cases} \lim_{\psi \rightarrow 0^-} \frac{d\psi}{dt} < 0 \\ \lim_{\psi \rightarrow 0^+} \frac{d\psi}{dt} > 0. \end{cases} \quad (4.15)$$

Condición de control equivalente: Esta condición analiza la estabilidad local del sistema. En el caso de convertidores dc/dc la condición debe ser lograda en operación normal con la señal de control binaria $u = 1$ o $u = 0$, por lo tanto, el valor de control equivalente u_{eq} debe ser restringido dentro de $0 < u_{eq} < 1$ [7]. Para demostrar el cumplimiento de esta condición es utilizada la ecuación (4.16).

$$\frac{d\psi}{dt} = 0 \rightarrow 0 < u_{eq} < 1 \quad (4.16)$$

4.2. CONTROL SMC DE UN CONVERTIDOR BOOST INTERLEAVED

Con el objetivo de mejorar la respuesta del control lineal propuesto en el capítulo anterior se utiliza un control por modos deslizantes presentada en [7], cuya superficie se encuentra formada por la corriente de la batería i_b , el error del voltaje del bus y su integral como se muestra en (4.17), donde v_R representa la referencia del voltaje del bus y k_p y k_i son la constante proporcional y la constante integral respectivamente, las cuales hacen parte de un control PI que se encuentra interno dentro de la superficie.

$$\Psi = i_L + k_p \cdot \Delta e_{dc} + k_i \cdot \int \Delta e_{dc} dt \quad , \quad \Delta e_{dc} = v_{dc} - v_R \quad (4.17)$$

$$\Phi = \{\Psi = 0\} \quad (4.18)$$

Como se expuso en la sección anterior es necesario comprobar tres condiciones que aseguran la existencia del modo de deslizamiento de la superficie, donde la condición de transversalidad analiza la controlabilidad del sistema, la alcanzabilidad analiza la capacidad de la superficie de llegar a el modo deslizante y el control equivalente analiza la estabilidad local de la superficie.

Para analizar el cumplimiento de estas tres condiciones se deriva la ecuación (4.17) con respecto al tiempo, cuyo proceso arroja la ecuación (4.19), donde Δv_{dc} representa el error calculado entre la valor de la referencia v_R y el voltaje DC v_{dc} . Para incluir la variable de control u en (4.19) es necesario reemplazar las derivadas \dot{i}_L y \dot{v}_{dc} por la expresiones obtenidas en el proceso de modelado, obteniendo de esta forma la ecuación expresada en (4.20).

$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{di_L}{dt} - k_p \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} + k_i \cdot \Delta e_{dc} \quad , \quad \Delta e_{dc} = v_R - v_{dc} \quad (4.19)$$

$$\frac{d\Psi}{dt} = \left[\frac{v_b - v_{dc} \cdot (1 - u)}{L} \right] - k_p \cdot \left[\frac{i_b(1 - u) - i_{dc}}{C} \right] + k_i \cdot \Delta e_{dc} \quad (4.20)$$

4.2.1. CONDICIÓN DE TRANSVERSALIDAD PARA EL CONVERTIDOR BOOST

Para comprobar la existencia de la condición de transversalidad se deriva la ecuación obtenida en (4.20) en función de u , obteniendo la ecuación (4.21), de la cual es necesario analizar los valores que pueden tomar las variables de la expresión obtenida para que la función sea diferente de cero y de este modo garantizar la condición de transversalidad. De manera práctica los valores posibles que puede tomar las variables v_{dc} , C y L son mayores a cero, por lo que es necesario analizar los posibles valores para las variables i_b y k_p . Para el sistema analizado la variable i_b puede tomar valores diferentes dentro de tres modos posibles: i) $i_b = 0$ cuando no hay un intercambio de energía entre la batería y el bus DC, ii) $i_b > 0$ para modo de descarga de la batería donde se alimentan las cargas del sistema desde la energía almacenada y iii) $i_b < 0$ cuando la batería es cargada con la

energía excedente desde una fuente de energía.

$$\frac{d}{d u} \left(\frac{d \Psi}{d t} \right) = \frac{v_{dc}}{L} + k_p \cdot \frac{i_L}{C} \neq 0 \quad (4.21)$$

Tomando la primera posibilidades se encuentra que para $i_b = 0$ la expresión queda reducida a la ecuación (4.22), la cual está restringida a intervalos positivos, condicionando a la transversabilidad a tomar un valor positivo para los restantes modos de operación y de este modo proporcionar un análisis unificado que garantice la existencia del modo deslizante. Así con $i_b < 0$ se deduce que la variable k_p debe tomar valores menores a cero para que la transversalidad continúe siendo positiva.

$$\frac{d}{d u} \left(\frac{d \Psi}{d t} \right) = \frac{v_{dc}}{L} > 0 \quad (4.22)$$

Finalmente para $i_b > 0$ se encuentra que los valores posibles de k_p debe estar en el intervalo dada por la expresión (4.23).

$$-k_p < \frac{v_{dc}}{i_b} \cdot \frac{C}{L} \quad \text{para } i_b > 0 \quad (4.23)$$

4.2.2. CONDICIÓN DE ALCANZABILIDAD PARA EL CONVERTIDOR BOOST

Debido a que el signo de la transversalidad es positiva, es necesario analizar la condición de alcanzabilidad por medio de la expresión (4.14), las cuales indican que para $u = 1$ la superficie de conmutación tendrá una derivada positiva, mientras que con $u = 0$ la derivada de la superficie será negativa. Estas dos condiciones permiten a la superficie de conmutación mantenerse o alcanzar el modo deslizante por medio del cambio de su derivada. Si dicho cambio no se logra obtener por medio de la modificación de la variable u no es posible garantizar el modo deslizante.

De este modo es necesario analizar el cumplimiento de las condiciones expresadas en (4.24) y (4.25), las cuales se obtienen reemplazando la ecuación (4.20) en (4.14):

$$\frac{v_b}{L} + k_p \cdot \frac{i_{DC}}{C} + k_i \cdot \Delta e_{dc} > 0 \quad (4.24)$$

$$\left[\frac{v_b - v_{dc}}{L} \right] - k_p \cdot \left[\frac{i_b - i_{dc}}{C} \right] + k_i \cdot \Delta e_{dc} < 0 \quad (4.25)$$

Para el análisis de estas condiciones es necesario utilizar las expresiones de balance de potencia expresadas en (4.26), donde d representa el ciclo de trabajo del convertidor.

$$i_b \cdot v_b = i_{dc} \cdot v_{dc} \quad \wedge \quad v_b = (1 - d) \cdot v_{dc} \quad \wedge \quad i_b \cdot (1 - d) = i_{dc} \quad (4.26)$$

Una vez reemplazadas se obtiene la expresión presentada en (4.27) y (4.28).

$$\left(\frac{v_b}{v_{dc}} \right) \cdot \left[\frac{v_{dc}}{L} + k_p \cdot \frac{i_b}{C} \right] + k_i \cdot \Delta e_{dc} > 0 \quad (4.27)$$

$$- \left(\frac{v_{dc} - v_b}{v_{dc}} \right) \cdot \left[\frac{v_{dc}}{L} + k_p \cdot \frac{i_b}{C} \right] + k_i \cdot \Delta e_{dc} < 0 \quad (4.28)$$

Para garantizar que estas dos inecuaciones se cumplan es necesario encontrar los valores que pueden tomar sus elementos. Analizando la expresión se puede encontrar que el término $\left[\frac{v_{DC}}{L} + k_p \cdot \frac{i_b}{C} \right]$ es el mismo encontrado en la transversalidad, el cual mediante la selección del valor de k_p se garantiza que tome valores positivos en todo momento como se analizó anteriormente. De los términos restantes el valor de Δe_{dc} puede tomar valores en todo el rango de los irracionales, siendo $\Delta e_{dc} < 0$ cuando el voltaje del bus se encuentra por encima del valor deseado, $\Delta v_{DC} > 0$ cuando está por debajo y $\Delta e_{dc} = 0$ cuando son iguales. Mediante el análisis de estos posibles valores se obtienen las expresiones (4.29) y (4.30) las cuales deben ser tomadas en cuenta en el momento de diseñar el valor de k_i .

$$-k_i < \left(\frac{1}{\Delta v_{dc}} \right) \cdot \left(\frac{v_b}{v_{DC}} \right) \cdot \left[\frac{v_{dc}}{L} + k_p \cdot \frac{i_b}{C} \right] \quad \text{para } \Delta e_{dc} > 0 \quad (4.29)$$

$$-k_i < - \left(\frac{1}{\Delta v_{dc}} \right) \cdot \left(\frac{v_{DC} - v_b}{v_{DC}} \right) \cdot \left[\frac{v_{dc}}{L} + k_p \cdot \frac{i_b}{C} \right] \quad \text{para } \Delta e_{dc} < 0 \quad (4.30)$$

4.2.3. CONDICIÓN DE CONTROL EQUIVALENTE PARA EL CONVERTIDOR BOOST

Para encontrar las restricciones que nos permiten garantizar el control equivalente es necesario igualar la ecuación (4.20) a cero y reemplazar la variable u por u_{eq} , obteniendo la expresión dada en (4.31).

$$u_{eq} = \frac{\left[\frac{v_{dc} - v_b}{L} \right] + k_p \cdot \left[\frac{i_b - i_{dc}}{C} \right] - k_i \cdot \Delta e_{dc}}{\left[\frac{v_{dc}}{L} + k_p \cdot \frac{i_b}{C} \right]} \quad (4.31)$$

Debido a que esta condición debe ser alcanzada dentro del funcionamiento normal del convertidor DC/DC, se restringe los valores de u_{eq} dentro de los valores de la variable u , donde al reemplazar los límites $u_{eq} > 0$ y $u_{eq} < 1$ se obtienen las ecuaciones (4.32) y (4.33), las cuales son equivalentes a las expresiones de la condición de alcanzabilidad (4.27) y (4.28), por lo tanto al garantizar la alcanzabilidad también se garantiza la condición de control equivalente.

$$\left[\frac{v_{dc} - v_b}{L} \right] + k_p \cdot \left[\frac{i_b - i_{dc}}{C} \right] - k_i \cdot \Delta e_{dc} > 0 \quad (4.32)$$

$$\left[\frac{v_{dc} - v_b}{L} \right] + k_p \cdot \left[\frac{i_b - i_{dc}}{C} \right] - k_i \cdot \Delta e_{dc} < \left[\frac{v_{dc}}{L} + k_p \cdot \frac{i_b}{C} \right] \quad (4.33)$$

El diseño de control es definido en [7] donde se define las variables $x_p = k_p \cdot d'$ y $x_i = k_i \cdot d'$ de las cuales es necesario calcular las variables x_p y x_i , donde para un respuesta críticamente amortiguada se utilizan las ecuaciones presentadas en (4.34) y (4.35), donde MO es la máxima desviación de voltaje del bus DC, Δi_{DC} es la perturbación de corriente en el bus DC y C es la capacitancia del condensador de salida del convertidor.

$$x_p = \frac{2 \cdot \Delta i_{DC}}{MO} \cdot \exp(-1) \quad (4.34)$$

$$x_i = - \frac{x_p^2}{4 \cdot C} \quad (4.35)$$

La **Figura 4.6** presenta la respuesta del convertidor boost para un voltaje de referencia de 24V a la salida y escalones de corriente en el bus DC de 1A, 1,5A y 2A tanto positivos como negativos con intervalos de 30ms, como se presentó en la **Figura 2.16**. El valor de C es de 100µf y los parámetros de desempeño seleccionados

son $MO = 2V$ y $\Delta i_{DC} = 1A$ con los cuales se obtiene los parámetros del control $x_p = 0,3679$ y $x_i = -338,3760$. En esta respuesta se observa que el control del bus regula el dentro de los criterios de control el bus DC, igualmente se observa que la corriente de la batería no presenta sobre impulsos fuertes que puedan acelerar su degradación.

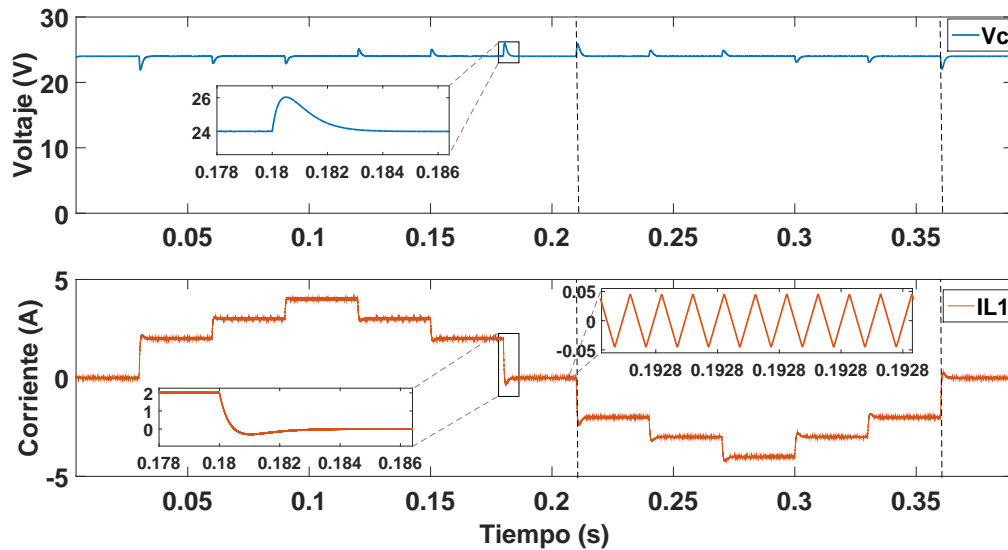


Figura 4.6: Respuesta del controlador SMC para una referencia de 24V

Este mismo procedimiento es realizado para voltajes de referencia en el bus DC de 36V y 48V cuya respuesta se presenta en la **Figura 4.7**, donde en la imagen superior se elimina la componente DC de las tres respuestas con el objetivo de comparar sus formas de onda, donde se puede observar que presentan el mismo comportamiento tanto en desviación del voltaje como el tiempo de respuesta para los mismos escalones de corriente en el bus DC, sin embargo para referencias de voltaje mayores el control presenta rizados en el voltaje DC los cuales son indeseables en algunas cargas. En la imagen inferior se observa las corrientes en la batería donde el rizado es mayor para voltajes de referencia más altos. Igualmente, la respuesta dinámica de las corrientes no presenta sobreimpulsos que afecten el desempeño de la batería.

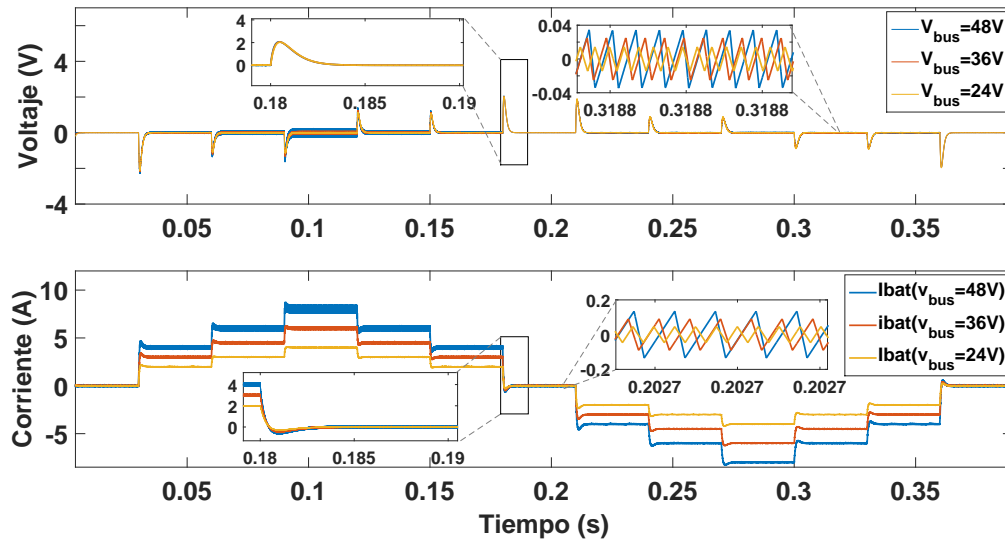


Figura 4.7: Comparación de la respuesta de un control SMC de un Boost para voltajes de referencia de 24V, 36V y 48V.

Igualmente, se comprueba la efectividad del controlador no lineal ya que la dinámica impuesta permanece constante para todos los puntos de operación, lo que mejora el desempeño del sistema en comparación con la simulación presentada en la **Figura 2.18**. Con el objetivo de obtener dinámicas parecidas, pero a su vez eliminar el rizado del convertidor para diferentes puntos de operación, se procede a diseñar una superficie de control para un convertidor interleaved, cuyo proceso es presentado a continuación.

4.3. CONTROL SMC DE UN CONVERTIDOR BOOST INTERLEAVED

Con el objetivo de minimizar la corriente de la batería y el rizado en el voltaje del bus mostrado en la sección anterior, se propone el diseño de un control por modos deslizantes para un convertidor boost interleaved, este control por modos deslizantes está comprendido por dos superficies deslizantes como se muestra en la **Figura 4.8**, donde una de superficies tienen como función regular la tensión en el bus DC del sistema de carga/descarga frente a perturbaciones generadas por las conexión y desconexión de cargas y fuentes. La segunda superficie tiene como objetivo asegurar el mismo promedio de corriente en ambos inductores del convertidor y la misma magnitud de rizado de corriente, buscando tener siempre el mínimo rizado posible en la batería.

Estas dos superficies deben de cumplir las condiciones de transversalidad, alcanzabilidad y control equivalente con el objetivo de demostrar su estabilidad global, las cuales son comprobadas a continuación:

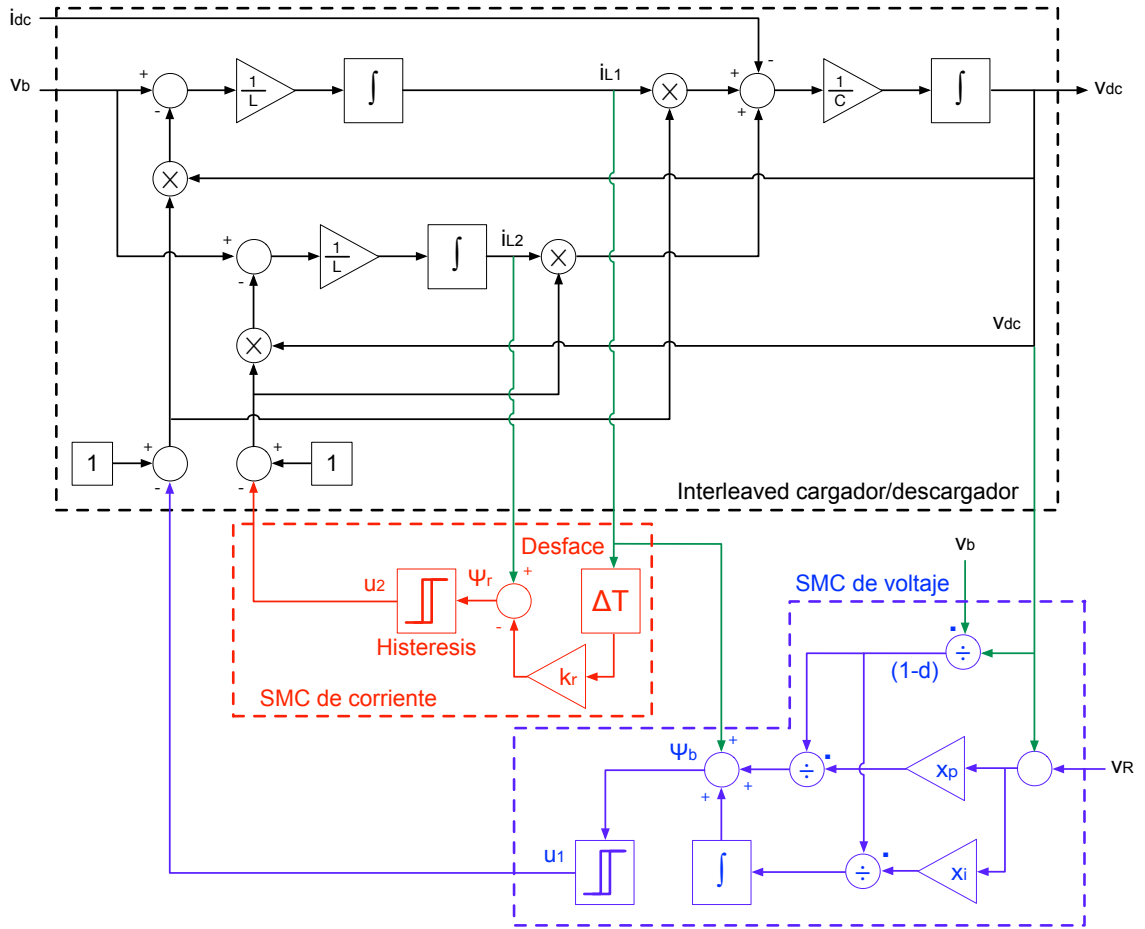


Figura 4.8: Comparación de la respuesta de un control SMC de un Boost para voltajes de referencia de 24V, 36V y 48V.

4.3.1. SUPERFICIE DE CONTROL DE VOLTAJE DEL BUS

Para asegurar una operación estable del voltaje en el bus DC se utiliza la función de conmutación y la superficie deslizante expresadas en (4.36) y (4.37) la cual es implementada en la rama superior del convertidor. Dentro de la superficie son incluidas la medida de la desviación del voltaje en el bus DC con respecto la referencia (Δe_{dc}) y de la corriente en el inductor en dicha rama (i_{L1}).

$$\Psi_b = i_{L1} + k_p \cdot \Delta e_{dc} + k_i \cdot \int \Delta e_{dc} dt \quad , \quad \Delta e_{dc} = v_{dc} - v_R \quad (4.36)$$

$$\Phi_b = \{\Psi_b = 0\} \quad (4.37)$$

La derivada de la función deslizante Ψ_b es dada en la ecuación (1.1).

$$\frac{d\Psi_b}{dt} = \frac{di_{L1}}{dt} + k_p \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} + k_i \cdot (v_{dc} - v_R) \quad (4.38)$$

Para encontrar una expresión de la derivada de Ψ_b de forma explícita se reemplaza las ecuaciones (2.12) y (2.11) en (4.38) obteniendo la expresión dada en (4.39), la cual es utilizada para comprobar las condiciones de transversalidad y alcanzabilidad.

$$\frac{d\Psi_b}{dt} = \frac{v_b - v_{dc} \cdot (1 - u_1)}{L} + k_p \cdot \left(\frac{i_{L1} \cdot (1 - u_1) + \langle i_{L1} \rangle \cdot (1 - d) - i_{dc}}{C} \right) + k_i \cdot (\Delta e_{dc}) \quad (4.39)$$

CONDICIÓN DE TRANSVERSALIDAD

Para comprobar la condición de transversalidad se utiliza la expresión (4.39) evaluada en (4.13), la cual nos permite determinar que la señal de control u_1 tiene presencia en la derivada de la función de conmutación, y de esta forma la trayectoria del voltaje del bus podrá ser modificada por la señal de control. A partir de la evaluación de la ecuación se obtiene la expresión dada en (4.40) la cual debe ser diferente de cero en todo instante para que la condición de transversalidad se cumpla.

$$\frac{d}{du_1} \left(\frac{d\Psi_b}{dt} \right) = \frac{v_{dc}}{L} - k_p \cdot \frac{i_{L1}}{C} \quad (4.40)$$

De la expresión (4.40) se puede observar que los valores de las variables v_{dc} , L y C son positivos. Además los valores que puede tomar la corriente del inductor i_{L1} pueden ser positivos en modo descarga, negativos para el modo de carga o cero para el modo de reposo donde no hay intercambio de potencia entre el bus DC y la batería. Para el modo de reposo con $i_{L1} = 0$ la ecuación (4.40) se reduce al cociente entre el voltaje del bus y el inductor como se puede ver en la ecuación (4.41), cuya expresión siempre toma valores positivos, encontrando que en el modo de reposo la condición de transversalidad es alcanzada y a su vez condiciona a los demás posibles valores de i_{L1} a obtener una transversalidad positiva con el objetivo de encontrar una análisis unificado.

$$\frac{d}{du_1} \left(\frac{d\Psi_b}{dt} \right) = \frac{v_{dc}}{L} > 0 \quad (4.41)$$

De esta forma para el modo de carga con $i_{L1} < 0$ y el modo descarga con $i_{L1} > 0$ es necesario que el valor de k_p tome valores positivos restringidos dentro del intervalo dado en la ecuación (4.42).

$$k_p < \frac{2 \cdot v_{dc} \cdot C}{i_b \cdot L} \quad \text{para } i_b > 0 \quad (4.42)$$

CONDICIÓN DE ALCANZABILIDAD

Debido a que la condición de transversalidad es garantizada a ser positiva con el diseño de k_p , es necesario evaluar la condición de alcanzabilidad evaluando las ecuaciones (4.14) utilizando la ecuación (4.39) y adicionalmente considerando la acción de la segunda rama, por lo tanto se utiliza $i_{L1} = i_b/2$, obteniendo las restricciones dadas en (4.43) y (4.44).

$$\frac{v_b}{L} D + k_p \cdot \frac{i_b \cdot (1 - d) - 2 \cdot i_{dc}}{2 \cdot C} + k_i \cdot (v_{dc} - v_R) > 0 \quad (4.43)$$

$$\frac{v_b - v_{dc}}{L} + k_p \cdot \frac{i_b \cdot (2 - d) - 2 \cdot i_{dc}}{2 \cdot C} + k_i \cdot (v_{dc} - v_R) < 0 \quad (4.44)$$

Las inecuaciones encontradas en (4.42), (4.43) y (4.44) se deben de tener en cuenta el proceso de diseño de los parámetros de la superficie k_p y k_i para garantizar las condiciones de transversalidad y alcanzabilidad. Adicionalmente se deben de tener en cuenta los valores máximos permitidos y la dinámica de las variables de control i_b , i_{dc} y v_{dc} .

4.3.2. SUPERFICIE DE CONTROL COMPLEMENTARIO DE CORRIENTE

La segunda superficie de control tiene el objetivo principal de asegurar el mismo valor promedio de la corriente de los inductores de las dos ramas del convertidor, la misma magnitud de rizado y el desfase apropiado en todo instante de tiempo, lo cual permite reducir el rizado en la corriente de la batería.

Para cumplir estos objetivos es definida las función de conmutación y la superficie deslizante expresadas en (4.45) y (4.46) respectivamente.

$$\Psi_r = i_{L2} - k_r \cdot i_R \quad (4.45)$$

$$\Phi_r = \{\Psi_r = 0\} \quad (4.46)$$

Esta superficie deslizante lleva a la corriente del inductor de la segunda rama i_{L2} a seguir la referencia i_R , la cual es dada tomada de la medición de corriente del inductor de la primera rama. De esta forma, se define $(k \cdot i_R) = i_{L1}(t + \Delta T)$, con $\Delta T = T_{sw}/2$, lo cual asegura el mínimo rizado de corriente posible en la batería y el seguimiento de las dos corrientes en los inductores. Con el objetivo de asegurar la estabilidad global de esta superficie se procede a analizar las condiciones de transversalidad y alcanzabilidad.

CONDICIÓN DE TRANSVERSALIDAD

Para verificar la presencia de la señal de control u_2 en la función de conmutación se comprueba la condición de transversalidad, la cual igualmente permite asegurar que la superficie puede modificar la trayectoria de la corriente y de esta forma la operación estable de la SMC. Inicialmente se deriva la función de conmutación con respecto a dt obteniendo la expresión dada en (4.47).

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{v_b - v_{dc} \cdot (1 - u_2)}{L} - k_r \cdot \frac{di_R}{dt} \quad (4.47)$$

Evaluando esta expresión en la ecuación (4.13), cuyo proceso arroja la expresión (4.48), la cual verifica el cumplimiento de la condición de transversalidad del propuesto SMC.

$$\frac{d}{du_2} \left(\frac{d\Psi_r}{dt} \right) = \frac{v_{dc}}{L} > 0 \quad (4.48)$$

CONDICIÓN DE ALCANZABILIDAD

Debido a que la transversalidad de la superficie es positiva, es necesario evaluar la condición de alcanzabilidad por medio de las ecuaciones (4.14), la cual permite asegurar la habilidad de la SMC a converger a la superficie deslizante cuando se encuentre por encima o debajo de esta y llegar al modo de deslizamiento. Evaluando estas dos ecuaciones usando la expresión dada en (4.47) se obtiene la inecuación dada en (4.49) la cual restringe el cambio de la referencia de corriente y el valor de la ganancia k_r .

$$\frac{v_b - v_{dc}}{L} < k_r \cdot \frac{di_R}{dt} < \frac{v_b}{L} \quad (4.49)$$

Entonces, la condición de cancelación de la corriente de rizado óptima $(k_r \cdot i_R) = i_{L1}(t + \Delta T)$ debe ser evaluada, lo cual es hecho usando la expresión (2.12) sobre $\frac{di_{L1}}{dt}$:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \begin{cases} \frac{v_b - v_{dc}}{L} & \text{para } u_1 = 0 \\ \frac{v_b}{L} & \text{para } u_1 = 1 \end{cases} \quad (4.50)$$

Por lo tanto, para garantizar el cumplimiento de la inecuación dada en (4.49), es necesario garantiza las dos siguientes condiciones $i_R = I_{L1}(t + \Delta T)$ y $k_r < 1$.

Finalmente, el control equivalente es garantizado al existir las condiciones de transversalidad y alcanzabilidad al igual que la existencia del modo deslizante como se demuestra en [8].

4.3.3. DINÁMICA EQUIVALENTE

Una vez comprobadas las condiciones que permiten garantizar la implementación de los dos controladores por modos deslizantes para cada una de las ramas del convertidor, se procede a realizar el diseño de los parámetros de las dos superficies basados en las restricciones encontradas en el proceso anterior. Inicialmente se iguala a cero la ecuación (4.37), lo cual es posible debido a la comprobación de existencia de la superficie deslizante, obteniendo de esta forma la ecuación presentada en (4.51).

$$i_{L1} = -k_p \cdot \Delta e_{dc} - k_i \cdot \int \Delta e_{dc} dt \quad , \quad \Delta e_{dc} = v_{dc} - v_R \quad (4.51)$$

Teniendo en cuenta el control complementario de corriente y el control de voltaje del bus, la ecuación del bus-dc presentada en (2.12) queda reducida a la expresión dada en (4.52), donde d es el valor promedio de la señal de control u_1 , la cual es generada por el SMC para lograr el voltaje de bus deseado.

$$\frac{d v_{dc}}{dt} = \frac{2 \cdot i_{L1} \cdot (1-d) - i_{dc}}{C} \quad (4.52)$$

Dado que las ecuaciones dinámicas (4.51) y (4.52) describen la dinámica del modo deslizante, tienen una relación lineal, las siguientes representaciones de Laplace dadas en (4.53) son válidas para $I_{L1} = \mathcal{L}\{i_{L1}\}$ y $V_{dc} = \mathcal{L}\{v_{dc}\}$, las cuales son dadas con respecto al voltaje de referencia $V_r = \mathcal{L}\{v_r\}$ y el transiente de corriente $I_{dc} = \mathcal{L}\{i_{dc}\}$.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{L1} = -k_p \cdot (V_{dc} - V_r) - k_i \cdot \frac{(V_{dc} - V_r)}{s} \\ V_{dc} = \frac{2 \cdot I_{L1} \cdot (1-d) - I_{dc}}{C \cdot s} \end{array} \right\} \quad (4.53)$$

Este sistema de ecuaciones representa la dinámica de lazo cerrado alrededor de la condición de operación deseada. De esta forma son obtenidas las ecuaciones de Laplace expresadas en (4.54) y (4.55).

$$\frac{V_{dc}}{V_R} = \frac{2 \cdot (1-d) \cdot (k_p \cdot s + k_i)}{C \cdot s^2 + 2 \cdot (1-d) \cdot k_p \cdot s + 2 \cdot (1-d) \cdot k_i} \quad (4.54)$$

$$\frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \frac{-s}{C \cdot s^2 + 2 \cdot (1-d) \cdot k_p \cdot s + 2 \cdot (1-d) \cdot k_i} \quad (4.55)$$

Debido a que la referencia de voltaje es constante, de estas dos ecuaciones solo la función de transferencia dada en (4.55) es utilizada para el diseño de k_p y k_i para un comportamiento dinámico deseado del sistema de control, junto con las expresiones (4.42), (4.43) y (4.44).

DISEÑO DE PARÁMETROS

El diseño de los parámetros son desarrollados a partir de las peores condiciones y perturbaciones que pueden ocurrir en la corriente del bus, donde la magnitud de la corriente del bus es definida como $|I_{dc}|$, de este modo la función de transferencia del escalón de corriente en el bus DC es $I_{dc} = \frac{|I_{dc}|}{s}$. Adicionalmente siguiendo el proceso de diseño adaptativo propuesto en [9], el diseño de k_p y k_i es desarrollado utilizando las variables artificiales $x_p = k_p \cdot (1-d)$ y $x_i = k_i \cdot (1-d)$ en la ecuación (4.55). De este modo la función de transferencia del voltaje del bus para un escalón de corriente en el bus DC es dada en (4.56).

$$V_{dc} = \frac{-|I_{dc}|}{C \cdot s^2 + 2 \cdot x_p \cdot s + 2 \cdot x_i} \quad (4.56)$$

La normalización previa habilita el diseño de la respuesta dinámica del voltaje en el bus DC independientemente de la condición del ciclo de trabajo, por consiguiente, proveer el mismo rendimiento para cualquier

condición de operación. Los polos de la expresión (4.56) son dados en (4.57), los cuales definen la respuesta dinámica del lazo cerrado del sistema. Dicha respuesta es definida a exhibir una forma de onda críticamente amortiguada, con el objetivo de evitar oscilaciones de voltaje en el bus del sistema.

$$s = \frac{-x_p \pm \sqrt{x_p^2 - 2 \cdot C \cdot x_i}}{C} \quad (4.57)$$

Por lo tanto, para asegurar que el determinante de la ecuación (4.57) sea igual a cero, es necesario seleccionar el valor de x_i basado en la ecuación (4.58).

$$x_i = \frac{x_p^2}{2 \cdot C} \quad (4.58)$$

El valor previo de de x_i asegura que la función de transferencia (4.56) polos reales e iguales $s_1 = s_2 = -x_p/C$, los cuales imponen la respuesta en el tiempo del voltaje del bus DC expresada en la ecuación (4.59) después del escalón de perturbación de corriente.

$$v_{dc} = -\frac{|I_{dc}|}{C} \cdot t \cdot e^{-(x_p/C) \cdot t} \quad (4.59)$$

La respuesta en el tiempo del voltaje del bus DC es diseñado en términos de la máxima desviación $|MO|$, el cual es un criterio de rendimiento impuesto por el diseñador de la aplicación dependiendo de los requerimientos de los elementos conectados al bus DC.

El valor de $|MO|$ es medido en el instante t_{MO} en el cual la derivada de la expresión (4.59) es igual a zero, como se muestra en la ecuación (4.60). Despejando de esta ecuación el valor de t_{MO} se obtiene la expresión dada en (4.61).

$$\left. \frac{dv_{dc}}{dt} \right|_{t=t_{MO}} = -\frac{|I_{dc}|}{C} \cdot \left(1 - \frac{x_p}{C} \cdot t_{MO}\right) \cdot e^{-(x_p/C) \cdot t_{MO}} = 0 \quad (4.60)$$

$$t_{MO} = \frac{C}{x_p} \quad (4.61)$$

Sustituyendo la expresión de t_{MO} en (4.59) se encuentra la expresión para $|MO|$ presentada en (4.62), a partir de la cual se puede obtener una expresión para el diseño de x_p como se muestra en la ecuación (4.63).

$$MO[\%] = -\frac{|I_{dc}| \cdot e^{-1}}{v_R \cdot x_p} \quad (4.62)$$

$$x_p = -\frac{|I_{dc}| \cdot e^{-1}}{v_R \cdot MO} \quad (4.63)$$

Esta expresión permite escoger un valor de x_p basado en la máxima desviación de $MO[\%]$ en el voltaje del bus DC con respecto al valor deseado v_R , cuando ocurre una perturbación de corriente de $|I_{dc}|$.

4.3.4. PROCESO DE DISEÑO

El proceso de diseño comienza con la definición de las condiciones de operación requeridas por el bus, las cuales son la referencia de voltaje en el bus v_R , la desviación aceptable de voltaje en el bus DC $MO[\%]$, el tiempo de establecimiento t_{sa} para recuperar el voltaje del bus en una perturbación y la máxima perturbación de corriente en el bus $|I_{dc}|$.

Estos parámetros son utilizados en las expresiones (4.63) y (4.58), las cuales forman un sistema de ecuaciones no lineales que deben de ser resueltas para calcular los parámetros x_p y x_i . Sin embargo, tales parámetros

deben de garantizar el cumplimiento de las expresiones encontradas en el proceso de la comprobación de las condiciones de transversalidad y alcanzabilidad, las cuales expresadas en función de las variables artificiales x_p y x_i son modificadas a las ecuaciones (4.64) dada por la condición de transversalidad y (4.65) y (4.66) dadas por la condiciones de alcanzabilidad.

$$x_p < \frac{2 \cdot v_b \cdot C}{i_b \cdot L} \quad (4.64)$$

$$\frac{v_b}{L} - x_p \cdot \frac{i_b}{2 \cdot C} + x_i \cdot \left(\frac{v_{dc}}{v_b} \right) \cdot (v_{dc} - v_R) > 0 \quad (4.65)$$

$$\frac{v_b - v_{dc}}{L} - x_p \cdot \frac{i_b}{2 \cdot C} \cdot \left(\frac{v_b - v_{dc}}{v_b} \right) + x_i \cdot \left(\frac{v_{dc}}{v_b} \right) \cdot (v_{dc} - v_R) < 0 \quad (4.66)$$

El control por modos deslizantes para el convertidor DC/DC son tradicionalmente implementados usando comparadores de histéresis para limitar el máximo valor de la frecuencia de conmutación. La función de transferencia el convertidor cargados/descargados con ambos SMC fue implementado en Matlab para verificar la precisión de os parámetros del controlador. Tal verificación considera los siguientes parámetros: $C = 100 \mu F$, $L = 330 \mu H$, $|I_{dc}| = 1 A$, $v_R = 36 V$, $Mo = 2,8\%$, $\epsilon = 1\%$, $t_{sa} = 0,5 ms$ and $\Delta T = T_{sw}/2$. El valor de Mo fue calculado imponiendo una desviación de voltaje máximo de $1 V$. Además, $k_r = 0,99$ fue seleccionado para garantizar la estabilidad del *Controlador complementario de corriente* y la banda de histéresis es ajustada en $0,6 A$ para ajustar la frecuencia de conmutación hasta $70 kHz$.

Usando el proceso de diseño presentado en las secciones anteriores, las variables normalizadas $x_p = -0,3650$ y $x_i = -665,98$ fueron calculadas, las cuales cumplen las restricciones dadas en (4.64), (4.65) y ((4.66). Además, tales valores proveen un $t_s = 0,38453 ms$, calculado usando (4.67), la cual garantiza la restricción dada en (4.68).

$$t_s = - \left(\frac{C}{x_p} \right) \cdot \mathcal{W} \left(\frac{\epsilon \cdot v_R \cdot x_p}{|I_{dc}|} \right) \quad (4.67)$$

$$t_s \leq t_{sa} \quad (4.68)$$

La **Figura 4.9** muestra la respuesta simulada del *Controlador del voltaje de Bus* y el *Controlador desfasador de corriente* propuestos en la parte superior e inferior respectivamente. Dicha respuesta es simulada para un voltaje de referencia de $24V$, donde se observa que todos los sobreimpulsos generados por las perturbaciones de corriente en el bus DC no superan los valores de restricción tomados en el proceso de diseño. Adicionalmente se observa que el *Controlador desfasador de corriente* provee casi el mismo promedio de corriente en ambos inductores.

En la **Figura 4.10** se compara la respuesta para voltajes de referencia de $24V$, $36V$ y $48V$, donde en la gráfica superior se presenta la dinámica de la respuesta del control de voltaje sin su respectivo nivel DC, donde se observa que las tres respuestas presentan tiempos de establecimiento menores a la restricción tomada en proceso de diseño, e igualmente un sobreimpulso menor. Adicionalmente se puede observar que el rizado de corriente y de voltaje es mucho mayor para razones de conversión superiores a 2, por este motivo se observa que para una referencia de $24V$ en la salida del convertidor el rizado es casi cero, mientras para voltaje mayores, la magnitud del rizado es mucho mayor.

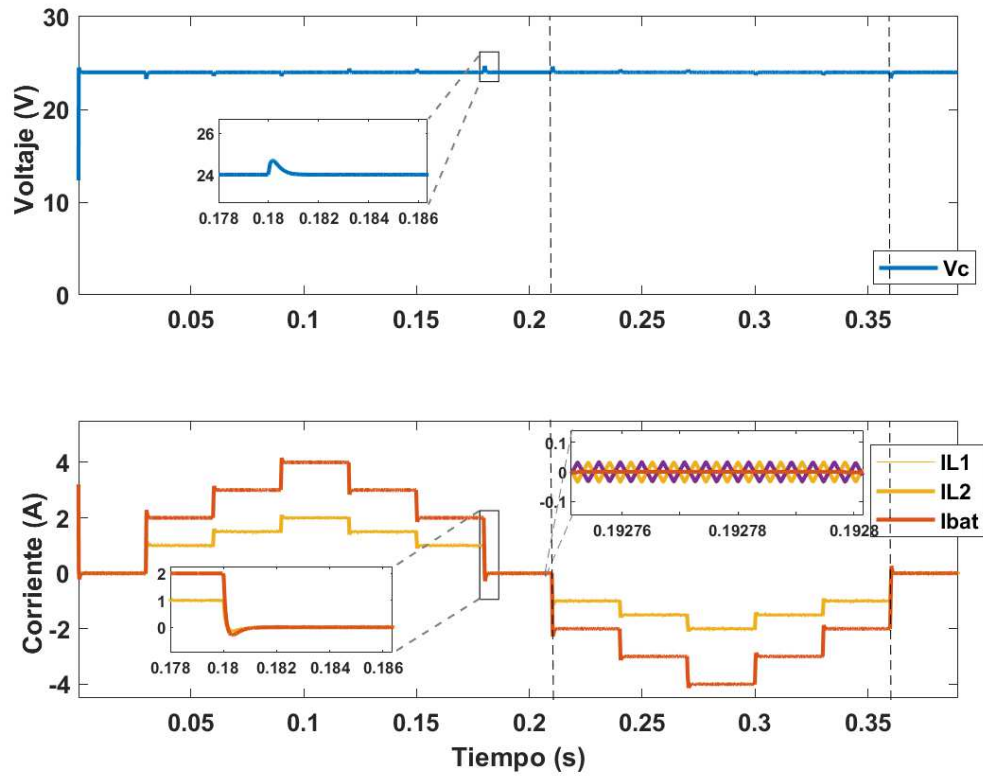


Figura 4.9: Dinámica del voltaje del bus y corrientes en el inductor y batería de un convertidor interleaved con el control por modos deslizantes para voltajes de referencia de 24V

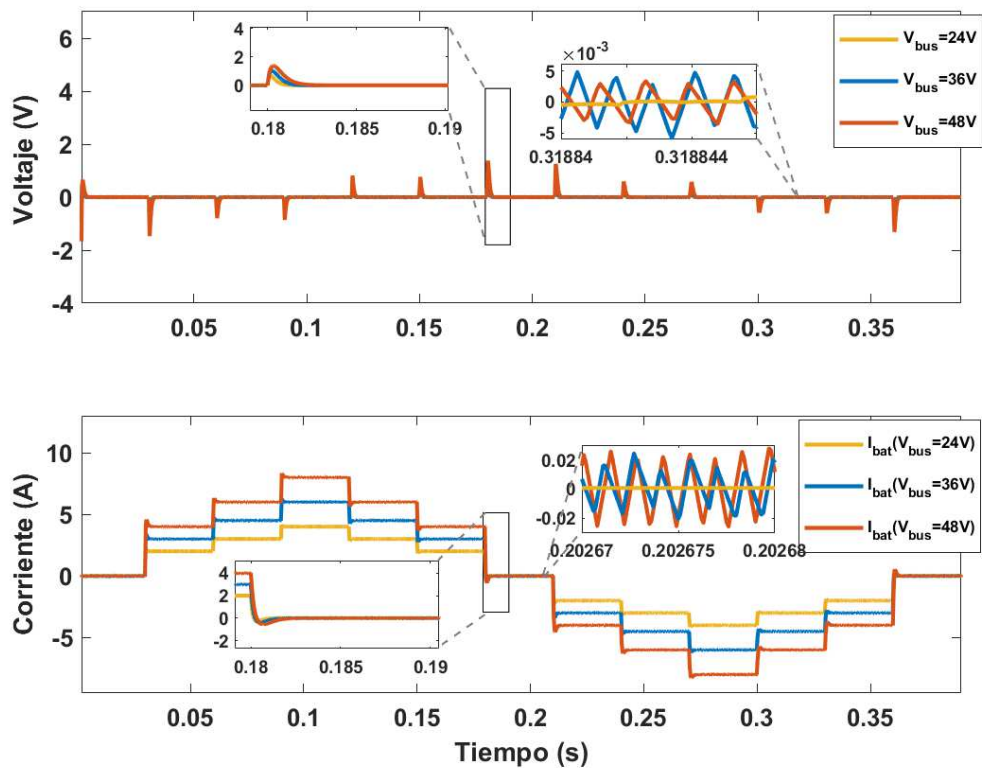


Figura 4.10: Comparación de la dinámica del convertidor interleaved con el control por modos deslizantes para voltajes de referencia de 24V, 36V y 48V.

La dinámica de la respuesta del convertidor interleaved controlado por la estrategia propuesta presenta un rizado mucho mejor comparado con las técnicas PID aplicados al mismo convertidor y con técnicas PID y SMC aplicadas a un convertidor Boost como se puede ver en la **Figura 4.11**. Adicionalmente la dinámica del obtenida cumple con las restricciones utilizadas en el proceso de diseño y las encontradas en el proceso de comprobación de la aplicabilidad de la superficie de control.

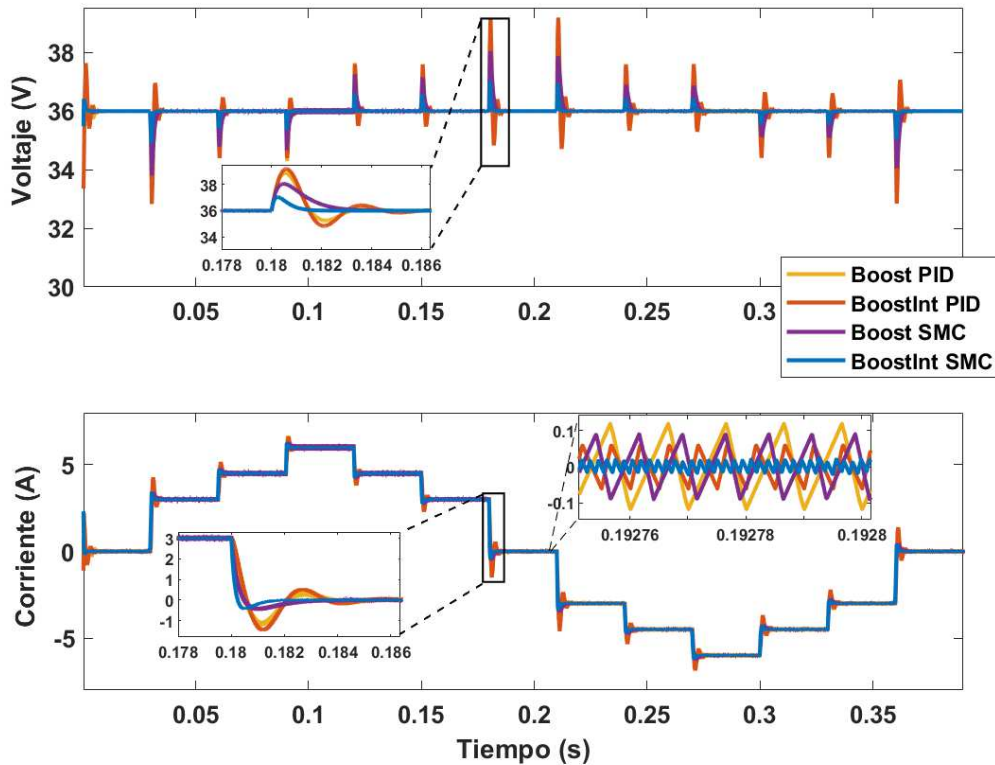


Figura 4.11: Respuesta del convertidor Boost y Boost Interleaved bajo los controladores PID y SMC.

4.4. CONCLUSIONES

En este capítulo fueron presentados algunos conceptos del control por estructura variable y se contextualiza su uso para los convertidores conmutados. Posteriormente fue explicada y ampliada una de las estrategias de control por modos deslizantes propuestas en la literatura para un convertidor boost bidireccional, donde fue mostrado todo el proceso de evaluación de las condiciones que verifican la existencia e implementación de la superficie. Seguido se introduce la estrategia propuesta basada en la teoría de control por modos deslizantes, la cual está comprendida por dos superficies deslizantes, las cuales permiten regular el voltaje del bus DC de un convertidor bidireccional DC/DC interleaved bajo diferentes condiciones de flujo de potencia y disminuir la magnitud del rizado de corriente transmitido a la batería. Se pudo observar que las dos superficies trabajando en el mismo convertidor cumplen su objetivo, manteniendo las características que brinda el control por modos deslizantes. El rendimiento de cada estrategia fue realizado por medio de simulaciones realizadas en Matlab y PSIM las cuales permitieron evidenciar las ventajas de la estrategia propuesta frente demás estrategias implementadas y probadas en este trabajo.

Finalmente, comprobada la existencia de la estrategia de control por modos deslizantes propuesta para la disminución del rizado en un convertidor boost, se procede a comprobar que la posibilidad de implementar

la estrategia en un sistema real como se muestra en el siguiente capítulo. Adicionalmente se especifica todo el hardware y software utilizado en dicha implementación, donde todos los elementos utilizados son comerciales.

REFERENCIAS

- [1] Emelyanov S. Variable structure control systems. 1957.
- [2] P. Ignaciuk and A. Bartoszewicz. *Congestion Control in Data Transmission Networks: Sliding Mode and Other Designs*. Communications and Control Engineering. Springer London, 2012.
- [3] Julio H Braslavsky. Notas de clase control automático 2, 2000.
- [4] Maria de la Mercedez Perez de la Puerta. *Control predictivo con modos deslizantes*. PhD thesis, Universidad de la Rioja, 2005.
- [5] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung. Variable structure control: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1):2–22, Feb 1993.
- [6] Siew-Chong Tan, Yuk-Ming Lai, and Chi Kong Tse. *Sliding mode control of switching power converters*. CRC press Boca Raton, FL, 2011.
- [7] Sergio Ignacio Serna-Garcés, Daniel Gonzalez Montoya, and Carlos Andres Ramos-Paja. Sliding-mode control of a charger/discharger dc/dc converter for dc-bus regulation in renewable power systems. *Energies*, 9(4):245, 2016.
- [8] Herbert Sira-Ramirez. Sliding motions in bilinear switched networks. *IEEE transactions on circuits and systems*, 34(8):919–933, 1987.
- [9] Sergio Serna-Garcés, Daniel González Montoya, and Carlos Ramos-Paja. Control of a Charger/Discharger DC/DC Converter with Improved Disturbance Rejection for Bus Regulation. *Energies*, 11(3):594, mar 2018.

5

VALIDACIÓN DEL SISTEMA PROPUESTO.

Contenido

5.1 Plataforma experimental para la validación de la estrategia	67
5.1.1 Sistema de almacenamiento de energía y protecciones del sistema	67
5.1.2 Cargador/descargador de batería	68
5.1.3 Implementación controlador SMC para control de voltaje del bus	69
5.1.4 Implementación controlador SMC para controlador complementario de corriente	70
5.1.5 Emulación del bus y conexión de los componentes de la plataforma	72
5.2 Resultados de la validación experimental	74

En este capítulo se muestra la implementación experimental del control diseñado y simulado en el capítulo anterior. Adicionalmente se compara el rendimiento de la estrategia de control propuesto con respecto a una estrategia SMC para un convertidor Boost convencional encontrada en la literatura. Por último, se finaliza el documento con las conclusiones.

5.1. PLATAFORMA EXPERIMENTAL PARA LA VALIDACIÓN DE LA ESTRATEGIA

La plataforma experimental utilizada en este trabajo está comprendida por 5 componentes principales: **i)** el ESD el cual permite almacenar la energía cuando hay exceso en la fuente de generación y entregar la energía almacenada a las cargas cuando hay déficit. **ii)** El convertidor DC/DC el cual es el sistema encargado del acople entre el bus DC y el ESD, **iii)** el control del voltaje del bus DC, **iv)** el control del desfase de corriente y **v)** el sistema de emulación del bus DC. En las siguientes secciones se explica la implementación de cada uno de estos componentes.

5.1.1. SISTEMA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA Y PROTECCIONES DEL SISTEMA

El ESD fue construido a partir de 8 celdas de Ion-Litio de tipo 18650 de 3,63V y 2,6Ah, conectadas en una serie de 4 paralelos de 2 celdas, la cual es conocida como configuración "4s2p" como se muestra en la **Figura 5.1**, obteniendo de esta forma una batería de 14,53V, con capacidad máxima de 5,2Ah y energía de 75,5 Wh. Adicionalmente es utilizado el BMS Orion Junior, el cual permite realizar balanceo en cada paralelo y medir la temperatura y la corriente de todo el sistema de almacenamiento. Para la medición de la temperatura el dispositivo cuenta con dos termistores. La medición de corriente es realizada a partir de una resistencia de sentido shunt de 5mΩ conectada en serie con el pack de celdas, la cual permite además generar cálculos de la resistencia interna, SOC, SOH y protecciones de sobrecorriente. El cálculo del SOC permite adicionalmente generar alarmas y acciones de protección para evitar sobrecargas y sobredescargas de la batería.

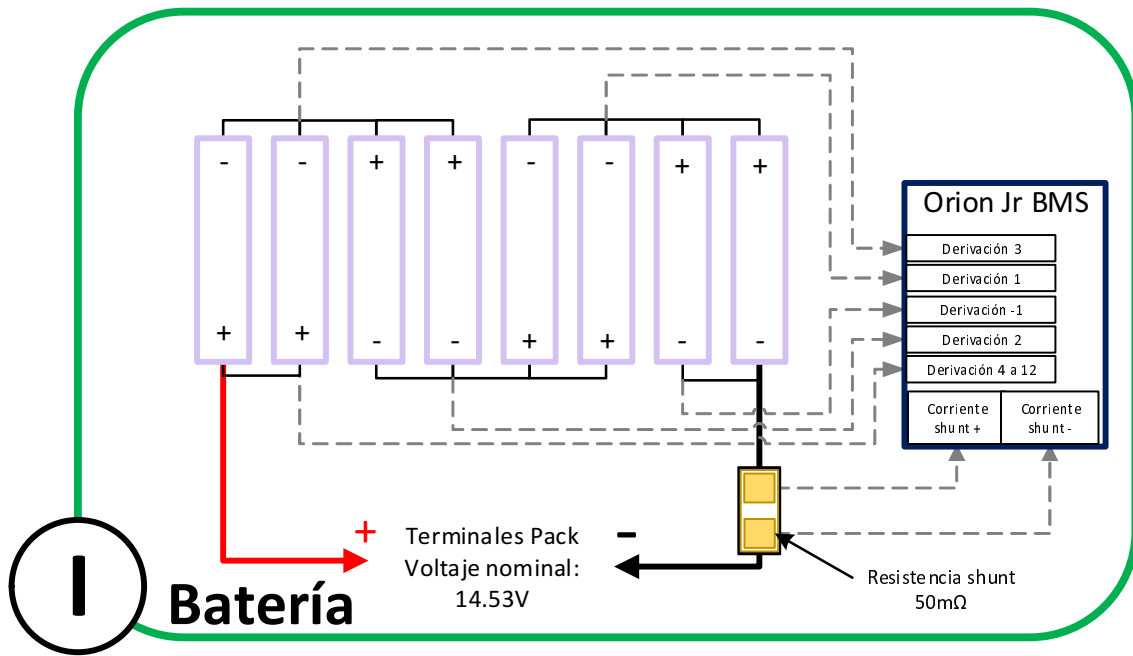


Figura 5.1: Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.

5.1.2. CARGADOR/DESCARGADOR DE BATERÍA

El dispositivo de carga/descarga utilizado está comprendido por dos convertidores boost en configuración interleaved como se muestra en la **Figura 5.2**. Los capacitores de salida C_1 y C_2 tienen una capacitancia de $44\mu F$ con referencia y los inductores L_1 y L_2 de referencia 2318 – V – RC tienen una inductancia de $330\mu H$. Para la conmutación del convertidor se utilizan los mosfets de referencia IRF3710, cuya señal de conmutación proviene del *control de voltaje del bus* y el *control complementario de corriente* para cada una de las respectivas ramas del control, las cuales son previamente adecuadas por el driver HIP4081A.

Por medio de varias resistencias shunt de $5m\Omega$ y los sensores AD8210 es posible medir la corriente en varios puntos del convertidor. Para este control se utilizan las medidas de corriente en el inductor de ambas ramas del convertidor $M(I_{L_1})$ y $M(I_{L_2})$, las cuales son dos voltaje en función de la corriente de los inductores y la resistencia shunt, expresada de la siguiente forma: $M(I_{L_n}) = ((I_{L_n} * R_{s_n}) * 20) + 1,5 = (I_{L_n}/10) + 1,5$. Además, el voltaje del bus DC y el voltaje de la batería son escalados utilizando divisores de tensión con una relación de 20,8, cuyas medidas $M(V_b)$ y $M(V_{dc})$ son llevadas a la etapa de control.

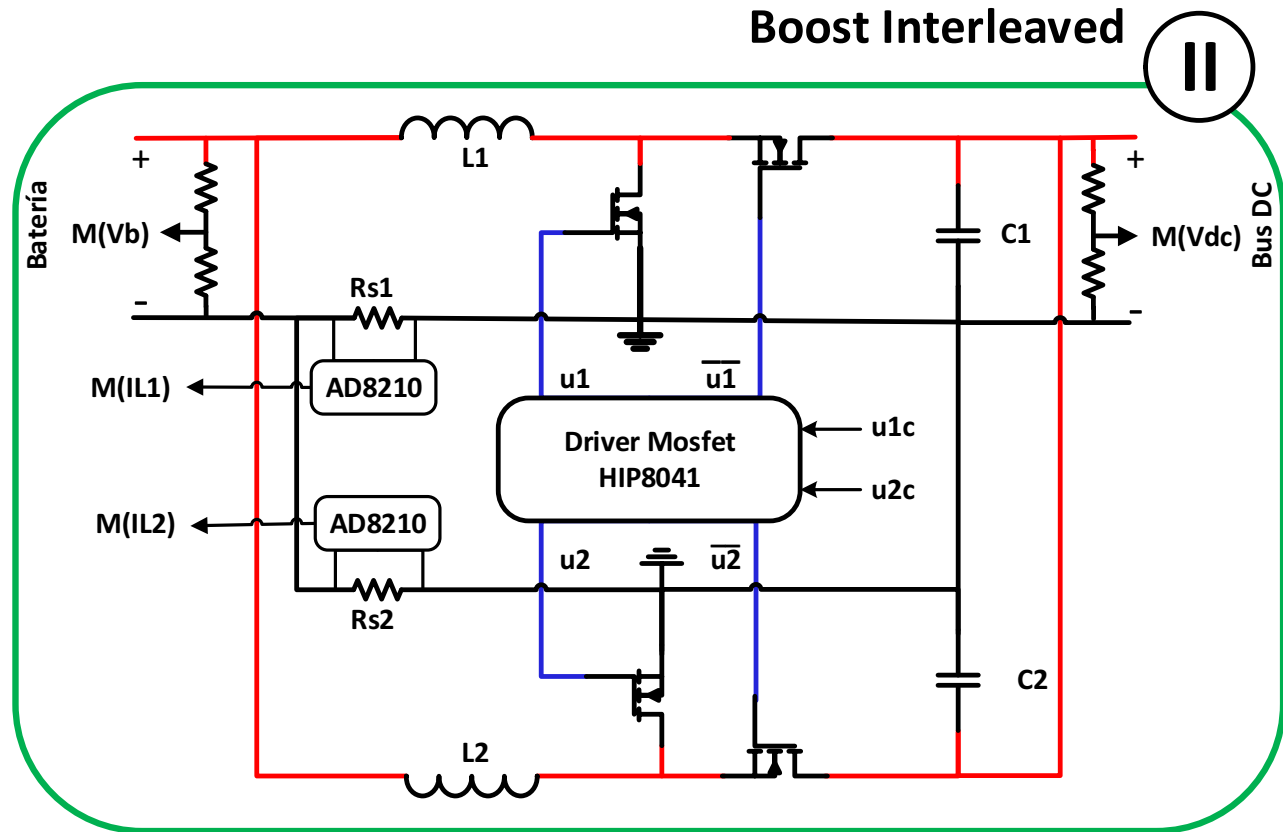


Figura 5.2: Plataforma experimental (a) diagrama esquemático; (b) Dispositivos experimentales.

5.1.3. IMPLEMENTACIÓN CONTROLADOR SMC PARA CONTROL DE VOLTAJE DEL BUS

Para una fácil implementación de esta etapa se realiza una modificación en la función de conmutación, donde se invierte el signo de la función y se agrupa una parte en la variable $-\Psi_{bd}$ quedando expresada como se presenta en la ecuación (5.1). La implementación de esta etapa de la función se realiza de forma digital sobre el dispositivo programable TMS320F28335 Delfino de Texas Instruments, el cual calcula de forma adaptativa la función para el control del voltaje en el bus, donde continuamente a partir de del cálculo de $(1-d)$; el cual depende del voltaje de la batería V_b y el voltaje del bus V_{dc} ; se calcula el valor de k_p y k_i , cuyo proceso se puede ver en la **Figura 5.3**. Esta etapa igualmente recibe la información de las variables escaladas de acuerdo a la función presentada en la sección anterior y de esta misma forma acondiciona la señal $-\Psi_{bd}$ para transformarla en la señal por $M(-\Psi_{bd})$, la cual por medio de un convertor digital a análogo (DAC) MCP4822 es conectada con una segunda etapa análoga donde se implementa la parte restante de la función. El integrado MCP4822 tiene una resolución de 12 bits, una frecuencia de muestreo de 20MHz e interfaz SPI.

$$-\Psi_b = -i_{L1} - \Psi_{bd} \quad (5.1)$$

$$-\Psi_{bd} = -k_p \cdot \Delta e_{dc} - k_i \cdot \int \Delta e_{dc} dt, \quad \Delta e_{dc} = v_{dc} - v_R \quad (5.2)$$

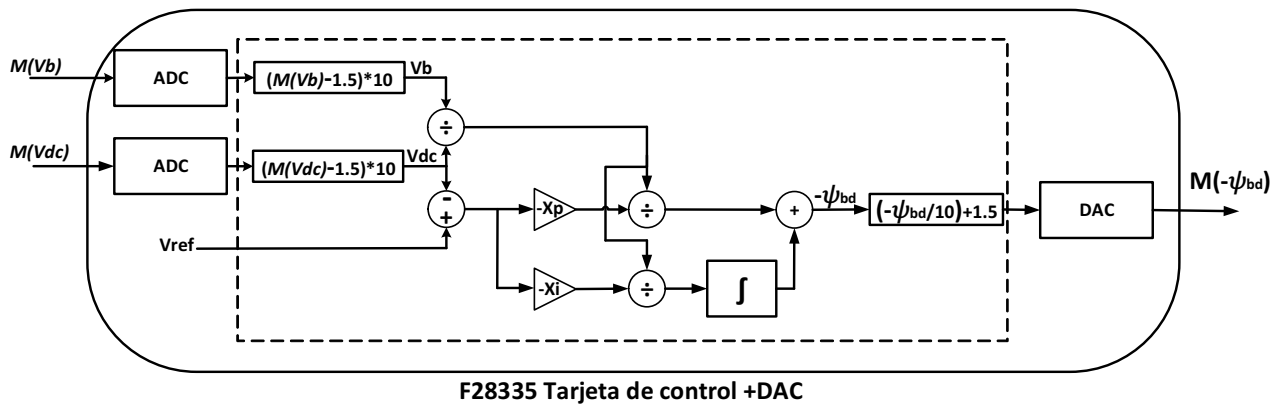


Figura 5.3: Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.

La etapa análoga está comprendida por un amplificador operacional en configuración de restador para completar la función de conmutación representada en la ecuación (5.1), la cual es conectada a un comparador con histéresis y este a su vez al Flip-Flop S-R con referencia CD4043N donde se genera la señal de control u_{c1} como se muestra en la **Figura 5.4**.

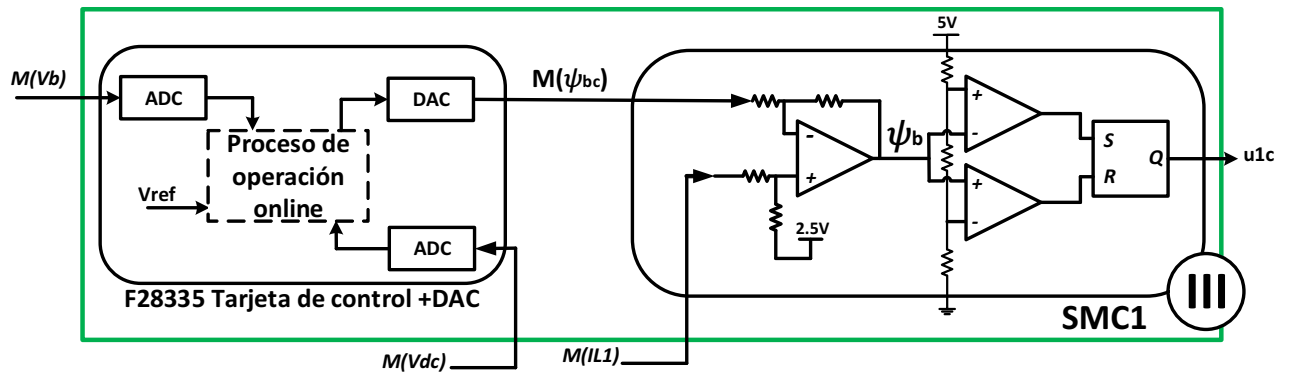


Figura 5.4: Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.

5.1.4. IMPLEMENTACIÓN CONTROLADOR SMC PARA CONTROLADOR COMPLEMENTARIO DE CORRIENTE

La etapa del controlador complementario de corriente cuenta igualmente con una etapa digital y una etapa análoga como se muestra en la **Figura 5.5**. La etapa digital se encarga de desfazar la señal de medida de la corriente del inductor de la primera rama para imponerla como la señal de referencia de la segunda función de conmutación. Esta etapa es implementada utilizando el microcontrolador de 32 bits de Texas Instrument TMS320F28335, del cual se utilizan los módulos de captura de eventos (eCAP), convertor Análogo a Digital (ADC) y varios pines de propósito general (GPIO).

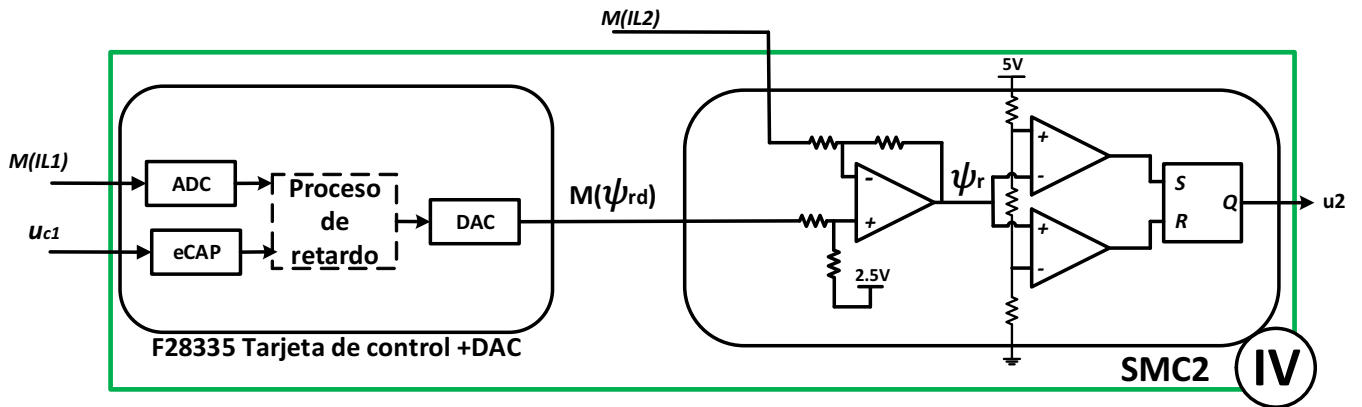


Figura 5.5: Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.

El módulo de ADC tiene como objetivo muestrear la señal de medición de la corriente del inductor de la primera rama $M(IL_1)$ entregada por el sensor dispuesto en la etapa de potencia. El módulo ADC cuenta con 16 canales de 12 bits de conversión con doble muestreo y retención (S/H) incorporado, con tiempo de conversión rápido de 12.5MHz o 6.25 MSPS. A partir de la configuración del ADC se pueden obtener mediciones con un periodo de 40 ns, periodo con el cual el módulo genera una interrupción para la captura y almacenamiento del dato en un vector en la memoria interna del dispositivo programable. El número de muestras almacenadas en cada periodo de conmutación ($ind_{escritura}$) es almacenado en la variable $NumDat$ cada vez que la interrupción del módulo de captura (eCAP) es generada. Este módulo de captura de eventos es fundamental en sistemas donde contabilizar el tiempo exacto de un evento externo es importante. Dentro de sus estructura principal está compuesto por varias etapas configurables las cuales permiten realizar diferentes tipos de tareas, utilizado para esta etapa en modo captura de eventos para flancos de subida de la señal de control u_{c1} generada por la etapa de control de voltaje del bus DC.

Con el número de muestras contabilizada en el periodo anterior se reconstruye la señal de referencia con los datos almacenados iniciando en el instante que la nueva captura de datos este en el índice $NumDat/2$, logrando obtener el desfase requerido de $T/2$. La Figura 5.6 muestra el proceso interno en el microcontrolador para poder realizar el desfase y generar la señal Ψ_{rd} .

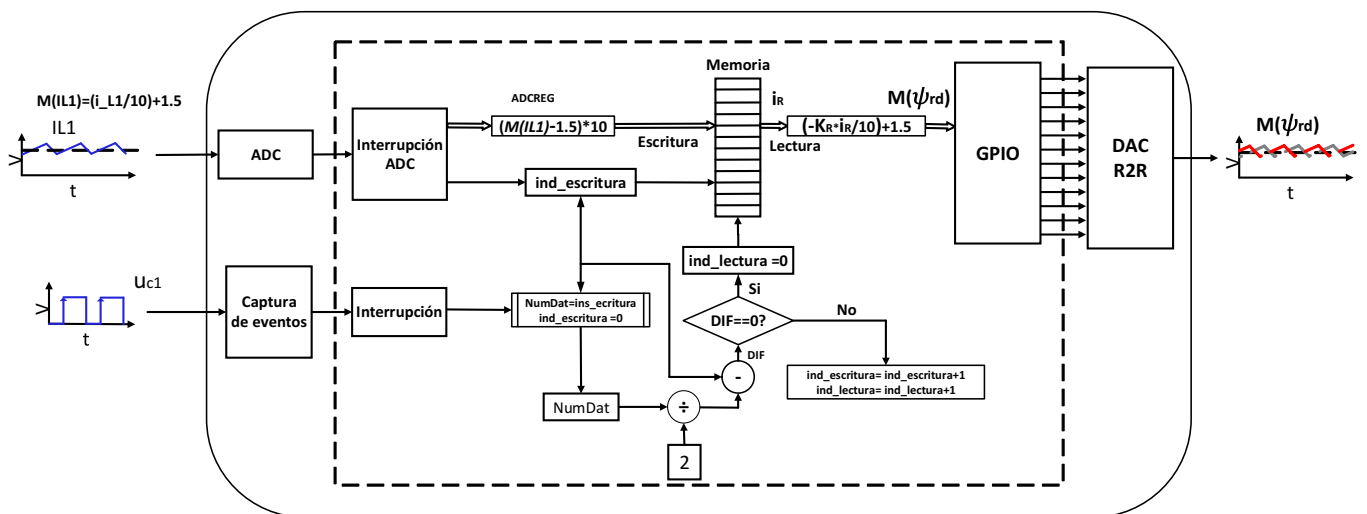


Figura 5.6: Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.

La etapa análoga realiza una resta entre la señal de medida de la corriente del inductor $M(IL2)$ y la señal entregada por el la etapa digital $M(\Psi_{rd}) = M(K_R Ir)$ para finalmente generar la función de conmutación de la segunda rama. La señal de conmutación de esta superficie es generada igualmente partir del comparador con histéresis y el Flip-Flop S-R como se realizó en la etapa de control del bus DC.

5.1.5. EMULACIÓN DEL BUS Y CONEXIÓN DE LOS COMPONENTES DE LA PLATAFORMA

El bus DC fue emulado utilizando una carga electrónica BK PRECISION 8601 y una fuente programable BK PRECISION XLN6024 en modo corriente continua conectadas en paralelo, con el objetivo de inyectar perturbaciones en el bus DC y emular los flujos de energía en los tres modos de operación. Esta configuración se muestra en la **Figura 5.7**, donde adicionalmente se observa la conexión de un diodo en serie con la fuente para impedir los flujos de corriente hacia la fuente.

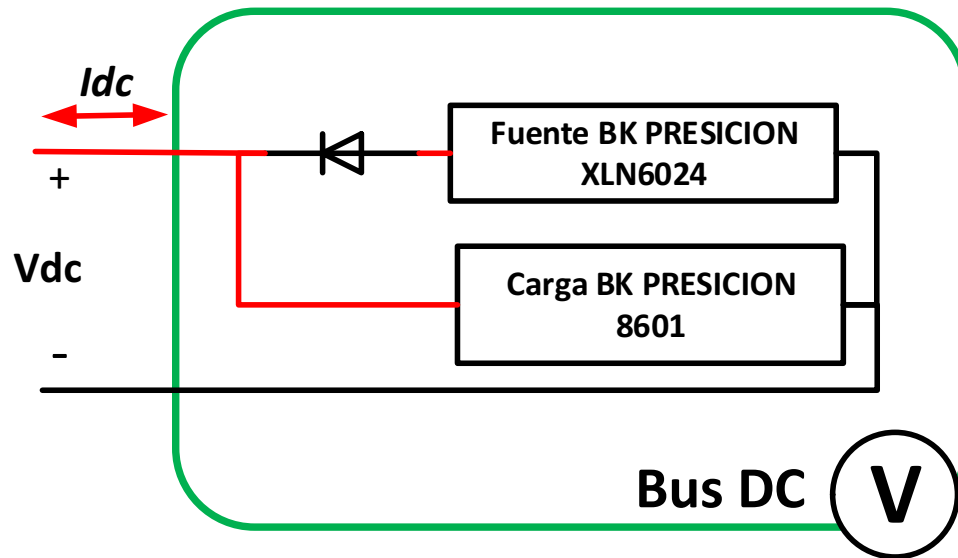


Figura 5.7: Conexión de celdas para batería en plataforma experimental.

La conexión del sistema completo se presenta en la **Figura 5.8(a)** y en la **Figura 5.8(b)** se presenta la plataforma física de pruebas experimentales.

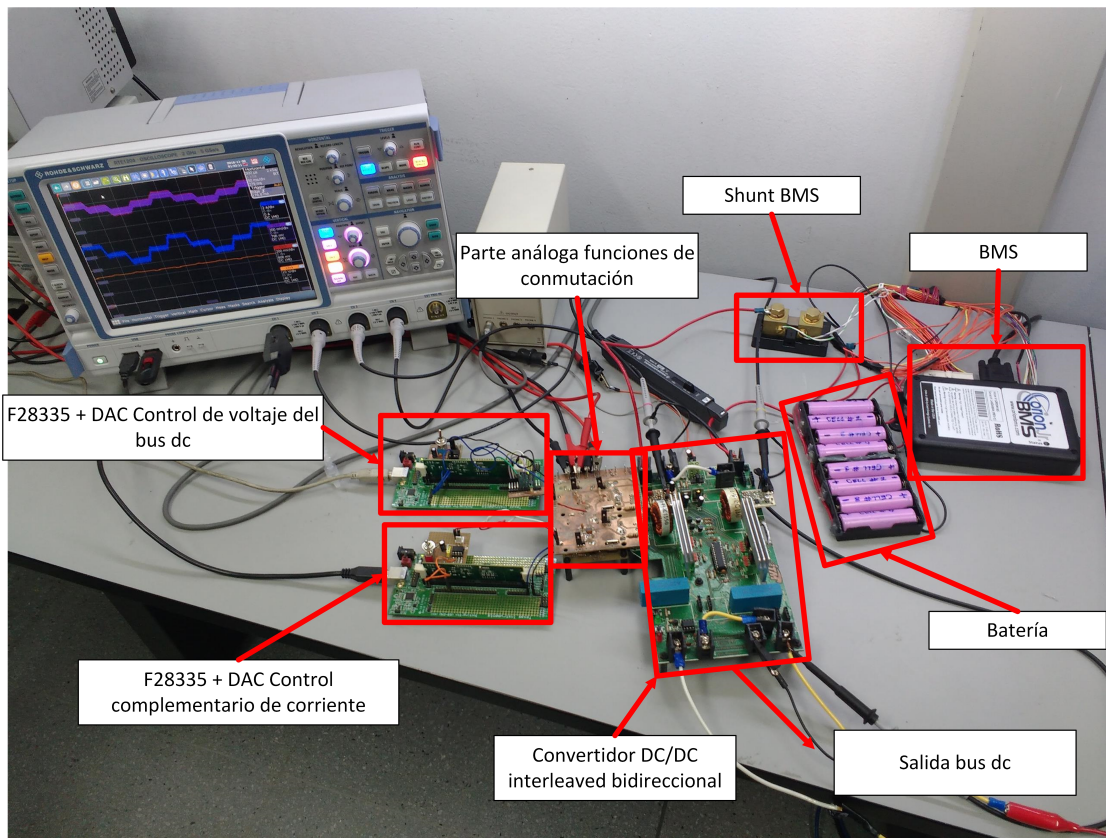
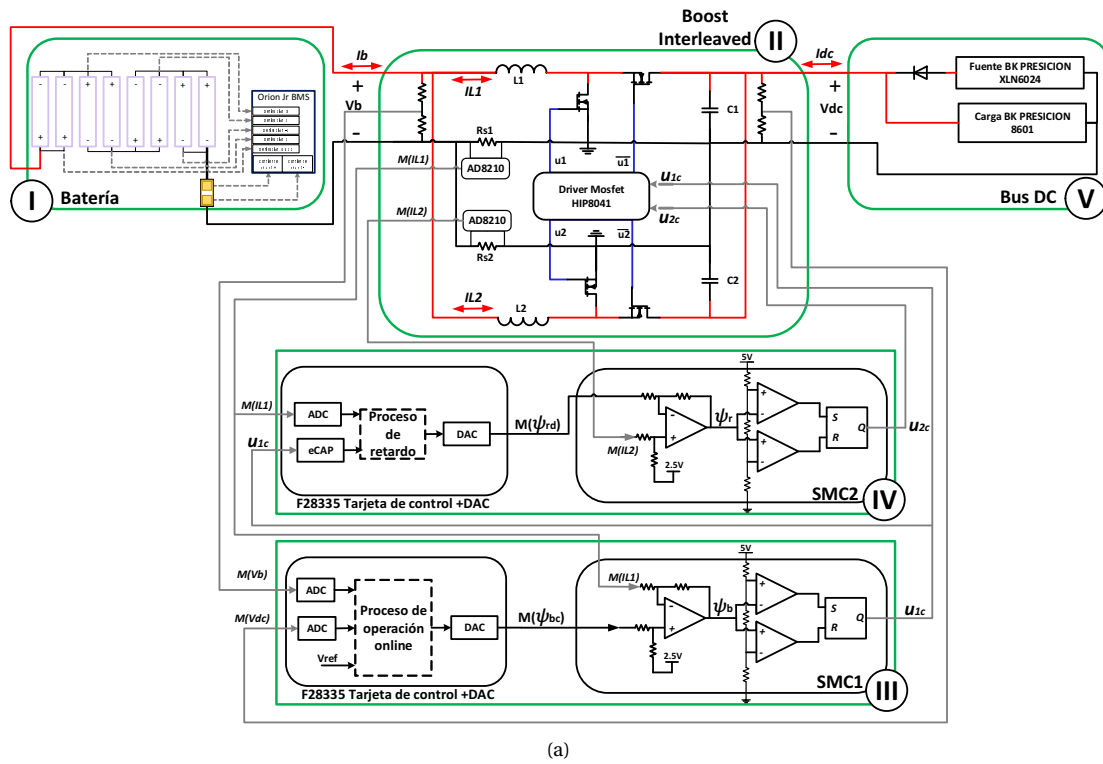


Figura 5.8: (a) Esquemático de la plataforma de pruebas experimentales, (b) plataforma física de pruebas experimentales.

5.2. RESULTADOS DE LA VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

El primer experimento plantea los tres escenarios encontrados en los sistemas de almacenamiento de energía, considerando flujos de potencia positivos (modo descarga), negativos (modo carga) y cero (modo standby) con pasos transitorios entre cada uno de los casos. Este experimento tiene las mismas condiciones consideradas en la simulación de la sección previa. La **Figura 5.9** presenta la forma de onda grabada para un convertidor boost con SMC con un voltaje de referencia en el bus DC de 24V, en la cual se muestra de color morado en la parte superior la señal entregada por el sensor AD8210 de la corriente del inductor de la primera rama, de color azul la corriente en el inductor medida por el osciloscopio, de color naranja el voltaje en el bus DC y de color rojo el voltaje en la batería. Se puede observar en esta figura una correcta regulación del voltaje del bus DC para los tres casos sin importar las variaciones del voltaje de la batería debido al flujo de potencia, con sobreimpulsos en cada transición de 2V. Además, se puede observar un rizado mayor en el voltaje del bus para el modo de carga y descarga.

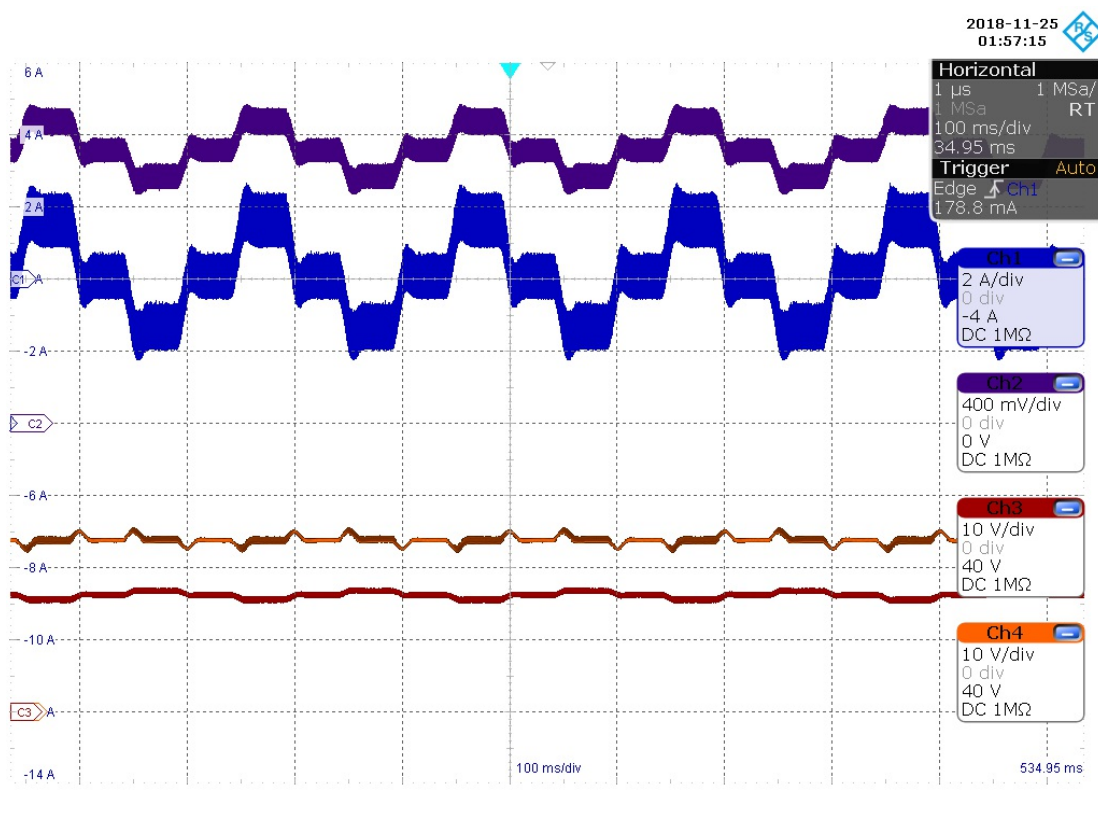


Figura 5.9: Respuesta del convertidor Boost con SMC

El mismo perfil es probado con el convertidor boost interleaved bidireccional controlado a partir de la estrategia propuesta como se presenta en la **Figura 5.10**. Esta figura presenta en la parte superior la medida de ambas corrientes de los inductores de las ramas en color naranja y morado, la corriente del inductor en azul oscuro y al fondo de color azul claro la corriente del convertidor Boost la cual fue almacenado en el osciloscopio como una señal de referencia. Adicionalmente en la parte inferior se presenta de color naranja el voltaje en el bus DC y de color rojo el voltaje de la batería. Se puede observar en esta imagen una disminución tanto en el rizado de corriente de la batería, como en el voltaje del bus DC, además de una reducción en el sobreimpulso en la corriente del inductor en cada transición de corriente.

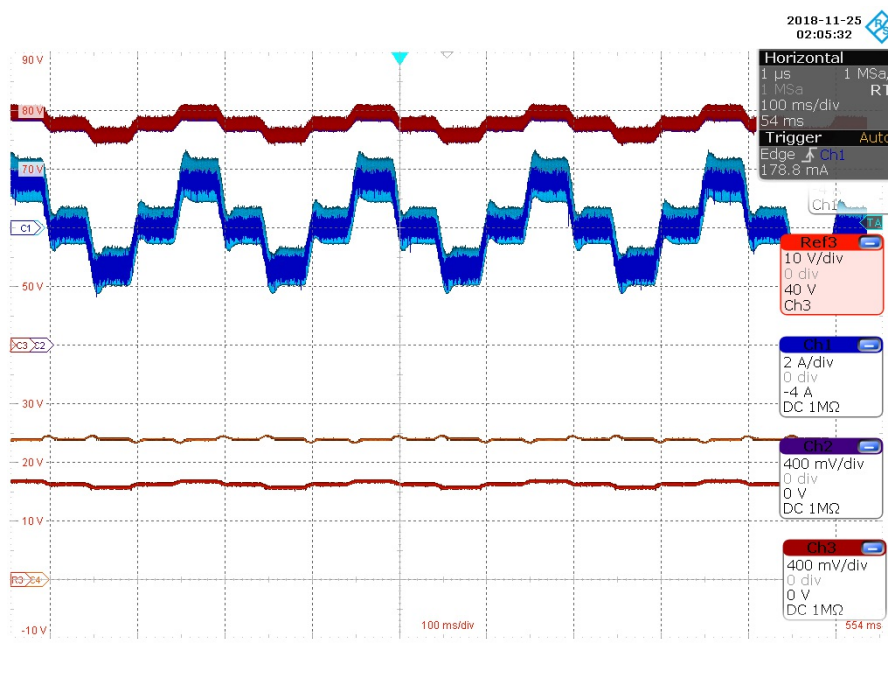


Figura 5.10: Respuesta del convertidor Boost interleaved con SMC

En la **Figura 5.11** se puede observar una zoom en cada uno de los modos de operación, donde se puede ver con mayor claridad la reducción del rizado de corriente de 1,6A a 0,5A.

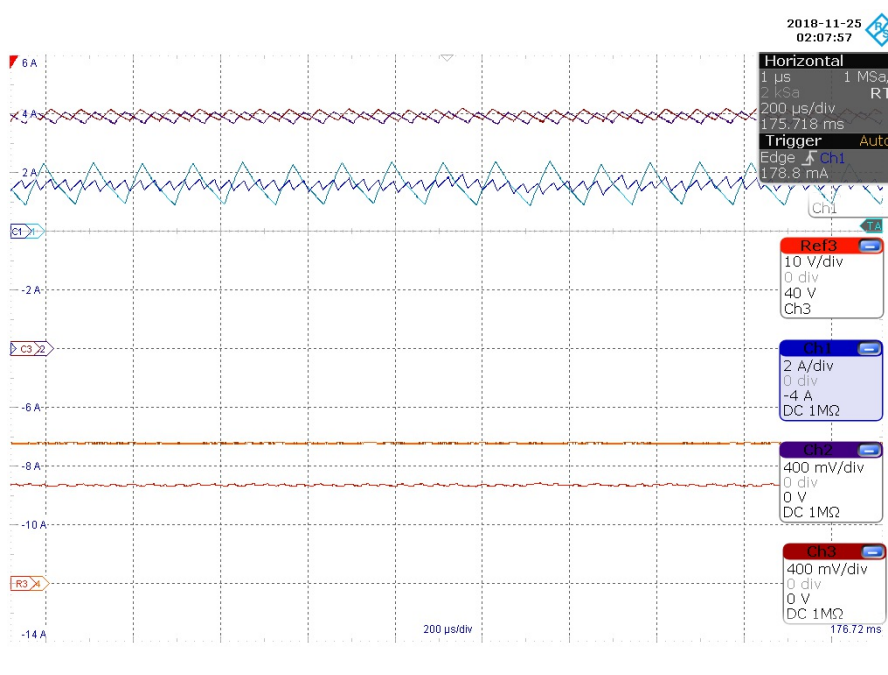
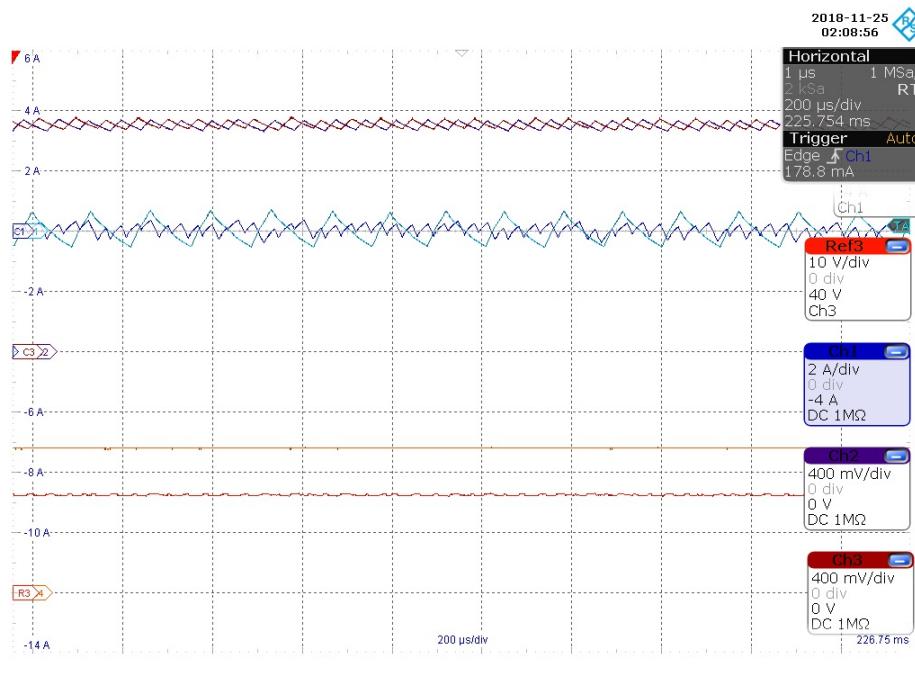
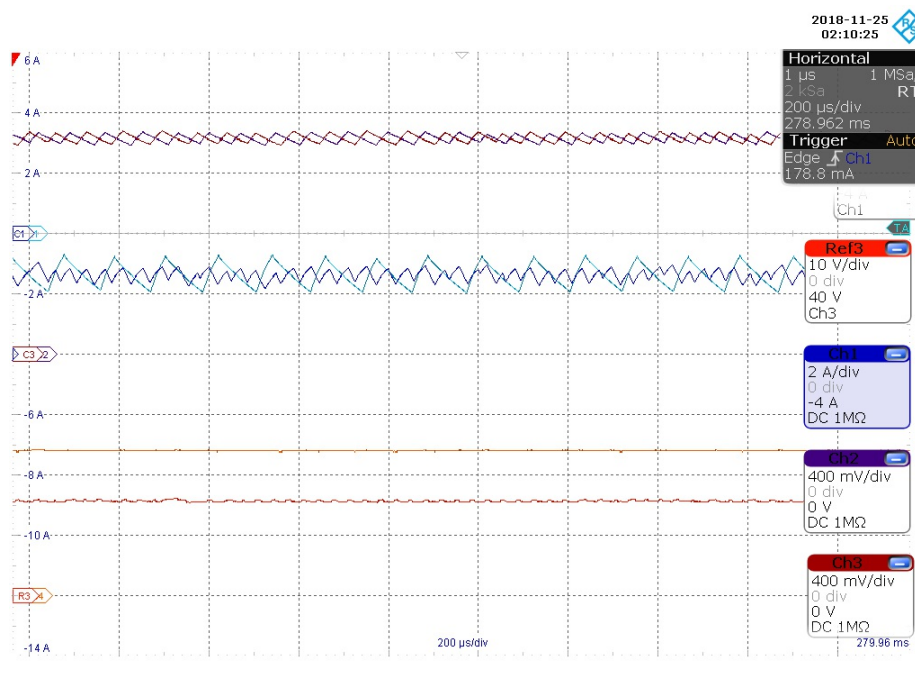


Figura 5.11: Reducción del rizado de la estrategia propuesta



(a)



(b)

Figura 5.12: Comparación de la reducción del rizado (a) modo standby (b) modo carga.

Se puede observar en las Figuras 5.13 a 5.17 los resultados capturados utilizando el mismo marco experimental que el anterior, pero para este caso utilizando un voltaje de referencia de 36V, para el cual se puede observar

que para un voltaje mayor se puede obtener una reducción del rizado de la corriente del inductor e igualmente en el voltaje del bus DC. Además, se puede observar un correcto proceso de configuración del parámetro ΔT para cada uno de los periodos de conmutación.

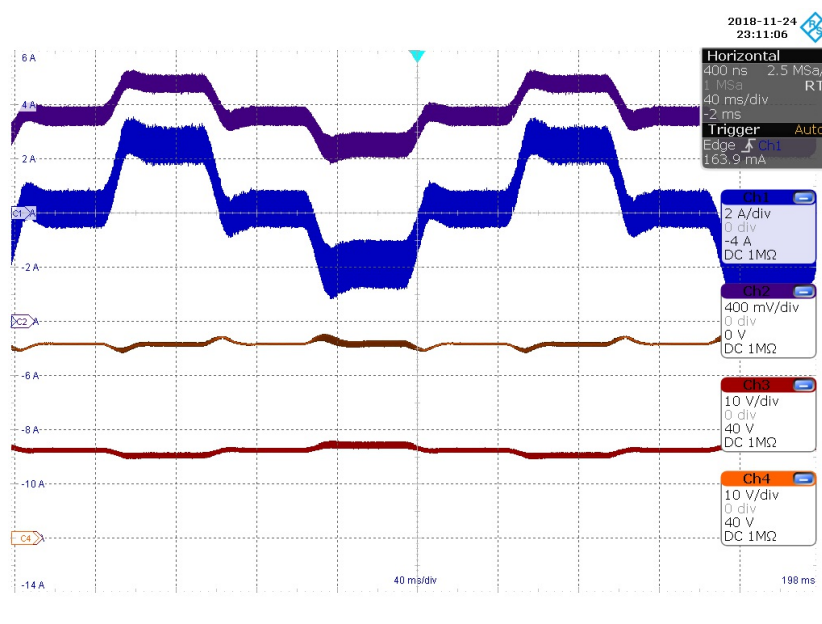


Figura 5.13: Respuesta del convertidor Boost con SMC.

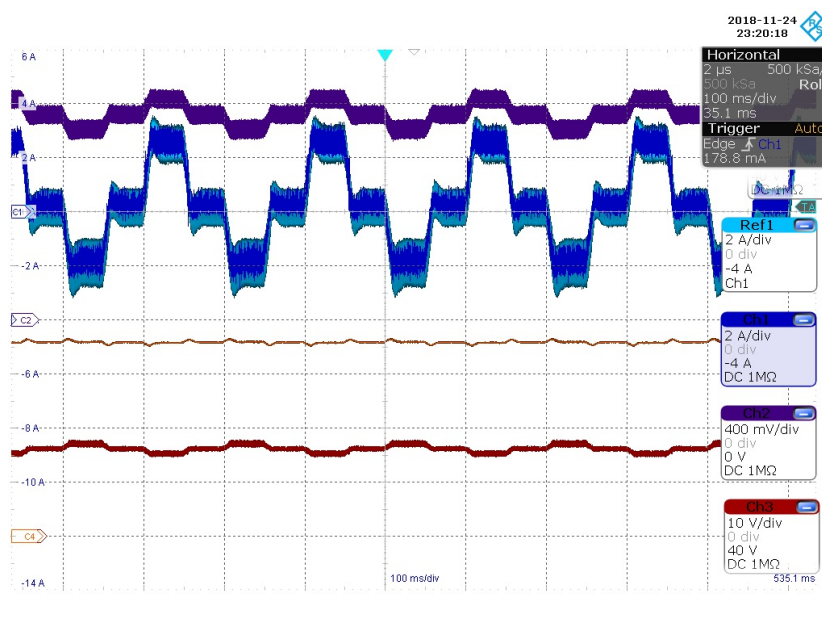


Figura 5.14: Comparación convertidor Boost interleaved y convertidor Boost.

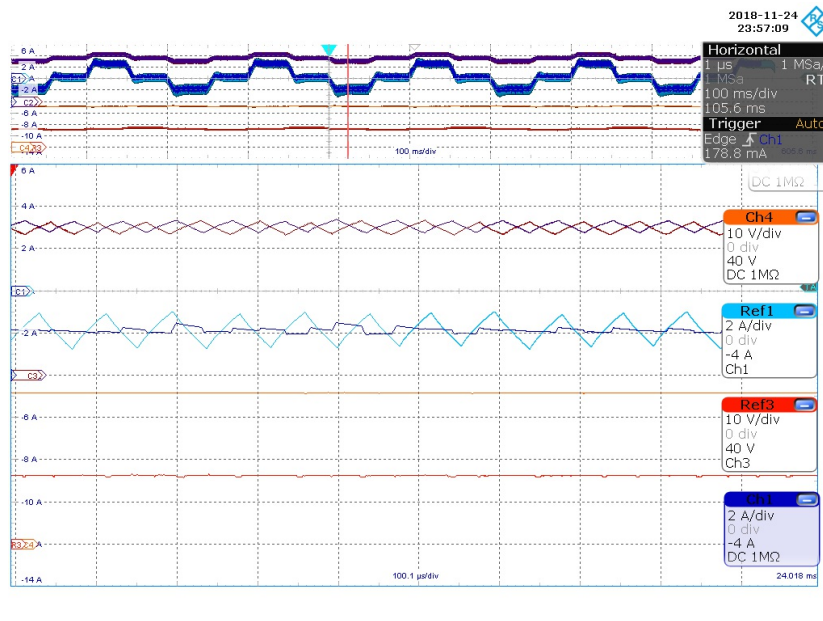


Figura 5.15: Comparación convertidor Boost interleaved y convertidor Boost para el caso donde hay energía excedente en el bus DC (Modo carga).

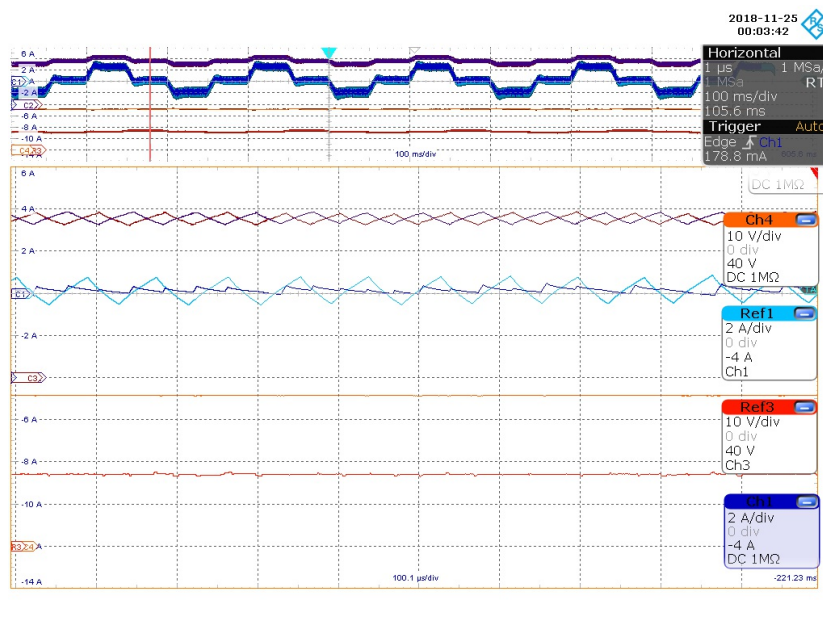


Figura 5.16: Comparación convertidor Boost interleaved y convertidor Boost para el caso donde no hay intercambio de energía entre la batería y el bus DC.

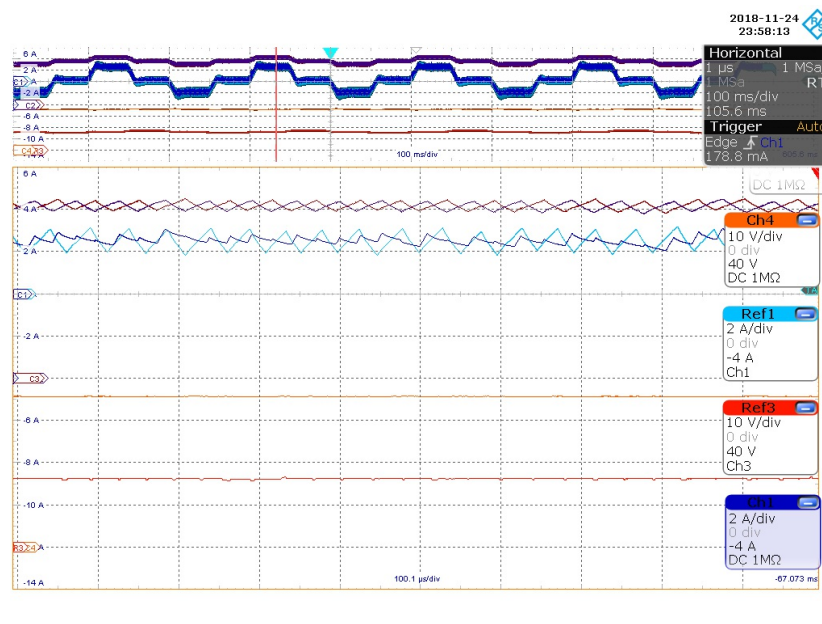


Figura 5.17: Comparación convertidor Boost interleaved y convertidor Boost para el caso donde hay déficit de energía en el bus DC y energía residual en la batería (Modo descarga).

Los resultados experimentales anteriores demuestran que la técnica de control es útil para ser utilizada en la reducción de la magnitud de corriente y por consiguiente como fue analizado en capítulos anteriores en la mitigación de los efectos de este en la degradación de la batería. Adicionalmente se puede observar la comprobación de la reducción del rizado también en el voltaje del bus DC, lo cual permite utilizar en este sistema cargas con condiciones de funcionamiento críticas frente al rizado de voltaje.

6

CONCLUSIONES

Del estudio en el estado del arte de las causas de deterioro de las baterías de Ion-Litio, se encontró la necesidad de una estrategia de control que permitiera minimizar el impacto generado por el rizado de corriente debido a la conmutación de los dispositivos de carga/descarga y que a su vez mantuviera los niveles de tensión y corriente del sistema dentro de los umbrales seguros de operación con una respuestas transitorias deseadas, las cuales son basadas en las especificaciones técnicas de los dispositivos conectados en el sistema (baterías, fuentes de energía y cargas). Para conseguir dicho objetivo se desarrollaron las siguientes 4 etapas.

Inicialmente se identificó en la literatura un gran número de modelos de batería que permitieran validar este tipo de estrategias en cortos periodos de tiempo obteniendo resultados aproximados al comportamiento real, debido a que normalmente la verificación de los procesos que intervienen en la preservación del SOH de las baterías puede tomar largos periodos de tiempo a nivel experimental. De este estudio se seleccionó el modelo de batería cinética o KiBaM, debido a su reducido conjunto de ecuaciones diferenciales, al tipo de variables incluidas en el modelo necesarias para validar la estrategia y la exactitud obtenida en el proceso de simulación con respecto a los resultados de una batería real, obteniendo de esta forma un compromiso adecuado entre complejidad y exactitud. Así mismo el modelo fue parametrizado utilizando estrategias de optimización y la base de datos entregada por la NASA para baterías de Ion-Litio, obteniendo un error cuadrático medio entre la simulación y los datos reales de 0.002614. Una vez seleccionado el modelo y parametrizado fue posible obtener resultados de simulación de un proceso de degradación que dura años en unas pocas horas, las cuales varían dependiendo de las características computacionales donde se realice dicho proceso.

Seguidamente, es seleccionado de la literatura el convertidor tipo boost en configuración interleaved de dos ramas, para ser utilizado como sistemas de carga/descarga de la batería. Este convertidor permite realizar un flujo bidireccional de la potencia y un cambio en la magnitud del rizado de la corriente de la batería en función del ángulo de desfase entre las señales de conmutación de sus ramas, permitiendo obtener entre aproximadamente cero y el doble de la magnitudes de rizado de una rama. Adicionalmente se propuso una estrategia de control para ser aplicada a dicho sistema basada en la teoría de modo deslizante debido a la naturaleza no lineal del sistema y con el objetivo de garantizar una estabilidad global en cualquier condición de operación. Esta estrategia esta conformada por dos superficies encargadas de regular el voltaje del bus DC y minimizar el rizado de corriente de la batería. Así mismo, la superficie de control del bus DC está formada por la corriente de la batería, el error del voltaje DC y su integral, lo que permite diseñar la respuesta dinámica del voltaje del bus DC de acuerdo a los requerimientos de flujo de potencia y diseñados para obtener una respuesta con amortiguación crítica. La superficie de control complementaria esta formada por una referencia de corriente la cual permite obtener un desfase de la segunda rama en todo instante de tiempo para minimizar el rizado de corriente del convertidor en la batería.

Este trabajo también provee un detallado análisis de las condiciones de modo deslizante de la estrategia planteada y presenta un proceso de diseño de fácil seguimiento basado en la carga y las restricciones de ope-

ración del bus DC, las cuales son: máxima desviación aceptable del voltaje del bus dc, banda de seguridad para una operación normal, el máximo tiempo aceptable para entrar en una banda segura después de una perturbación, máxima perturbación de corriente y el voltaje nominal del bus DC y la batería de Ion-Litio. Sin embargo, en las ecuaciones de diseño y las condiciones de la existencia del modo deslizante existen condiciones que dependen del ciclo de trabajo del convertidor, por lo tanto, estas deben de ser calculadas nuevamente en cada condición de operación. Para enfrentar este problema, las ecuaciones son normalizadas en términos del ciclo de trabajo, proporcionando nuevas ecuaciones adaptativas válidas para el rango de operación completo. De esta forma esta solución es un controlador en modo deslizante adaptativo. Otro proceso que debe ser ajustado para cada condición de operación es el desfase entre las corrientes de las dos ramas, debido a que la frecuencia de la primera rama varía en cada periodo de conmutación, analizado como un proceso de optimización en el cual se encontró que el desfase del 50 % genera la mínima magnitud de rizado en cada condición de operación.

El desarrollo de esta solución fue evaluado por medio de simulaciones realizadas en Matlab y PSIM, y datos experimentales obtenidos del prototipo de prueba del concepto. Ambas simulaciones y resultados experimentales demuestran la corrección del controlador en modo deslizante adaptativo, su análisis matemático y proceso de diseño, logrando igualmente extender el tiempo de vida de la batería y los demás sistemas como cargas y fuentes conectadas al sistema implementado en este trabajo. Esta estrategia es comparada con otras estrategias y técnicas de control a partir de simulación y pruebas experimentales. Cabe mencionar que el dispositivo de carga/descarga y el hardware fue diseñado y construido en el desarrollo de este trabajo. Igualmente, este trabajo puede ser utilizado con otros dispositivos de almacenamiento o fuentes de energía, los cuales son también afectados por el rizado de corriente y a su vez permitan tener una regulación de potencia adecuado.

REFERENCIAS

CAPÍTULO 0

- [1] Jiahao Li and Michael A. Danzer. Optimal charge control strategies for stationary photovoltaic battery systems. *Journal of Power Sources*, 258:365–373, jul 2014.
- [2] Carlos M. Londoño-Parra and José L. Ramírez-Echavarría. Normas de eficiencia energética de motores de inducción, ¿está preparada Latinoamérica? *Tecnológicas*, (30):117, jun 2013.
- [3] M.A. Hannan, F.A. Azidin, and A. Mohamed. Hybrid electric vehicles and their challenges: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 29:135–150, jan 2014.
- [4] M. R. Palacin and A. de Guibert. Why do batteries fail? *Science*, 351(6273):1253292–1253292, feb 2016.
- [5] O. Erdinc, B. Vural, and M. Uzunoglu. A dynamic lithium-ion battery model considering the effects of temperature and capacity fading. In *2009 International Conference on Clean Electrical Power*, pages 383–386. IEEE, jun 2009.
- [6] Phatiphat Thounthong, Stephane Raël, and Bernard Davat. Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 193(1):376–385, aug 2009.
- [7] M Uno and K Tanaka. Influence of High-Frequency Charge–Discharge Cycling Induced by Cell Voltage Equalizers on the Life Performance of Lithium-Ion Cells. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(4):1505–1515, may 2011.
- [8] Habiballah Rahimi-Eichi, Unnati Ojha, Federico Baronti, and Mo-Yuen Chow. Battery Management System: An Overview of Its Application in the Smart Grid and Electric Vehicles. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 7(2):4–16, jun 2013.
- [9] R. Giral, L. Martinez-Salamero, and S. Singer. Interleaved converters operation based on cmc. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(4):643–652, Jul 1999.
- [10] S. Vijayalakshmi, E. Arthika, and G. Shanmuga Priya. Modeling and simulation of interleaved Buck-boost converter with PID controller. In *2015 IEEE 9th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, pages 1–6. IEEE, jan 2015.
- [11] H.M. Mallikarjuna Swamy, K.P. Guruswamy, and S.P. Singh. Design, Modeling and Analysis of Two Level Interleaved Boost Converter. In *2013 International Conference on Machine Intelligence and Research Advancement*, pages 509–514. IEEE, dec 2013.
- [12] N. S. Srivatchan, P. Rangarajan, and S. Rajalakshmi. Robust PI Controller for Frequency Stabilisation of Islanded Microgrid Operation using Battery Energy Storage System. *Indian Journal of Science and Technology*, 8(29), nov 2015.
- [13] M. Imran Shahzad, Shahid Iqbal, and Soib Taib. LLC series resonant converter with PID controller for battery charging application. In *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, pages 84–89. IEEE, oct 2014.
- [14] Johanna L. Mathieu and Joshua A. Taylor. Controlling nonlinear batteries for power systems: Trading off performance and battery life. In *2016 Power Systems Computation Conference (PSCC)*, pages 1–7. IEEE, jun 2016.

- [15] H. Wang, F. Zhang, P. Liu, and G. Li. Test system design of lithium battery based on fuzzy self-tuning pid control. In *2014 8th International Conference on Future Generation Communication and Networking*, pages 96–99, Dec 2014.
- [16] K. F. Hussein, I. Abdel-Qader, and M. K. Hussain. Hybrid fuzzy pid controller for buck-boost converter in solar energy-battery systems. In *2015 IEEE International Conference on Electro/Information Technology (EIT)*, pages 070–075, May 2015.
- [17] A. M. Sharaf and A. A. A. El-Gammal. A novel pso-based hybrid pv-fc-diesel-battery electric pid-controller drive system for electric vehicle traction. In *2010 IEEE Electrical Power Energy Conference*, pages 1–6, Aug 2010.
- [18] J. j. Zhu, C. Chen, J. Xu, and Y. Yao. A battery charge and discharge device using pid genetic algorithm based on pwm rectifier. In *2010 International Conference on E-Product E-Service and E-Entertainment*, pages 1–4, Nov 2010.
- [19] H. Sira-Ramirez, G. Escobar, and R. Ortega. On passivity-based sliding mode control of switched DC-to-DC power converters. In *Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 3, pages 2525–2526. IEEE.
- [20] L. Martinez-Salamero, A. Cid-Pastor, R. Giral, J. Calvente, and V. Utkin. Why is sliding mode control methodology needed for power converters? In *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*. IEEE, sep 2010.
- [21] M.Y. Ayad, M. Becherif, and A. Henni. Vehicle hybridization with fuel cell, supercapacitors and batteries by sliding mode control. *Renewable Energy*, 36(10):2627 – 2634, 2011.
- [22] J. Snoussi, S. Ben Elghali, R. Outbib, and M. F. Mimouni. Sliding mode control for frequency-based energy management strategy of hybrid storage system in vehicular application. In *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pages 1109–1114, June 2016.
- [23] Sergio Ignacio Serna-Garcés, Daniel Gonzalez Montoya, and Carlos Andres Ramos-Paja. Sliding-mode control of a charger/discharger dc/dc converter for dc-bus regulation in renewable power systems. *Energies*, 9(4):245, 2016.
- [24] H. Valderrama-Blavi, J. M. Bosque, F. Guinjoan, L. Marroyo, and L. Martinez-Salamero. Power adaptor device for domestic dc microgrids based on commercial mppt inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(3):1191–1203, March 2013.
- [25] B. Labbe, B. Allard, X. Lin-Shi, and D. Chesneau. An integrated sliding-mode buck converter with switching frequency control for battery-powered applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(9):4318–4326, Sept 2013.
- [26] B. Wang, J. Xu, R. J. Wai, and B. Cao. Adaptive sliding-mode with hysteresis control strategy for simple multimode hybrid energy storage system in electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(2):1404–1414, Feb 2017.

CAPÍTULO 1

- [1] O. Erdinc, B. Vural, and M. Uzunoglu. A dynamic lithium-ion battery model considering the effects of temperature and capacity fading. In *2009 International Conference on Clean Electrical Power*, pages 383–386. IEEE, jun 2009.
- [2] M. R. Palacin and A. de Guibert. Why do batteries fail? *Science*, 351(6273):1253292–1253292, feb 2016.
- [3] Phatiphat Thounthong, Stephane Raël, and Bernard Davat. Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 193(1):376–385, aug 2009.

- [4] M Uno and K Tanaka. Influence of High-Frequency Charge–Discharge Cycling Induced by Cell Voltage Equalizers on the Life Performance of Lithium-Ion Cells. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(4):1505–1515, may 2011.
- [5] Carlos A. Ramos-Paja, Andrés J. Saavedra-Montes, and Juan D. Bastidas-Rodríguez. Cargador de baterías fotovoltaico con control por modos deslizantes y limitación de la derivada de corriente de carga. *Tecnológicas*, 21(42):129–145, may 2018.
- [6] Masaki Yoshio, Ralph J. Brodd, and Akiya Kozawa, editors. *Lithium-Ion Batteries*. Springer New York, New York, NY, 2009.
- [7] J.T. Warner. *The Handbook of Lithium-Ion Battery Pack Design: Chemistry, Components, Types and Terminology*. Elsevier Science, 2015.
- [8] G. Pistoia. *Lithium-Ion Batteries: Advances and Applications*. Elsevier Science, 2013.
- [9] A. Zenati, P. Desprez, H. Razik, and S. Rael. A methodology to assess the state of health of lithium-ion batteries based on the battery's parameters and a fuzzy logic system. In *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference*, pages 1–6, March 2012.
- [10] Zheng Chen, Chunting Chris Mi, Yuhong Fu, Jun Xu, and Xianzhi Gong. Online battery state of health estimation based on genetic algorithm for electric and hybrid vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 240:184 – 192, 2013.
- [11] Juan C. Viera. *Carga rápida de baterías de Ni-Cd y Ni-MH de media y gran capacidad. Analisis, sintesis y compracion de nuevos metodos*. Docthoral, Oviedo, 2003.
- [12] Anthony Barré, Benjamin Deguilhem, Sébastien Grolleau, Mathias Gérard, Frédéric Suard, and Delphine Riu. A review on lithium-ion battery ageing mechanisms and estimations for automotive applications. *Journal of Power Sources*, 241:680–689, nov 2013.
- [13] Bolun Xu et al. Degradation-limiting optimization of battery energy storage systems operation. 2013.
- [14] M. Bercibar, I. Gandiaga, I. Villarreal, N. Omar, J. Van Mierlo, and P. Van den Bossche. Critical review of state of health estimation methods of li-ion batteries for real applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 56:572 – 587, 2016.
- [15] J. Jiang and C. Zhang. *Fundamentals and Application of Lithium-ion Batteries in Electric Drive Vehicles*. Wiley, 2015.
- [16] Yoon-Ho Kim and Hoi-Doo Ha. Design of interface circuits with electrical battery models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(1):81–86, Feb 1997.
- [17] Shuo Pang, J. Farrell, Jie Du, and M. Barth. Battery state-of-charge estimation. In *Proceedings of the 2001 American Control Conference. (Cat. No.01CH37148)*, volume 2, pages 1644–1649 vol.2, 2001.
- [18] Sheldon S Williamson, S Chowdary Rimmalapudi, and Ali Emadi. Electrical modeling of renewable energy sources and energy storage devices. *Journal of Power Electronics*, 4(2):117–126, 2004.
- [19] Krishnan S. Hariharan and V. Senthil Kumar. A nonlinear equivalent circuit model for lithium ion cells. *Journal of Power Sources*, 222:210–217, jan 2013.
- [20] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, and W. A. Lynch. A mathematical model for lead-acid batteries. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 7(1):93–98, Mar 1992.
- [21] Min Chen and Gabriel A Rincon-Mora. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and iv performance. *IEEE transactions on energy conversion*, 21(2):504–511, 2006.
- [22] Matthias Dürr, Andrew Cruden, Sinclair Gair, and J.R. McDonald. Dynamic model of a lead acid battery for use in a domestic fuel cell system. *Journal of Power Sources*, 161(2):1400 – 1411, 2006.

- [23] O. Tremblay, L. A. Dessaint, and A. I. Dekkiche. A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. In *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 284–289, Sept 2007.
- [24] T. Huria, M. Ceraolo, J. Gazzarri, and R. Jackey. High fidelity electrical model with thermal dependence for characterization and simulation of high power lithium battery cells. In *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference*, pages 1–8, March 2012.
- [25] Bor Yann Liaw, Ganesan Nagasubramanian, Rudolph G. Jungst, and Daniel H. Doughty. Modeling of lithium ion cells—a simple equivalent-circuit model approach. *Solid State Ionics*, 175(1–4):835 – 839, 2004. Fourteenth International Conference on Solid State Ionics.
- [26] Jonghoon Kim, Seongjun Lee, and B.H. Cho. Discrimination of li-ion batteries based on hamming network using discharging–charging voltage pattern recognition for improved state-of-charge estimation. *Journal of Power Sources*, 196(4):2227 – 2240, 2011.
- [27] Jonathan Brand, Zheming Zhang, and Ramesh K. Agarwal. Extraction of battery parameters of the equivalent circuit model using a multi-objective genetic algorithm. *Journal of Power Sources*, 247:729 – 737, 2014.
- [28] Mojtaba Shadman Rad, Dmitri L. Danilov, Morteza Baghalha, Mohammad Kazemeini, and Peter H. L. Notten. Thermal Modeling of Cylindrical LiFePO₄ Batteries. *Journal of Modern Physics*, 04(07):1–7, 2013.
- [29] Iretomiwa Esho, Krishna Shah, and Ankur Jain. Measurements and modeling to determine the critical temperature for preventing thermal runaway in Li-ion cells. *Applied Thermal Engineering*, 145:287–294, dec 2018.
- [30] Ahmad A. Pesaran. Battery thermal models for hybrid vehicle simulations. *Journal of Power Sources*, 110(2):377–382, aug 2002.
- [31] Imke Krüger, Martin Sievers, and Gerhard Schmitz. Thermal Modeling of Automotive Lithium Ion Cells using the Finite Elements Method in Modelica. pages 1–8, oct 2009.
- [32] Long Cai and Ralph E. White. Mathematical modeling of a lithium ion battery with thermal effects in COMSOL Inc. Multiphysics (MP) software. *Journal of Power Sources*, 196(14):5985–5989, jul 2011.
- [33] S. Al Hallaj, H. Maleki, J.S. Hong, and J.R. Selman. Thermal modeling and design considerations of lithium-ion batteries. *Journal of Power Sources*, 83(1-2):1–8, oct 1999.
- [34] Xuebing Han, Minggao Ouyang, Languang Lu, and Jianqiu Li. A comparative study of commercial lithium ion battery cycle life in electric vehicle: Capacity loss estimation. *Journal of Power Sources*, 268:658 – 669, 2014.
- [35] Gregory L. Plett. Extended kalman filtering for battery management systems of lipb-based {HEV} battery packs: Part 2. modeling and identification. *Journal of Power Sources*, 134(2):262 – 276, 2004.
- [36] Gregory L. Plett. Extended kalman filtering for battery management systems of lipb-based {HEV} battery packs: Part 3. state and parameter estimation. *Journal of Power Sources*, 134(2):277 – 292, 2004.
- [37] John Wang, Ping Liu, Jocelyn Hicks-Garner, Elena Sherman, Souren Soukiajian, Mark Verbrugge, Harshad Tataria, James Musser, and Peter Finamore. Cycle-life model for graphite-lifepo₄ cells. *Journal of Power Sources*, 196(8):3942 – 3948, 2011.
- [38] Aspasia Papazoglou, Stefano Longo, Daniel Auger, and Francis Assadian. Nonlinear filtering techniques comparison for battery state estimation. *Journal of Sustainable Development of Energy, Water and Environment Systems*, 2(3):259–269, 2014.
- [39] James F. Manwell and Jon G. McGowan. Lead acid battery storage model for hybrid energy systems. *Solar Energy*, 50(5):399 – 405, 1993.

- [40] Philipp Fortenbacher, Johanna L Mathieu, and Göran Andersson. Modeling, identification, and optimal control of batteries for power system applications. In *Power Systems Computation Conference (PSCC), 2014*, pages 1–7. IEEE, 2014.
- [41] Johanna L. Mathieu and Joshua A. Taylor. Controlling nonlinear batteries for power systems: Trading off performance and battery life. In *2016 Power Systems Computation Conference (PSCC)*, pages 1–7. IEEE, jun 2016.
- [42] Luis Hernández, Carlos Baladrón, Javier M. Aguiar, Belén Carro, Antonio Sánchez-Esguevillas, and Jaime Lloret. Artificial neural networks for short-term load forecasting in microgrids environment. *Energy*, 75:252–264, oct 2014.
- [43] Wilmer Guacaneme, Andrés F. Rodríguez, Luis M. Gómez, Francisco Santamaría, and César Trujillo. Desarrollo de un prototipo de micro-red residencial a baja escala. *Tecnológicas*, 21(43):107–125, sep 2018.
- [44] J. Moreno, M.E. Ortuzar, and J.W. Dixon. Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2):614–623, apr 2006.
- [45] W.X Shen, C.C Chan, E.W.C Lo, and K.T Chau. A new battery available capacity indicator for electric vehicles using neural network. *Energy Conversion and Management*, 43(6):817–826, apr 2002.
- [46] Luisa F Escobar-Dávila, Oscar D Montoya-Giraldo, and Didier Giraldo-Buitrago. Control global del péndulo de furuta empleando redes neuronales artificiales y realimentación de variables de estado. *Tecnológicas*, (30):71, jun 2013.
- [47] Xingang Fu and Shuhui Li. Control of Single-Phase Grid-Connected Converters with LCL Filters Using Recurrent Neural Network and Conventional Control Methods. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pages 1–1, 2015.
- [48] C. C. O’Gorman, D. Ingersoll, R. G. Jungst, and T. L. Paez. Artificial neural network simulation of battery performance. In *Proceedings of the Thirty-First Hawaii International Conference on System Sciences*, volume 5, pages 115–121 vol.5, Jan 1998.
- [49] Olivier Gérard, Jean-Noël Patillon, and Florence d’Alché Buc. Neural network adaptive modeling of battery discharge behavior, 1997.
- [50] C. Antaloae, J. Marco, and F. Assadian. A novel method for the parameterization of a li-ion cell model for ev/hev control applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(9):3881–3892, Nov 2012.
- [51] Xiaosong Hu, Shengbo Li, and Huei Peng. A comparative study of equivalent circuit models for li-ion batteries. *Journal of Power Sources*, 198:359 – 367, 2012.
- [52] J. Nadeau, M. R. Dubois, A. Desrochers, and N. Denis. Ageing estimation of lithium-ion batteries applied to a three-wheel phev roadster. In *2013 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pages 1–6, Oct 2013.
- [53] Brian Bole, Chetan S Kulkarni, and Matthew Daigle. Adaptation of an electrochemistry-based li-ion battery model to account for deterioration observed under randomized use. Technical report, SGT, Inc. Moffett Field United States, 2014.

CAPÍTULO 2

- [1] R.W. Erickson and D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Power electronics. Springer US, 2001.
- [2] K. I. Hwu, K. W. Huang, and Jenn-Jong Shieh. Simple modeling of dc-dc converter. In *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering*, pages 2574–2577, April 2011.

- [3] W. Li and X. He. Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4):1239–1250, April 2011.
- [4] V. Blasko and V. Kaura. A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(1):116–123, Jan 1997.
- [5] R. O. Caceres and I. Barbi. A boost dc-ac converter: analysis, design, and experimentation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1):134–141, Jan 1999.
- [6] Sergio Ignacio Serna-Garcés, Daniel Gonzalez Montoya, and Carlos Andres Ramos-Paja. Sliding-mode control of a charger/discharger dc/dc converter for dc-bus regulation in renewable power systems. *Energies*, 9(4):245, 2016.
- [7] R. Giral, L. Martinez-Salamero, and S. Singer. Interleaved converters operation based on cmc. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(4):643–652, Jul 1999.
- [8] D. J. Perreault and J. G. Kassakian. Distributed interleaving of paralleled power converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 44(8):728–734, Aug 1997.
- [9] J. Maixe, R. Leyva, L. Martinez-Salamero, and R. Giral. Sliding-mode control of interleaved boost converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47(9):1330–1339, 2000.
- [10] M.Arun Devi, K. Valarmathi, and R. Mahendran. Ripple current reduction in interleaved boost converter by using advanced PWM techniques. In *2014 IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies*, pages 115–119. IEEE, may 2014.

CAPÍTULO 3

- [1] L. Martinez-Salamero, A. Cid-Pastor, R. Giral, J. Calvente, and V. Utkin. Why is sliding mode control methodology needed for power converters? In *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*. IEEE, sep 2010.
- [2] Ruhul Amin Sarker and Charles S Newton. *Optimization modelling: a practical approach*. CRC Press, 2007.
- [3] Daniel Stevenson Grass Guaqueta et al. *Optimización multi-objetivo con algoritmos bio-inspirados para el control y coordinación de inventarios multi-producto*. PhD thesis, Universidad Nacional de Colombia-Sede Bogotá.
- [4] CTI Reviews. *Optimization Methods in Finance*. Cram101, 2016.

CAPÍTULO 4

- [1] Emelyanov S. Variable structure control systems. 1957.
- [2] P. Ignaciuk and A. Bartoszewicz. *Congestion Control in Data Transmission Networks: Sliding Mode and Other Designs*. Communications and Control Engineering. Springer London, 2012.
- [3] Julio H Braslavsky. Notas de clase control automático 2, 2000.
- [4] Maria de la Mercedes Perez de la Puerta. *Control predictivo con modos deslizantes*. PhD thesis, Universidad de la Rioja, 2005.
- [5] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung. Variable structure control: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1):2–22, Feb 1993.
- [6] Siew-Chong Tan, Yuk-Ming Lai, and Chi Kong Tse. *Sliding mode control of switching power converters*. CRC press Boca Raton, FL, 2011.

-
- [7] Sergio Ignacio Serna-Garcés, Daniel Gonzalez Montoya, and Carlos Andres Ramos-Paja. Sliding-mode control of a charger/discharger dc/dc converter for dc-bus regulation in renewable power systems. *Energies*, 9(4):245, 2016.
 - [8] Herbert Sira-Ramirez. Sliding motions in bilinear switched networks. *IEEE transactions on circuits and systems*, 34(8):919–933, 1987.
 - [9] Sergio Serna-Garcés, Daniel González Montoya, and Carlos Ramos-Paja. Control of a Charger/Discharger DC/DC Converter with Improved Disturbance Rejection for Bus Regulation. *Energies*, 11(3):594, mar 2018.