EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA

TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Maestría

Sistema de balanceo activo para paquetes de baterías de iones de litio mediante un convertidor Forward y estimación de SoC por EFK

presentado por

Ing. Christopher Alvarez Tellez

como requisito para la obtención del grado de
Maestro en Ciencias en Ingeniería en Electrónica

Directores de tesis
Dr. Carlos Daniel García Beltrán
Dr. Carlos Aguilar Castillo

Cuernavaca, Morelos, México. Septiembre de 2026

cenidet
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica

Cuernavaca, Mor; 01/septiembre/2026

Oficio No. DIE/0192/2026

Asunto: Aceptación de documentos de tesis.

CENIDET-AC-004-M14-OFICIO

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. CHRISTOPHER ÁLVAREZ TELLEZ**, con número de control **M23CE93** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"SISTEMA DE BALANCEO ACTIVO PARA PAQUETES DE BATERIAS DE IONES DE LITIO MEDIANTE UN CONVERTIDOR FORWARD Y ESTIMACION DE SoC POR EXF"**, y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTORA DE TESIS

DR. CARLOS DANIEL GARÍA BELTRAN
Doctorado en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 8699605

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. CARLOS AGUILAR CASTILLO
Doctorado en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3581040

REVISOR 1

Dr. VICTOR MANUEL ALVARADO MARTÍNEZ
Doctorado en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 8031070

REVISOR 2

Dr. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
Doctorado en Ingeniería
Cédula profesional 3431842

C.c.p. Mtra. Verónica Sotelo Boyas. Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
JGM/ipg

EDUCACIÓN PÚBLICA
09 SEP 2026
CENTRO NACIONAL DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO TECNOLÓGICO
RECIBIDO

EDUCACIÓN
09 SEP 2026
CMZ
CENTRO NACIONAL DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN ACADÉMICA
RECIBIDO



2026 año de Margarita Maza

Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira,
C.P. 62490, Cuernavaca, Morelos Tel. 01 (777) 3627770, ext. 2225,
e-mail: die@cenidet.tecnm.mx | cenidet.tecnm.mx



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Subdirección Académica

Cuernavaca Mor, 09/septiembre/2026
Oficio No. SAC/301/2026
Asunto: Autorización de impresión de tesis

CHRISTOPHER ÁLVAREZ TELLEZ
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **"SISTEMA DE BALANCEO ACTIVO PARA PAQUETES DE BATERIAS DE IONES DE LITIO MEDIANTE UN CONVERTIDOR FORWARD Y ESTIMACIÓN DE SoC POR EFK"**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

A T E N T A M E N T E
Excelencia en Educación Tecnológica®
"Conocimiento y Tecnología al servicio de México"

EDUCACIÓN | TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA
CENTRO NACIONAL DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN ACADÉMICA

CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO

c.c.p. Departamento de Ingeniería Electrónica
Departamento de Servicios Escolares

CMAZ/lmz



Resumen

Este trabajo presenta el diseño, modelado e implementación de un sistema de control, estimación del Estado de Carga (SoC) para paquetes de baterías de iones de litio (Li-ion). La estrategia integra un convertidor CD-CD de topología Forward operado bajo un esquema de carga de Corriente Constante y Voltaje Constante (CC-CV), realizado por un lazo de control externo basado en el SoC. Para la estimación precisa del SoC, se implementó un Filtro de Kalman Extendido (EKF) fundamentado en un modelo de circuito equivalente (ECM) de Thévenin de una rama, caracterizado a partir de pruebas experimentales de pulsos de corriente sobre un paquete de baterías en configuración 2S2P. La relación no lineal entre el Voltaje en Circuito Abierto (OCV) y el SoC se caracterizó mediante una función polinomial mixta. Con el fin de obtener bases del SoH sin recurrir a equipos externos dedicados, se incorporó la técnica de Espectroscopía de Impedancia Electroquímica (EIS) inyectando una señal de perturbación multiseno (0.1 Hz – 1 kHz) directamente en el ciclo de trabajo del convertidor Forward durante el proceso de carga en niveles de SoC del 10 %, 40 % y 80 %. Las pruebas experimentales en una plataforma sbRIO-9632 demostraron la alta precisión y suavidad del EKF en la estimación del SoC en comparación con el conteo de Coulomb. Asimismo, la Transformada Rápida de Fourier (FFT) confirmó la correcta inyección y respuesta frecuencial de la señal multiseno a través del convertidor, sentando una base metodológica y experimental para el diagnóstico del SoH a nivel de celda y paquete.

Abstract

This work presents the design, modeling, and implementation of a control and State of Charge (SoC) estimation system for lithium-ion (Li-ion) battery packs. The strategy integrates a Forward topology DC-DC converter operating under a Constant Current–Constant Voltage (CC-CV) charging scheme, driven by an outer control loop based on the SoC. For accurate SoC estimation, an Extended Kalman Filter (EKF) was implemented based on a single-branch Thévenin Equivalent Circuit Model (ECM), characterized through experimental current pulse tests on a battery pack in a 2S2P configuration. The non-linear relationship between Open Circuit Voltage (OCV) and SoC was characterized using a mixed polynomial function. In order to establish a foundation for State of Health (SoH) evaluation without relying on dedicated external equipment, Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS) was incorporated by injecting a multisine perturbation signal (0.1 Hz – 1 kHz) directly into the duty cycle of the Forward converter during the charging process at SoC levels of 10%, 40%, and 80%. Experimental tests on an sbRIO-9632 platform demonstrated the high accuracy and smoothness of the EKF in SoC estimation compared to Coulomb counting. Furthermore, the Fast Fourier Transform (FFT) confirmed the correct injection and frequency response of the multisine signal through the converter, establishing a methodological and experimental foundation for SoH diagnostics at both the cell and pack levels.

A mi familia, padres hermanos y abuelos.

A mis amigos.

Dedico este logro a mi familia. En especial, a mis padres, Yndira Lizzete Téllez Cortés y José Marcos Álvarez Bahena, por brindarme su apoyo incondicional a lo largo de mi vida y poner a mi alcance las herramientas necesarias para alcanzar una mejor calidad de vida. Agradezco sinceramente cada uno de los sacrificios que asumieron para salir adelante como familia.

A mis hermanos, por dejar una huella única en mi vida y de quienes me llevo lo mejor: a Mark Anthony Álvarez Téllez, por haberme transmitido el gusto musical que hoy comparto; a Joseph Álvarez Téllez, por haber sido mi compañero incansable de juegos durante nuestra infancia; a Selena Álvarez Téllez, por su carácter firme, pero de corazón noble y generoso; y a Sofía Aridny Aldana Téllez, por sus valiosos consejos y por compartir a mi lado más tiempo que nadie.

A mi abuela, Gloria Ofelia Cortés Rabadán, por su amor incondicional hacia cada miembro de esta familia, por convertirse en nuestro punto de encuentro y enseñarnos a disfrutar los momentos felices de la vida, siendo verdaderamente la mamá de todos.

A mis mascotas, Keisza y Canela, por ser los seres más nobles de este mundo y por recibirme cada día con tanta alegría y entusiasmo. Por supuesto, a Crazy, por su fiel compañía durante más de diez años y por haber estado a mi lado en los momentos más difíciles; todos ustedes son seres de luz que merecen todo el amor del planeta.

A mis amigos, Ximena Olivares Pérez, Diego Felipe Rosales García y Jesús Alfonso Mujica, por acompañarme a lo largo de este proceso de maestría, aligerar el camino con experiencias inolvidables, brindarme sus consejos y apoyarme cuando más lo necesité. A Eduardo Bret Pérez, mi amigo de más larga data, por su constante disposición a escucharme en momentos complicados. Asimismo, agradezco a todos los amigos que me han acompañado en cada una de las etapas de mi vida.

A mis profesores del CENIDET, por las enseñanzas impartidas que me permitieron culminar con éxito esta etapa. En especial, expreso mi gratitud a mi codirector de tesis el Dr. Carlos Aguilar Castillo, por su confianza y su apoyo.

A mi director de tesis, el Dr. Carlos Daniel García Beltrán, por su dedicación, por guiarme en todo momento y por el valioso respaldo que me brindó durante este periodo.

A mis revisores, el Dr. Gerardo Vicente Guerrero Ramírez y el Dr. Víctor Manuel Alvarado Martínez, por sus comentarios críticos y su acertada retroalimentación, los cuales contribuyeron significativamente a la mejora de este trabajo.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), por poner a mi disposición sus instalaciones y brindarme la oportunidad de llevar a cabo mis estudios de posgrado. Asimismo, agradezco a la Secretaría de Ciencia, Humanidades, Tecnología e Innovación (SECIHTI) por el apoyo financiero concedido, el cual hizo posible la culminación exitosa de mis estudios de posgrado.

ÍNDICE

1 INTRODUCCIÓN 1
1.1 Objetivos 2
1.1.1 General 2
1.1.2 Específicos 2
2 ESTADO DEL ARTE 3
2.1 Estimación de Estado de Carga (SoC) y Estado de Salud (SoH) 3
2.2 Técnicas de balanceo activo de baterías 4
2.3 Balanceo de baterías mediante el Estado de Carga 5
3 MARCO TEÓRICO 7
3.1 Batería 7
3.2 Modelos matemáticos de circuitos equivalentes de una batería 8
3.2.1 Modelo de circuito equivalente lineal 8
3.2.2 Modelo de de circuito equivalen de Thévenin 9
3.2.3 Modelo de Thévenin mejorado 9
3.3 Espectroscopía de Impedancia Electroquímica 10
3.4 Transformada de Fourier 11
3.5 Filtro de Kalman 12
3.6 Filtro de Kalman Extendido 14
4 DESARROLLO DEL PROYECTO 17
4.1 Diseño del convertidor Forward 17
4.2 Modelado matemático del convertidor forward con una batería de iones de litio como carga 24
4.3 Caracterización del paquete de baterías 27
4.4 Diseño de controladores para modo Corriente Constante y modo Voltaje Constante (CC-CV) 34
4.5 Estimación del Estado de Carga mediante un Filtro de Kalman Extendido 38
4.6 Balanceo mediante el Estado de Carga 42
4.7 Evaluación experimental del convertidor Forward 45
4.8 Espectroscopía de impedancia electroquímica 51
4.9 Aplicación del EIS dentro de la estrategia de control 52
7 CONCLUSIONES 62
8 BIBLIOGRAFÍA 64

1 Introducción

La utilización de baterías se ha incrementado debido a sus múltiples aplicaciones en diversos dispositivos, principalmente en los vehículos eléctricos, ya que constituyen su principal fuente de alimentación. La tecnología de los vehículos eléctricos se percibe como una solución potencial para mitigar los efectos de las emisiones y la disminución de las reservas de petróleo (Dalvi & Thale, 2020). Los sistemas de almacenamiento de energía en baterías (Battery Energy Storage Systems, BESS) son otro tipo de aplicación en la que se utiliza el almacenamiento de energía en baterías; estos sistemas se emplean junto con sistemas de generación basados en energías renovables.

Con la finalidad de obtener una mayor potencia y aprovechar su funcionamiento a diversos niveles de tensión y corriente, las baterías se conectan en serie y/o en paralelo según la aplicación. Esto genera un problema, ya que, al tener las baterías conectadas, la distribución de carga no es la misma para cada una, lo que impacta en una menor capacidad de almacenamiento de energía. Esto también se ve afectado por el estado de carga (SoC) de cada batería, que indica la cantidad de energía que aún queda en ella. Su supervisión resulta fundamental para evitar situaciones de sobrecarga o descarga, contribuyendo en última instancia a prolongar la vida útil y mejorar el rendimiento de las baterías de iones de litio (Su et al., 2021).

Otro aspecto importante que varía en un paquete de baterías es el Estado de Salud (State of Health, SoH) de cada una de sus baterías. Este SoH ayuda a identificar la diferencia entre el estado de una batería en uso y el de una batería completamente nueva y sin uso, teniendo en cuenta su envejecimiento. El Estado de Salud (SoH) se define como la degradación de la capacidad de las baterías, lo cual se interpreta como la capacidad máxima disponible con respecto a su capacidad nominal (X. Li et al., 2022) donde la capacidad nominal es la capacidad original establecida por el fabricante, expresada en porcentaje.

Este envejecimiento tiende a aumentar con el tiempo después de varios ciclos de carga/descarga debido a diferentes tasas de autodescarga, resistencias internas y variaciones de temperatura (Xing et al., 2014). Conforme transcurre el tiempo de uso de la batería, su SoH disminuye, comenzando en el 100 % al inicio y disminuyendo gradualmente, lo que se traduce en una descarga más rápida de la batería.

En este contexto, las estrategias de balanceo de baterías desempeñan un papel fundamental, ya que permiten compensar las diferencias entre celdas mediante el uso del SoC y cuidando de los efectos de la degradación asociados al SoH. Un balanceo adecuado no solo mejora el almacenamiento energético del paquete, sino que también contribuye a prolongar su vida útil y a garantizar un funcionamiento más seguro y confiable del sistema de almacenamiento.

1.1 Objetivos

1.1.1 General

Desarrollar un sistema de inspección de carga, de estado de salud y de balanceo activo de paquetes de baterías que mejore la eficiencia de un sistema de almacenamiento de energía con baterías.

1.1.2 Específicos

1. Implementar un circuito de balanceo activo mediante un convertidor de tipo Forward en un paquete de baterías, con el objetivo de mejorar la uniformidad de la carga.
2. Integrar la técnica de excitación de la batería en la estrategia de balanceo de carga.
3. Utilizar la Espectroscopia de Impedancia Electroquímica (EIS) para obtener información detallada sobre el estado de salud (SoH) de las baterías, así como estimar el Estado de Carga (SoC)
4. Desarrollar un algoritmo de control que permita coordinar el sistema de balanceo de carga de acuerdo a la estimación del SoC y SoH.
5. Desarrollar un prototipo funcional del sistema, integrando de manera efectiva el circuito de balanceo activo y el monitoreo del paquete de baterías.

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 Estimación de Estado de Carga (SoC) y Estado de Salud (SoH)

Técnica de estimación del estado de carga

En (Xu et al., 2022) se aborda la estimación del estado de carga (SoC) de baterías de iones de litio mediante la implementación del filtro de Kalman extendido (EKF). Se presenta un modelo de circuito equivalente RC de segundo orden que describe la relación entre la resistencia interna, el voltaje de circuito abierto, la capacitancia de polarización y el SoC. Se empleó un método de identificación offline para obtener los parámetros del modelo y se evaluó su precisión. Posteriormente, se aplicó la técnica EKF para estimar el SoC de la batería, y se realizó una comparación con el enfoque basado en el amperio-hora, mientras que en (Rahbari et al., 2018) propone una técnica de estimación en tiempo real del SoC de baterías de iones de litio, basada en la base de datos de la NASA. Se emplea una combinación de un algoritmo genético y una red neuronal artificial para estimar simultáneamente el SoC de cuatro baterías.

La creciente aceptación de los vehículos eléctricos se debe a sus beneficios medioambientales, ya que operan mediante un motor eléctrico y una batería en lugar de depender de combustibles convencionales. Para garantizar un funcionamiento seguro y eficaz de la batería, resulta imperativo emplear un sistema de gestión de la batería (BMS). Este BMS monitorea parámetros fundamentales, como el Estado de Carga (SoC), y parámetros secundarios, como la corriente y el voltaje. Aunque uno de los métodos más comunes para estimar el SoC es el recuento de Coulomb, su precisión se ve comprometida cuando el SoC inicial de la batería no se conoce con certeza. Con el objetivo de mejorar la precisión de la estimación del SoC, este estudio propone combinar el recuento de culombios con lógica difusa. Una estimación precisa del SoC contribuirá a evitar la sobrecarga o infracarga de la batería, prolongando así su vida útil (Kumar et al., 2022) En (Su et al., 2021) se enfrenta al desafío de obtener una estimación precisa del estado de carga (SoC) de las celdas de baterías de iones de litio, dada la naturaleza no lineal de su comportamiento, atribuible a las complejas reacciones químicas internas. Con el objetivo de mejorar la seguridad y el rendimiento de estas baterías, se propone una técnica de estimación lineal basada en un conjunto de filtros de Kalman y en la estimación adaptativa de modelos múltiples (MMAE).

Técnicas de estimación del Estado de Salud (SoH)

La espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS) se presenta como un método eficiente para caracterizar electrodos electroquímicos y se perfila como una opción viable para evaluar el estado de salud (SoH) de las baterías de iones de litio (LIBs). En este estudio, se introduce una técnica de medición de EIS en el dominio del tiempo, seguida de la interpretación de un modelo de circuito equivalente. La precisión de la medición y la evaluación del estado de salud basada en EIS se verifica mediante la aplicación a celdas tipo UR14500P de Sanyo con LiCoO2, revelando que los métodos propuestos resultan efectivos para llevar a cabo una evaluación rápida y rentable de las LIBs (Lyu et al., 2019).

En (Simatupang & Park, 2022) se sugiere incorporar la espectroscopia de impedancia de baterías (BIS) en un sistema de administración de baterías que emplea menos componentes inductores y de conmutación, en contraste con los sistemas existentes. Asimismo, se introduce un método de *precharging* interno, un balanceador activo para el estado de carga (SoC) y el BIS, prescindiendo de una fuente de energía externa. Otro enfoque se realiza en (Abedi Varnosfaderani & Strickland, 2018) ya que compara los métodos publicados en la literatura sobre la espectroscopía electroquímica de impedancia en línea. Se describen las diferentes metodologías publicadas y se clasifican en categorías. El estudio examina el análisis teórico de los circuitos y las técnicas de control, seguido de simulaciones y/o estudios experimentales de dichos métodos. El enfoque principal de esta investigación se centra en los sistemas de baterías.

En el estudio de (Qaisar, 2020) se busca mejorar la eficiencia energética de los sistemas de gestión de baterías (BMS) empleados en las redes actuales con baterías recargables; se ha desarrollado una técnica basada en la detección y el procesamiento del cruce de niveles. Este enfoque permite estimar el estado de salud (SoH) de las celdas de la batería mediante la medición de sus tensiones instantáneas en tiempo real.

2.2 Técnicas de balanceo activo de baterías

El balanceo activo implica la transferencia de energía entre las celdas para asegurar que todas tengan niveles de carga similares. Este método utiliza circuitos electrónicos para identificar celdas con carga elevada y dirigir activamente la corriente desde estas hacia aquellas con carga más baja. La principal ventaja es que mejora la eficiencia y el rendimiento global de la batería al garantizar que todas las celdas operen cerca de su capacidad máxima.

Para la realización del balanceo activo se utilizan diferentes topologías de convertidores CC-CC alguno de ellos es el convertidor Fly-back que es uno de los más utilizados en los artículos de los últimos 5 años, comenzando con (Saleh et al., 2016) que utilizó un balanceador activo bidireccional de tipo flyback con un transformador entrelazado en el lado de alta tensión. En ese documento se establecen los principios de operación y se propone una estrategia de control que gestiona el desequilibrio en cada subconjunto, así como la distribución desigual de la carga entre ellos. En (Ali et al., 2022) se emplea un controlador proporcional-integral (PI) para regular la perturbación en la tensión de la batería y se registra la correspondiente alteración en la corriente de la batería. En este trabajo se propone una metodología de espectroscopia de impedancia electroquímica aplicada a baterías conectadas en serie, que cuentan con equilibradores activos basados en convertidores bidireccionales modulares de tipo Dual Active Bridge. Cada batería está vinculada a un convertidor modular bidireccional de tipo Dual Active Bridge, lo que permite transferir carga a otras baterías conectadas en serie. Para minimizar la complejidad estructural se optó por cambiar a un photoMOS en lugar de un MOSFET como comúnmente se utiliza en un circuito de balanceo en (Lee et al., 2020).

Hasta este momento el objetivo de balanceo se aplica en el estado de carga de los anteriores artículos, mientras que para la realización de un control de balanceo del SoH de varias capas fue propuesto en (X. Li et al., 2022) para las celdas de la batería que están enlazadas en serie, se emplean circuitos de balanceo activo basados en el convertidor fly-back para facilitar el

intercambio de energía entre las celdas y supervisar la profundidad de descarga (DoD) con el fin de alcanzar un equilibrio en el Estado de Salud (SoH). En el caso de paquetes de celdas conectados en paralelo, se logra la homogeneidad del SoH mediante la distribución de la potencia de salida, según el principio de equilibrio del SoH.

La propuesta se centra en el equilibrio a través del estado de carga (SoC), utilizando la estimación de este parámetro mediante el modelo de Thévenin de un circuito equivalente de una batería de iones de litio. Además, se implementa un filtro de Kalman extendido (EKF) para reducir el consumo de energía y acortar el tiempo necesario para el proceso de equilibrio. Un convertidor bidireccional Cuk modificado, con controladores difusos de universo variable fue utilizado en (Zheng et al., 2018) En este mismo se definen las funciones de membresía y un conjunto de reglas para los controladores difusos de universo variable propuestos, considerando la experiencia y el conocimiento de expertos, así como las características particulares de las celdas. De igual forma se implementó mediante una estrategia de balanceo que incorpora un control difuso esta vez adaptativo multiobjetivo en (R. Li et al., 2023). Esta técnica emplea la curva característica de voltaje en circuito abierto del estado de carga de la batería, considerando tanto el voltaje como el estado de carga (SoC) como variables para el balanceo. Este mismo sugiere una configuración de balanceo en capas múltiples que se fundamenta en un circuito chopper Buck-Boost, de la misma manera en (Z. Zhang et al., 2020) se diseñó un método con un convertidor Buck-Boost del tipo chopper, añadiendo a dicho convertidor un Buck chopper de balanceo activo tanto para la carga como para la descarga de la batería de iones de litio, basado en el estado de carga (SoC) promedio.

2.3 Balanceo de baterías mediante el Estado de Carga

En (D. Zhang et al., 2024) se menciona una arquitectura de un sistema de batería de doble bus junto con un balanceador del estado de carga (SoC) de cada celda conectada en serie mediante convertidores flyback conectados en paralelo, en este sistema mediante la conexión de batería en serie provisiona una salida de alto voltaje, mientras que la conexión en paralelo de flybacks generan una salida de bajo voltaje, este algoritmo de control propuesto garantiza que la salida de bajo voltaje se preserve en un valor de referencia deseado mediante el promedio del ciclo de trabajo de cada convertidor, logrando así que tanto el bus de alto voltaje como el de bajo voltaje funcionen de manera independiente, además esta estrategia de control cuenta con tres lazos de control: SoC, voltaje y corriente.

En (Xia & Abu Qahouq, 2021) utiliza el estado de salud (SoH) para estimar un parámetro que, a su vez, permite estimar el estado de carga (SoC), denominado capacidad disponible Q_{avail}.Esta topología cuenta con convertidores tipo Buck + Boost, que operan en dos modos: en modo Buck, redirecciona la corriente de la carga hacia la batería para que esta se cargue, mientras que en modo Boost redirecciona la corriente de la batería a la carga, de tal manera que esta se descargue. Es en este mismo modo donde funciona el balanceo de SoC.

Una topología muy similar se puede observar en (Abu Qahouq et al., 2016)En el cual se propone un convertidor CC-CC tipo Buck + Boost, los cuales están conectados en paralelo utilizando el mismo algoritmo de control, simplemente cambiando la retroalimentación en el lazo de control de voltaje, adoptando de igual forma solo el lazo de control del estado de carga y el lazo de control de voltaje.

En (Cao & Abu Qahouq, 2021) se propone un controlador adaptable de balanceo de carga para sistemas de almacenamiento de energía basados en baterías que implementa dos topologías principales. La primera, de tipo SI-MISO (Single-Inductor Multi-Inputs Single-Output), conecta múltiples baterías a un único convertidor. La segunda, más simple, utiliza un convertidor CC-CC por batería, conectando sus salidas en paralelo. En ambos casos, se logra un balanceo tanto en carga como en descarga mediante leves modificaciones en el control. El sistema incorpora tres lazos de control (SoC, voltaje y corriente) y emplea una estrategia de carga y descarga de tipo CC-CV (corriente constante - voltaje constante).

El análisis del estado del arte evidencia que, si bien existen numerosos trabajos enfocados en el balanceo activo de baterías, la estimación del Estado de Carga (SoC) y la evaluación del Estado de Salud (SoH), estos enfoques suelen abordarse de manera independiente y de forma muy limitada en cuanto al uso del SoH en el balanceo mediante el SoC. La literatura muestra un mayor uso del Filtro de Kalman Extendido (EKF) para la estimación del SoC y de la espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS) como técnica más utilizada para la caracterización del SoH; sin embargo, su integración conjunta en una misma estrategia de control es limitada.

Asimismo, los esquemas de balanceo activo se basan mayoritariamente en convertidores CC–CC, pero muy pocos artículos consideran el SoH como variable relevante en la estrategia de control. En este contexto, el presente trabajo propone la implementación de un sistema de balanceo activo que integra la estimación del SoC mediante EKF y la evaluación del SoH mediante EIS, empleando un convertidor tipo Forward como elemento central para la transferencia de energía y la inyección de señales de excitación, con el objetivo de mejorar el aprovechamiento energético y la vida útil del paquete de baterías.

3 MARCO TEÓRICO

3.1 Batería

La batería es un dispositivo que almacena energía y suele estar formada por varias celdas conectadas en serie o en paralelo. En este trabajo se emplean indistintamente los términos "celda" y "batería". En las baterías de iones de litio, la energía química se convierte en eléctrica mediante reacciones redox reversibles, lo que permite múltiples ciclos de carga y descarga. Una batería de iones de litio tiene dos electrodos, ánodo (negativo) y cátodo (positivo), conectados entre sí por un conductor; ambos están inmersos en un electrolito iónico y separados por una membrana porosa.

Los electrodos están hechos de materiales diferentes, como se indica en la Figura 1 el ánodo está formado por grafito y el cátodo por un óxido metálico de litio. Esta composición provoca que los procesos de carga y descarga difieran de los de otras baterías.

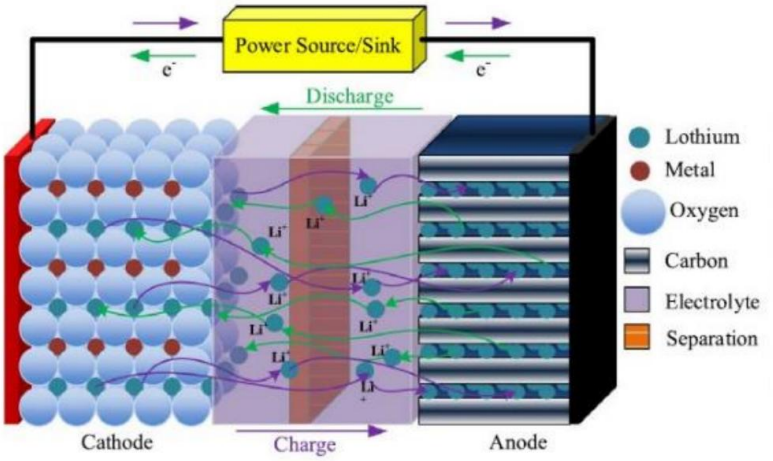


Figura 1 Componentes internos de una batería de iones de litio

Durante la carga, al aplicar una tensión externa superior a la de la celda, los electrones se desplazan del cátodo al ánodo a través del circuito externo, mientras que los iones de litio (Li+) se desplazan por el electrolito hacia el cátodo. En el ánodo, los iones se intercalan entre las capas de grafito, formando litio intercalado, un proceso denominado intercalación. Al descargarse, el litio intercalado libera electrones que viajan de nuevo al cátodo; allí los iones de litio se reincorporan al material del cátodo formando otra vez óxido de litio, estabilizando la celda hasta que se completa la descarga (Benkhira, 2025)

A continuación, se presentan los conceptos clave necesarios para el análisis de baterías:

- **Tensión (V):** Diferencia de potencial instantánea entre los bornes de la batería cuando está conectada a un circuito.
- **Corriente (I):** Magnitud del flujo o la descarga. En este documento se adopta la convención I<0 para la descarga e I>0 para la carga.
- **Tensión a circuito abierto (VOCV):** Voltaje medido en la batería cuando no circula corriente por un circuito externo; la discrepancia entre este valor y la tensión bajo carga se debe a la caída de tensión en la resistencia interna.

- **Tensión nominal (Vn):** Valor de la tensión de operación especificado por el fabricante para la batería.
- **Tensión cut off (Umin):** Valor mínimo de tensión permitido para la operación segura de la batería; descargar por debajo de este umbral acelera su deterioro y reduce su capacidad.
- **Corriente nominal (In):** Corriente de operación indicada por el fabricante para la batería.
- **Corriente cut off (Imin):** Intensidad mínima de descarga admisible; descargar por debajo de este valor incrementa la tasa de degradación.
- **Capacidad (C):** Cantidad de carga que la batería puede entregar hasta alcanzar su tensión mínima; se calcula como la corriente I multiplicada por el tiempo de descarga t y se expresa en amperio-hora (Ah).
- **Capacidad nominal (Cn):** Carga que la batería puede suministrar bajo condiciones normalizadas definidas por el fabricante (régimen de descarga, temperatura y tensión final); suele indicarse en Ah o mAh.
- **Estado de carga (SoC):** Porcentaje que representa la energía almacenada en la batería en un momento dado respecto de su capacidad máxima.
- **Estado de salud (SoH):** Relación entre la capacidad máxima disponible en un instante y la capacidad que la batería tenía al inicio de su vida útil.

3.2 Modelos matemáticos de circuitos equivalentes de una batería

En general, los modelos de batería pueden agruparse en dos enfoques principales: los modelos electroquímicos, que se basan en las reacciones químicas que ocurren dentro de la celda, y los modelos de circuito equivalente (ECM, por sus siglas en inglés), que aproximan la batería como un sistema eléctrico compuesto por fuentes, resistencias y capacitores. El Modelo de Circuito Equivalente (ECM) representa el comportamiento de una batería mediante expresiones matemáticas que describen algunos de sus procesos internos y su respuesta externa (G. Plett, 2015).

3.2.1 Modelo de circuito equivalente lineal

El modelo más básico de una batería es el mostrado en la Figura 2, el cual consta de una fuente de voltaje conocida como voltaje de circuito abierto (V_{ocv}, por sus siglas en inglés) y una resistencia en serie, comúnmente denominada $Rint$, que representa la resistencia interna de la batería(Iglesias et al., 2012). Tanto la tensión en $Rint$, como V_{ocv} son funciones que varían con el estado de carga, exhibiendo un comportamiento dinámico que puede describirse mediante la Ecuación 1, obtenida mediante el análisis de voltajes de Kirchhoff (LVK).

$$V_{batt} = V_{OCV} - Ibatt_{Rint} \quad (1)$$

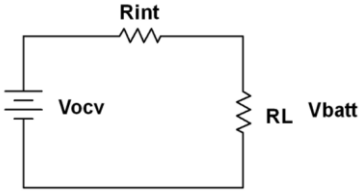


Figura 2. Modelo lineal

3.2.2 Modelo de de circuito equivalen de Thévenin

Se compone de una fuente (V_{OCV}), dos resistencias y un condensador, que la mayoría emplea para simbolizar la capacidad de almacenamiento de carga de la batería, como se muestra en la Figura 3. La fuente tiene un valor equivalente a la tensión de circuito abierto, mientras que el resistor R_{int} representa la resistencia interna de la batería. Por otro lado, el condensador C_d modela la capacidad de los electrodos en las celdas que conforman y el resistor R_d representa la resistencia no lineal entre estos electrodos y el electrolito. Esta configuración simula la respuesta transitoria típica de las baterías y se utiliza ampliamente por su facilidad de aplicación en diversos contextos. Es relevante mencionar que los componentes RC en paralelo son útiles para considerar las pérdidas en la batería (Araceli Contreras Sillero et al., 2017). Las ecuaciones que gobiernan este circuito se presentan en las Ecuaciones 2 y 3, derivadas mediante el análisis de mallas y nodos de Kirchhoff, respectivamente (J. Li et al., 2023).

$$V_{batt} = V_{OCV} - V_{th} - Ibatt_{Rint} \tag{2}$$

$$V_{th} = -\frac{V_{th}}{R_d C_d} + \frac{Ibatt}{C_d} \tag{3}$$

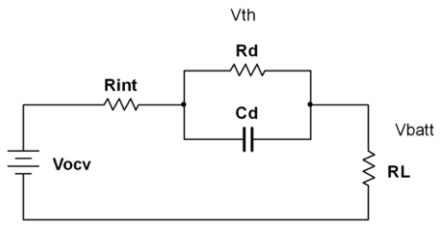


Figura 3. Modelo Thévenin

3.2.3 Modelo de Thévenin mejorado

En la Figura 4 se presenta una versión más completa de este mismo ECM en comparación con la de la Figura 3. Con este nuevo modelo tomado de (Schacht, 2019), se observa la relación entre la corriente de la batería $Ibatt$ y el valor de la capacidad en un momento dado; esto se logra al añadir una malla adicional del lado derecho, característica que servirá para el modelo matemático más adelante.

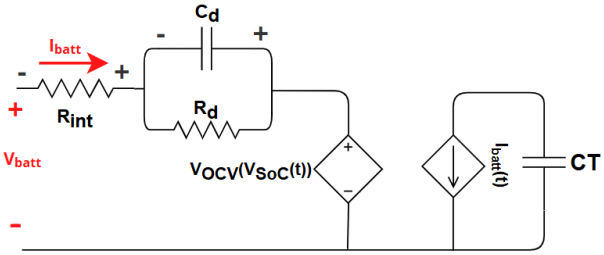


Figura 4 Modelo de Thévenin mejorado

Dado el circuito del modelo de baterías se conocen las siguientes ecuaciones

$$v_{batt} = v_{OCV}(SoC) - V_d - R_{int} I_{batt} \quad (4)$$

$$\dot{v}_d = -\frac{v_d}{R_d C_d} + \frac{I_{batt}}{C_d} \quad (5)$$

$$\dot{SoC} = -\frac{1}{3600\ C_T} I_{batt} \quad (6)$$

3.3 Espectroscopía de Impedancia Electroquímica

La espectroscopia de impedancia electroquímica (EIS) permite observar los procesos electroquímicos y físicos que se producen en el sistema monitoreado. Es un método muy sensible, pero la interpretación de los resultados resulta bastante compleja por esa alta sensibilidad. El resultado total de la medición es una combinación de las respuestas a todos los eventos que ocurren en el sistema medido, lo que a menudo genera ambigüedades.

El valor de la impedancia del sistema se calcula como la razón entre el voltaje y la corriente alternos. Esta relación incluye tanto la amplitud como el desplazamiento de fase, que dependen de la frecuencia establecida. Gracias a esto, se puede determinar cómo varía la impedancia del sistema con la frecuencia. Los diferentes elementos químicos que componen el sistema medido se distinguen entre sí por la constante de tiempo de la polarización, lo que hace que los componentes individuales de la impedancia cambien con las variaciones de frecuencia (Vyroubal & Kazda, 2018).

Las características en el diagrama de Nyquist resultante (donde se grafica la parte imaginaria de la impedancia frente a la parte real) y/o en el diagrama de Bode (donde se grafican la magnitud y la fase, o las partes real e imaginaria, en función de la frecuencia) permiten parametrizar la resistencia, la capacitancia y la inductancia de los diversos componentes y procesos de la celda.

En el Modelo de Thévenin, el circuito presenta un comportamiento predominantemente resistivo, lo cual se visualiza en un diagrama de Nyquist como el de la Figura 5, que se observa como un semicírculo desplazado hacia el eje real, con un valor igual a la resistencia interna (R0) de la batería. En este diagrama, las frecuencias altas aparecen cerca del valor de la resistencia interna, mientras que las frecuencias bajas se encuentran más alejadas del eje real y están asociadas con la suma de la resistencia interna (R0) y la resistencia SEI (Interfaz Electrolítica Sólida) (Muñoz-Sánchez et al., s/f).

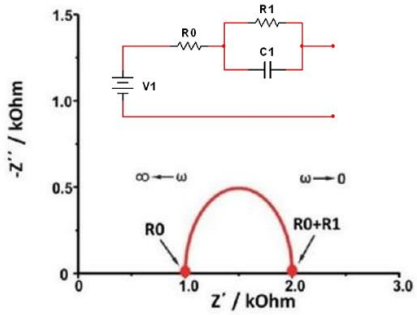


Figura 5. Diagrama de Nyquist de un ECM de una sola rama de Thévenin

La técnica de EIS consiste en aplicar un voltaje o una corriente senoidal a la batería y registrar su respuesta a diferentes frecuencias para obtener el espectro de impedancia. Sin embargo,

este proceso es lento, ya que se realiza a frecuencias discretas, una a la vez. Para acelerar el proceso, se utiliza la excitación en el dominio del tiempo mediante una señal multiseno que excita el circuito equivalente de la batería.

El intervalo de frecuencias considerado relevante para los estudios de espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS) en baterías de ion-litio abarca desde 10 mHz hasta 10 kHz. Este rango se utiliza porque las mediciones de impedancia se ven condicionadas por distintos fenómenos, entre ellos la carga y descarga de la doble capa eléctrica, las reacciones farádicas y los mecanismos de difusión. Dichos procesos forman parte del funcionamiento interno de las baterías de ion-litio y modifican su respuesta según la frecuencia aplicada. Por ello, analizar este rango resulta esencial para evaluar con precisión el desempeño y el comportamiento de la batería en diferentes escenarios de operación.

Para llevar a cabo las mediciones de espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS), primero se ajusta el voltaje interno de la batería hasta que coincida con su voltaje en circuito abierto, evitando así cualquier flujo de corriente entrante o saliente. Posteriormente, se aplica una señal de excitación de pequeña amplitud a dicho voltaje, lo que permite que la condición de pseudo-linealidad se mantenga válida. La ecuación correspondiente representa esta señal de excitación.

$$V_t(jwt) = V_0 + \delta V(jwt)$$

La respuesta en corriente obtenida se registra durante un ciclo y el procedimiento se repite empleando señales de excitación a distintas frecuencias.

$$I_t(jwt) = \delta I(jwt - j\phi)$$

Una vez completado el proceso para cada frecuencia, se dispone tanto de la señal de perturbación de voltaje como de la respuesta en corriente. Con estas dos variables es posible determinar la impedancia compleja asociada a cada frecuencia específica, la cual se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$Z(w) = \frac{\delta V(jwt)}{\delta I(jwt - j\phi)}$$

$$Z(w) = Ze^{j\phi}$$

$$Z(w) = Z\left(\cos(\phi) + jsin(\phi)\right)$$

3.4 Transformada de Fourier

La serie de Fourier, en su forma compleja, constituye una herramienta matemática fundamental para el análisis de funciones periódicas, ya que permite descomponer una función f(t) en una combinación lineal de funciones armónicas. Sus coeficientes se expresan como una función discreta de las frecuencias armónicas involucradas. Sin embargo, dado que no todas las funciones son periódicas, resulta necesario establecer un método para representar este tipo de funciones mediante una serie de Fourier.

En este contexto, se considera la serie compleja de Fourier aplicada a una función definida dentro de un intervalo simétrico, comprendido entre $-p \leq t \leq p$

$$\hat{f}(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-iwt}dt$$

En los estudios realizados en el dominio temporal, el sistema electroquímico se expone a variaciones de potencial que integran múltiples frecuencias, como ocurre con un pulso o con una señal de ruido blanco. Durante este proceso se registra la corriente de la celda en función del tiempo. Tanto la perturbación aplicada como la respuesta obtenida pueden transformarse mediante la transformada de Fourier en espectros que muestran la amplitud y el ángulo de fase en función de la frecuencia. A partir de estas representaciones es posible determinar la impedancia del sistema en función de dicha variable.

El empleo de la transformada de Fourier en espectroscopia se ha extendido ampliamente y resulta muy útil en procesos químicos, ya que permite analizar experimentos en los que se aplican simultáneamente diferentes señales de excitación a un mismo sistema químico. Aunque las respuestas tienden a superponerse, la transformada de Fourier permite separarlas y analizarlas de forma independiente. Esta capacidad de realizar mediciones simultáneas se conoce como la ventaja multiplex de los métodos basados en transformada y constituye un aspecto fundamental en aplicaciones electroquímicas.

3.5 Filtro de Kalman

El filtro de Kalman se basa en un conjunto de ecuaciones matemáticas diseñadas para proporcionar una solución recursiva óptima mediante el método de mínimos cuadrados. Su objetivo principal es obtener un estimador lineal, insesgado y óptimo del estado de un sistema en el instante k, considerando la información disponible hasta el instante k−1 y actualizando dichas estimaciones con los datos adicionales obtenidos en k.

El filtro es un estimador dinámico basado en mínimos cuadrados, diseñado para sistemas lineales discretos con ruido gaussiano. Este utiliza una serie de mediciones observadas a lo largo del tiempo, incluso en presencia de ruido aleatorio, para determinar el estado del sistema. Se compone de dos etapas principales: predicción y actualización, lo que permite su operación en tiempo real al emplear únicamente las mediciones actuales y el estado previamente calculado. A diferencia de otros estimadores recursivos, este filtro no necesita conservar el historial completo de observaciones para estimar el estado del sistema (Rimsha et al., 2023)

El filtro de Kalman plantea que el estado real del sistema en el instante de tiempo k progresa a partir del estado en el instante k - 1 siguiendo la relación:

$$x_k = A_k x_{k-1} + B_k u_k + w_k \quad (7)$$

- A_k es la matriz que representa el modelo de transición entre estados, con dimensiones $n \times n$, y se utiliza para transformar el estado previo del sistema, x_{k-1}, de dimensiones $n\ x\ 1$.
- B_k corresponde a la matriz de control del modelo, también de dimensiones $n \times n$, aplicada al vector de control u_k, de dimensiones $n \times 1$. Aunque el modelo considera este vector, y que multiplica al vector de control u_k que con frecuencia contiene las señales de entrada del sistema y que nuevamente cuenta con la dimensión de $n \times 1$

- w_k es el vector asociado al ruido del proceso, con dimensiones $n \times 1$, el cual se asume que sigue una distribución normal con media cero y una matriz de covarianza Q_k de dimensiones $n \times n$ (Cobo et al., 2021).

Además de la representación dada en la Ecuación 7, que describe las ecuaciones diferenciales al considerar la entrada del sistema, se incorpora también la expresión correspondiente a la salida, presentada en la Ecuación 8. La salida observada, denotada como zk , es un vector de dimensiones $m \times 1$, ya que no todas las componentes de x_k son visibles u observables.

$$z_k = H_k x_k + v_k \tag{8}$$

La matriz H_k representa el modelo de observación, tiene dimensiones $m \times m$ y se utiliza para relacionar los estados del sistema con las observaciones realizadas. Por su parte, v_k es el vector que describe el ruido asociado a las observaciones, con dimensiones $m \times 1$, y se asume que sigue una distribución normal con media cero y una matriz de covarianza R_k de dimensiones $m \times m$

Se considera que las variables aleatorias w_k y v_k son independientes entre sí, funcionan como ruido blanco y presentan una distribución normal:

$$p(w) \sim N(0, Q) \tag{9}$$

$$p(v) \sim N(0, R) \tag{10}$$

Para desarrollar las etapas del filtro de Kalman (KF), es fundamental diferenciar las estimaciones que este realiza. En adelante, los términos con la notación $\hat{x}_{\bar{k}}$, destacando el signo menos, se referirán a las estimaciones a priori del estado en un tiempo k. Por otro lado, los términos representados como $\hat{x}_k$ corresponderán a las estimaciones a posteriori.

Dado que el funcionamiento del filtro se basa en la corrección de errores calculados, las estimaciones de error se definen como se detalla a continuación, teniendo en cuenta los dos instantes temporales mencionados (Bishop & Welch, 2001).

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \tag{11}$$

$$e_{\bar{k}} = x_k - \hat{x}_{\bar{k}} \tag{12}$$

Error de Covarianza

La covarianza es una medida que indica en qué grado dos variables aleatorias varían con respecto a sus medias, lo que permite analizar cómo el comportamiento de una variable se relaciona con el de otra. El filtro de Kalman basa sus estimaciones en conceptos estadísticos, como la desviación estándar, y busca que el valor esperado, E, sea igual a cero. Al incorporar esta condición en el cálculo del valor esperado y considerando la resta de las dos variables con un resultado esperado de 0, se obtiene la siguiente expresión: $E[(\delta - \mu)^2] = 0$

En las ecuaciones del filtro de Kalman, la matriz de covarianza R o R_k representa la matriz de covarianza asociada al ruido de observación, previamente identificado como v_k. Este ruido se asume como una distribución con media cero y, según el caso, puede definirse como una matriz de dimensión 1×1.

Por otro lado, la matriz Q o Q_k corresponde a la matriz de covarianza del ruido del proceso, vinculada a w_k. En este contexto, el parámetro σ^2_{medida} se utiliza para describir la varianza del ruido presente en las mediciones.

Para la actualización de valores del estado se utiliza una estimación a posteriori de los valores del estado del sistema $\hat{x}_k$, utilizando los valores del estado a priori $\hat{x}_{\bar{k}}$ y la diferencia entre el valor medido z_k y su predicción $H\hat{x}_{\bar{k}}$.

Inicialmente, las estimaciones a priori están condicionadas por las mediciones z_k realizadas, además de que el KF mantiene los primeros dos momentos de la distribución de los estados

$$E[x_k] = \hat{x}_k \tag{13}$$

$$E[(x_k - \hat{x}_k)(x_k - \hat{x}_k)^T] = P_k \tag{14}$$

Las estimaciones del estado a posteriori representan el promedio (primer momento) de la distribución del estado, que sigue una distribución normal siempre que se cumplan las condiciones establecidas en las Ecuaciones 9 y 10. Por otro lado, el error de covarianza a posteriori describe la varianza de la distribución del estado (segundo momento no central). (Bishop & Welch, 2001). La ecuación final que combina los estados a priori, $\hat{x}_{\bar{k}}$, con la diferencia entre los valores estimados y reales se presenta a continuación.

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{\bar{k}} + k(z_k - H\hat{x}_{\bar{k}}) \tag{15}$$

Ganancia de Kalman

Como se mencionó anteriormente, el propósito del filtro de Kalman es minimizar el error en las estimaciones, logrando que la diferencia entre el valor real y el estimado sea lo más pequeña posible, lo que lo convierte en un algoritmo óptimo(Munuera, 2018).

La diferencia $z_k - H\hat{x}_k$ se conoce como medida de innovación o residuo. Este término refleja la discrepancia entre la predicción $H\hat{x}_k$y la medición real z_k. Cuando el residuo es igual a cero, ambos valores coinciden (Bishop & Welch, 2001).

La matriz K_k, con dimensión $n \times m$,es conocida como la matriz de ganancia de Kalman. Representa un factor de ajuste que minimiza el error de covarianza a posteriori. Al sustituir la Ecuación 15 en la definición del error e_k y aplicarla a la Ecuación 14, se obtiene el trazado del resultado con respecto a K_k Igualando esta derivada a cero y resolviendo, se obtiene:

$$K_k = P_{\bar{k}} - H^T (H P_{\bar{k}} - H^T + R)^{-1} \tag{16}$$

3.6 Filtro de Kalman Extendido

La estimación del SoC de baterías de iones de litio, caracterizadas por su comportamiento no lineal, comúnmente se soluciona mediante el Filtro de Kalman Extendido (EKF). Este algoritmo, al linealizar localmente el modelo del sistema, permite obtener una estimación óptima del estado a partir de medidas ruidosas. La representación en espacio de estado, que relaciona las variables de entrada, estado y salida, es fundamental para la aplicación del EKF en este contexto (Rimsha et al., 2023; Wassiliadis et al., 2018)

La estimación del SoC mediante filtros de Kalman ha sido ampliamente investigada. En (G. L. Plett, 2004) se propone una estructura de espacio de estados adaptada a este problema, que ha servido de base para numerosos trabajos posteriores en el campo. En el de detalla cómo modificar el observador de Kalman para obtener una estimación del SoC.

$$x_k = f(x_{k-1}, u_k) + w_{k-1} \tag{17}$$

$$z_k = h(x_k, v_k) \tag{18}$$

La linealización del sistema se realiza mediante el desarrollo en serie de Taylor. Se supone que las ecuaciones del sistema tienen una forma similar a las del KF convencional. No obstante, la principal diferencia radica en que el sistema bajo estudio está gobernado por una ecuación diferencial estocástica no lineal, representada por la función h . Esta función relaciona el estado previo $k-1$ y el actual k. Además, se asume que tanto el proceso como las mediciones están sujetos a perturbaciones aleatorias, lo cual es típico en sistemas reales se asume que:

$$x_k = f(\hat{x}_{k-1}, u_k, 0) \tag{19}$$

$$z_k = h(\hat{x}_k, 0) \tag{20}$$

Con el objetivo de estimar el proceso no lineal, se linealizan las Ecuaciones 19 y 20. Para ello, se reescriben estas ecuaciones utilizando una aproximación lineal alrededor del punto de operación(Bishop & Welch, 2001):

$$x_k \approx \tilde{x}_k + A(x_{k-1} - \hat{x}_k - 1) + Ww_{k-1} \tag{21}$$

$$z_k \approx z_k + H(x_k - \tilde{x}_k) + Vv_k \tag{22}$$

Donde:

- $x_k \; y \; z_k$ son vectores reales y medidos
- $\hat{x}_k \; y \; \hat{z}_k$ son los vectores de estado aproximados y de medición de las Ecuaciones 19 y 20
- $\hat{x}$ es la estimación del estado a posteriori en el tiempo k
- $w_k \; y \; v_k$ son las variables aleatorias que representan el ruido del proceso y la medición
- A es la matriz Jacobiana con respecto a los estados.

$$A_{[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial x_{[j]}} = (\hat{x}_{k-1}, u_k, 0) \tag{23}$$

- W es la matriz Jacobiana f con respecto a w

$$W_{[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial w_{[j]}} = (\hat{x}_{k-1}, u_k, 0) \tag{24}$$

- H es la matriz Jacobiana h con respecto a x

$$H_{[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial x_{[j]}} = (\hat{x}_k, 0) \tag{25}$$

- V es la matriz Jacobiana de h con respecto a v

$$V_{[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial v_{[j]}} = (\hat{x}_k, 0) \tag{26}$$

Dado que solo se tiene acceso a las mediciones z_k y no al estado real x_k, el filtro utiliza estas mediciones para estimar el estado. Con base en esta premisa, las ecuaciones del error de estimación se expresan como:

$$\tilde{e}xk \approx A(x_{k-1} - \hat{x}_{k-1}) + \varepsilon k \tag{27}$$

$$\tilde{e}_{zk} \approx H\tilde{e}_{xk} + \eta_k \tag{28}$$

Los términos εk y ηk introducen ruido aleatorio en el modelo, con medias nulas y matrices de covarianza WQW^T y VQV^T las cuales capturan la incertidumbre asociada al proceso y a las mediciones. Para estimar el error del proceso, se emplean las Ecuaciones 29 y 30. El error estimado, ek, es crucial para actualizar la estimación del estado, como se muestra en la Ecuación 31.

$$\tilde{e}_{xk} \approx x_k - \tilde{x}_k \tag{29}$$

$$\tilde{e}_{zk} \approx z_k - \tilde{z}_k \tag{30}$$

$$\hat{x}_{xk} \approx \tilde{x}_k - \tilde{e}_k \tag{31}$$

Mediante el desarrollo matemático correspondiente, se obtiene la Ecuación 32, que permite actualizar la estimación del estado a partir de las mediciones disponibles . Esta ecuación se expresa como:

$$\hat{x}_k \approx \tilde{x}_k + K_k(z_k - \tilde{z}_k) \tag{32}$$

4 DESARROLLO DEL PROYECTO

4.1 Diseño del convertidor Forward

El convertidor Forward es el convertidor de conmutación más comúnmente utilizado en aplicaciones de potencia media inferiores a 500 W. El convertidor Forward se asemeja al convertidor reductor en que el transistor de conmutación en el convertidor Buck es reemplazado por la combinación de transformador, transistor de conmutación y rectificador (Ang, 2011) .

Si bien se analiza la salida del convertidor Forward como la del convertidor Buck, en el convertidor Forward se considera la relación de vueltas del transformador. Cuando el interruptor está encendido los dos primeros devanados del transformador transfieren la energía de la fuente al destino, mientras que el tercer devanado proporciona un camino para la corriente de desmagnetización cuando el interruptor está apagado (Turksoy et al., 2020).

En la topología mostrada en la Figura 6 se considera el modo de operación de conducción continua, ya que el inductor conduce la corriente en todo momento. Cuando el interruptor está en posición de encendido, se denomina modo de suministro de energía y, en ese momento, el diodo D1 está polarizado directamente y el diodo D2, inversamente. Por lo tanto, el voltaje de entrada atraviesa el devanado primario y el del lado secundario depende de la relación de vueltas. En este modo de operación ambos devanados están en conducción. Cuando el interruptor está apagado, el diodo D1 está polarizado inversamente y D2, directamente. Si D1 está polarizado inversamente, entonces el transformador no está conectado al voltaje de entrada, es decir, los devanados del transformador no están conduciendo. Por lo tanto, la corriente a través del transformador se reduce de inmediato a cero. No obstante, se obtiene un voltaje de salida debido al flujo continuado de corriente a través del inductor y el diodo D2. Asimismo, la energía de magnetización genera un camino para la corriente alrededor del devanado terciario, íntimamente acoplado, durante la condición de apagado. En estado encendido, el diodo está polarizado inversamente, lo que significa que no circula corriente a través de él. En el estado apagado, el diodo está polarizado directamente, lo que permite que la corriente fluya a través de él (S, 2020).

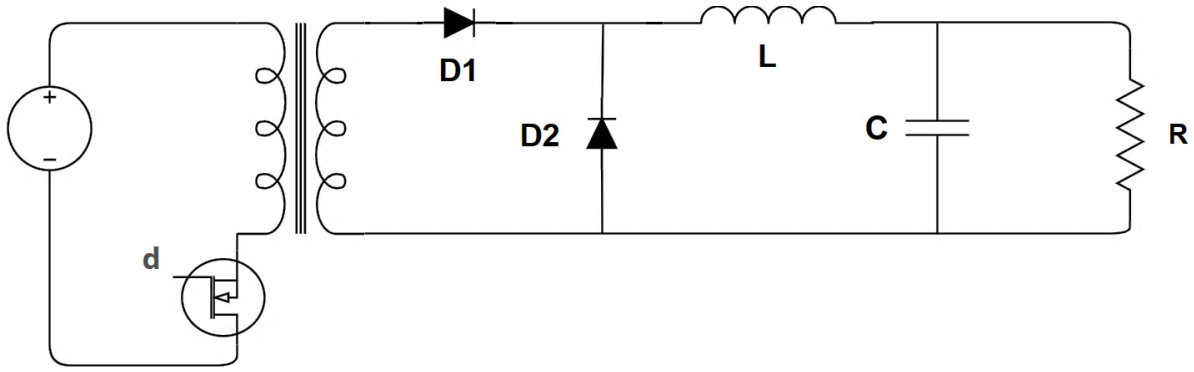


Figura 6 Convertidor tipo Forward

Circuitos equivalentes

Para comprender el convertidor Forward, se analizan tanto los circuitos equivalentes durante el tiempo de encendido (Figura 7) como durante el de apagado (Figura 8). Esto se hace con el propósito de trazar las formas de onda del voltaje del inductor y de la corriente del capacitor. Estas representaciones nos proporcionan la información necesaria para calcular las formas de onda restantes del convertidor. Además, a partir de estos análisis, podemos determinar los valores adecuados del inductor y el capacitor

Tiempo de encendido

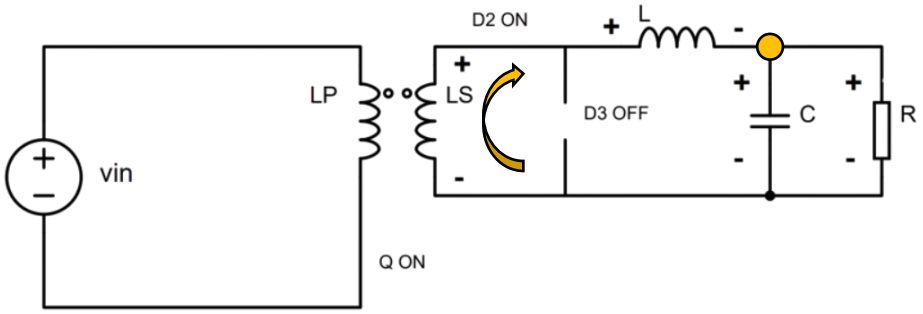


Figura 7 Circuito equivalente de encendido del convertidor Forward

Para analizar el convertidor forward en sus circuitos equivalentes se toma la siguiente relación del transformador, donde $\frac{vp}{np} = \frac{vs}{ns}$ donde v_p es el voltaje del primario, v_s voltaje del secundario, n_s es el número de vueltas del secundario y n_p es el número de vueltas del primario.

Debido a la ley de Kirchhoff de voltajes en la malla se define como:

$$-\frac{ns}{np}v_{in} + v_L + v_0 = 0 \tag{33}$$

Donde $v_o = v_c$,despejando el voltaje del inductor se obtiene:

$$v_L = \frac{n_s}{n_p}v_{in} - v_0 \tag{34}$$

Para conocer la corriente del capacitor se aplica la ley de corriente de Kirchhoff en el nodo

$$i_l = i_c + I_0 \tag{35}$$

Donde $I_0 = \frac{v_R}{R}$, se despeja i_c y se obtiene

$$ic = i_l - I_0 \tag{36}$$

Tiempo de apagado

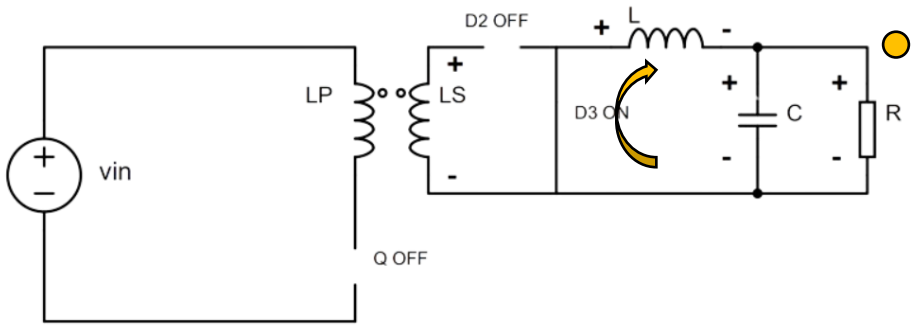


Figura 8. Circuito equivalente de apagado del convertidor Forward

Al igual que en circuito equivalente en el tiempo de encendido se analiza la ley de voltaje de Kirchhoff en la malla, como se muestra a continuación

$$v_L + v_0 = 0$$
$$v_L = -v_0 \tag{37}$$

Se calcula la corriente del capacitor mediante la ley de corriente de Kirchhoff en el nodo

$$i_l = i_c + I_0$$
$$ic = i_l - I_0 \tag{38}$$

Cálculo de la ganancia del convertidor forward

Después de obtener los datos necesarios mediante el análisis de sus circuitos equivalentes, se traza la forma de onda del voltaje en el inductor, como se ilustra en la Figura 9.

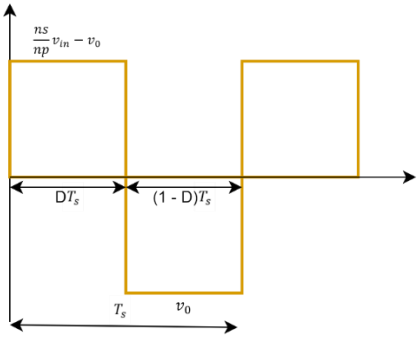


Figura 9 Forma de onda del voltaje del inductor

Esta forma de onda nos permite calcular la ganancia del convertidor. Se sabe que el voltaje promedio durante un período de conmutación (T_S) es cero ($V_L = 0$), lo que significa que el área bajo la curva positiva es igual al área bajo la curva negativa, es decir:

$$t_{on}\left(\frac{n_s}{n_p}v_{in} - v_0\right) = t_{off}(v_0) \tag{39}$$

Por definición el ciclo de trabajo $D = \frac{t_{on}}{Ts}$, despejando t_{on}

$$t_{on} = DTs$$
$$t_{off} = (1 - D)Ts \tag{40}$$

Se sustituyen los valores del tiempo de encendido y el tiempo de apagado

$$DTs\left(\frac{n_s}{n_p}v_{in} - v_0\right) = (1 - D)Ts(v_0) \tag{41}$$

Se realizan simplificaciones algebraicas para poder llegar a $M = \frac{v_0}{v_{in}}$ donde M es la ganancia

$$D\frac{ns}{np}v_{in} - Dv_0 = v_0 - Dv_0 \tag{42}$$

$$D\frac{ns}{np}v_{in} = v_0$$

$$D\frac{ns}{np} = \frac{v_0}{v_{in}} = M \tag{43}$$

Cálculo del valor del inductor del convertidor forward

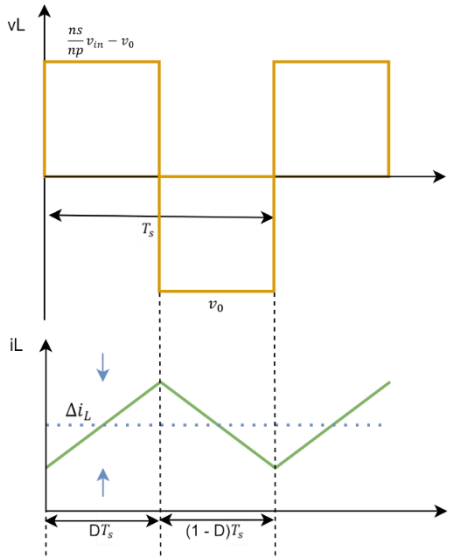


Figura 10 Forma de onda del voltaje y corriente del inductor

El cálculo se realiza durante el tiempo de apagado indicado en la Figura 10. Se sabe que durante este periodo el valor de la tensión en el inductor es $v_L = -v_0$. Recordando la fórmula

del voltaje del inductor $v_L = L\frac{d_{i_L}}{dt}$, durante este intervalo de tiempo, a cada incremento de tiempo $(1-D)T_s$ le corresponde un decremento (Δ_{i_L}) en la corriente. Sustituyendo estos valores, obtenemos:

$$v_0 = L\frac{\Delta_{i_L}}{(1-D)T_s} \tag{44}$$

$$\frac{v_0(1-D)Ts}{L} = \Delta i_l \tag{45}$$

Despejando L de la Ecuación 45 se obtiene:

$$L = \frac{v_0(1-D)Ts}{\Delta i_l} \tag{46}$$

Se conoce que $f_s = \frac{1}{T_s}$ se sustituye en la Ecuación 46

$$L = \frac{v_0(1-D)}{\Delta i_l fs} \tag{47}$$

Cálculo del valor del capacitor del convertidor forward

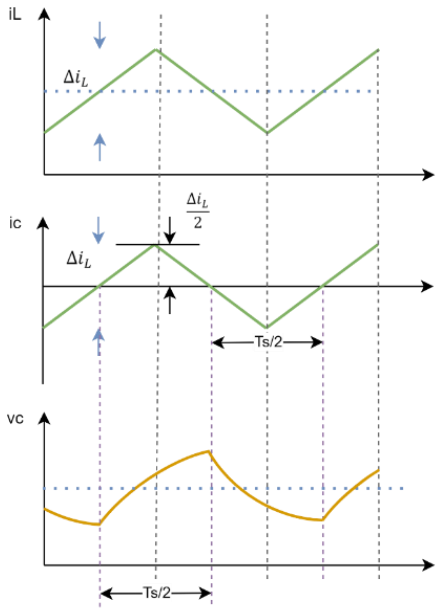


Figura 11 Forma de onda del voltaje junto con la corriente del inductor y voltaje del capacitor

Para calcular el valor del capacitor, utilizamos la forma de onda de la corriente que fluye a través de él y la del voltaje en él, como se observa en la Figura 11. Sabemos que la corriente de un capacitor está dada por $i_c(t) = C\frac{dv_c(t)}{dt}$. Procedemos a calcular el área bajo la curva

utilizando integrales definidas, tanto del lado derecho como del lado izquierdo de la ecuación, en el intervalo 0 a $\frac{T_s}{2}$.

$$\int_0^{\frac{Ts}{2}} iC(t)dt = \int_0^{\frac{Ts}{2}} Cdv_c(t)$$

$$\int_0^{\frac{Ts}{2}} iC(t)dt = C\int_0^{\frac{Ts}{2}} dv_c(t) \tag{48}$$

Dado que la figura bajo la curva de la corriente es un triángulo, procedemos a calcular su área. Por el otro lado, de la igualación, al tratarse de la derivada, que es la función inversa de la integral, se elimina de la ecuación.

$$\frac{1}{2}\ \frac{Ts}{2}\ \frac{\Delta i_l}{2}\ = C\left[v_c(t)\begin{vmatrix}\frac{Ts}{2}\\ \\ 0\end{vmatrix}\right] \tag{49}$$

Posteriormente se evalúa $v_c(t)$ de la ecuación (17) de 0 a $\frac{T_s}{2}$

$$\frac{1}{2}\ \frac{Ts}{2}\ \frac{\Delta i_l}{2}\ = C\left[v_c\left(\frac{Ts}{2}\right) - v(0)\right] \tag{50}$$

Como se muestra en la Figura 11 se observa que la diferencia de $v_c\left(\frac{Ts}{2}\right) - v(0)$ en la Ecuación 50 es en realidad Δ_{v_c}

$$\frac{1}{2}\ \frac{Ts}{2}\ \frac{\Delta i_l}{2}\ = C\Delta v_c$$

Se realizan simplificaciones algebraicas para despejar el valor de C

$$\frac{Ts\Delta i_l}{8\Delta v_c} = C \tag{51}$$

De la Ecuación 45 se sustituye en la 51

$$\frac{Ts\left(\frac{v_0(1-D)Ts}{L}\right)}{8\Delta v_c} = C$$

$$\frac{v_0(1-D)}{8\ \Delta v_c L\ fs^2} = C \tag{52}$$

Para el diseño se necesita conocer el análisis del convertidor Forward mediante las formas de onda, este análisis se verá reflejado en el funcionamiento del convertidor, así como ecuaciones que nos permite conocer los valores de diseño de acuerdo con la aplicación determinada este análisis puede ser visto en (Kazmierkowski, 2013) de este análisis se destaca el valor del inductor y del capacitor, además del cálculo de la ganancia del convertidor, A continuación, se presentan las ecuaciones para el cálculo de estos.

$$L = \frac{v_0(1-D)}{\Delta i_l f s} \tag{53}$$

$$C = \frac{v_0(1-D)}{8\,\Delta v_c L\, f s^2} \tag{54}$$

Mediante las especificaciones del paquete de baterías construido, se diseñó un convertidor necesario para cumplirlas, siendo el paquete de baterías el siguiente:

Voltaje nominal	7.2 V
Capacidad	6.5 Ah
Voltaje máximo	8.4 V
Voltaje mínimo	5 V
Corriente máxima de carga	3.2 A

Datos de diseño

$$v_0 = 12\,V \qquad fs = 100\,KHz$$
$$v_{in} = 48\,V \qquad \Delta v_c = 10\%$$
$$P_0 = 35\,W \qquad D = 50\%$$
$$\Delta i_l = 10\%\, I_0$$

Donde v_0 es el voltaje de salida.
v_{in} voltaje de entrada.
P_0 potencia de salida.
f_s frecuencia de conmutación.
Δ_{v_c} rizo de voltaje de salida.
D ciclo de trabajo.
Δ_{i_L} rizo de corriente.

$$D\,\frac{ns}{np} = \frac{v_0}{v_{in}} = M \tag{55}$$

De la Ecuación 55 se despeja la relación de vueltas del transformador $\frac{ns}{np}$

$$\frac{ns}{np} = \frac{v_0}{v_{in}}\frac{1}{D}$$

Por diseño se selecciona un ciclo de trabajo de $D = 0.5$

$$\frac{ns}{np} = \frac{12}{48}\ \frac{1}{0.5} = 0.5$$

Mediante las Ecuaciones 53 y 54 se calcula el valor del inductor y del capacitor

$$\frac{12(1-0.5)}{0.1(100000)} = L$$
$$L = 0.00205714\ H$$

$$\frac{12\ (1-0.5)}{8\ (0.1)(115)(0.00205714)(100000)^2} = C$$
$$C = 30.3819x10^{-6}\ F$$

Para obtener señales tanto del voltaje del capacitor o de salida (v_c), como de la corriente del inductor o de salida (i_L), se requiere la implementación del convertidor forward, esto mediante la herramienta de Matlab Simulink. Se conocen de antemano los valores necesarios mediante el diseño, por lo que, al utilizar las herramientas de Simulink, es posible simular el funcionamiento del convertidor sustituyendo los valores de los parámetros ya conocidos.

4.2 Modelado matemático del convertidor forward con una batería de iones de litio como carga

Para evaluar el impacto del convertidor en la batería, se emplea un análisis del modelo del convertidor Forward junto con un modelo de circuito equivalente de la batería (ECM) de tipo Thévenin. Dado que la simulación con componentes de Simscape en la herramienta Simulink de Matlab presenta una respuesta lenta, tanto la dinámica del sistema como las variaciones relevantes de su comportamiento se observan de forma gradual.

En el modelado dinámico, el número de estados de un sistema eléctrico se determina por el número de elementos capacitivos e inductivos presentes. En este caso particular, el sistema incorpora un inductor y tres capacitores, lo que da lugar a cuatro ecuaciones diferenciales que describen su comportamiento dinámico.

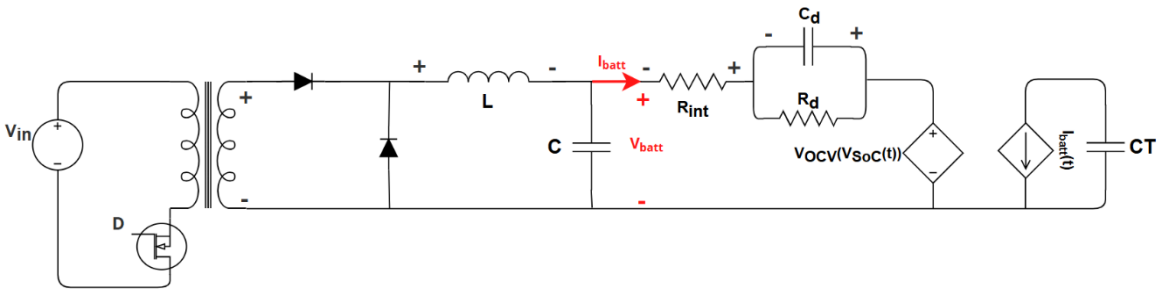


Figura 12. Circuito de encendido del convertidor Forward acoplado con el modelo de batería

Para empezar, en el circuito de encendido Figura 12 se suman los voltajes de la malla mediante ley de voltajes de Kirchhoff para obtener nuestra primera ecuación diferencial ordinaria de primer orden, esto con ayuda de las variables de estado: x_1 que corresponde a la corriente del inductor, x_2 voltaje en el capacitor v_c , x_3 voltaje en el capacitor de carga v_{cD} y x_4 voltaje en el capacitor C_T.

$$-v_{in}\frac{ns}{np} + L\dot{x}_1 - v_{Rint} - x_3 + v_{ocv}(V_{SoC}) = 0 \tag{56}$$

v_{Rint} debe estar relacionado con las variables estados por lo que:

$$x_2 = -v_{Rint} - x_3 + v_{ocv}(V_{SoC}) \tag{57}$$

$$-v_{Rint} = x_2 + x_3 - v_{ocv}(V_{SoC}) \tag{58}$$

Sustituyendo 58 en 56 y despejando $\dot{x}_1$

$$-v_{in}\frac{ns}{np} + L\dot{x}_1 + x_2 - x_3 - v_{ocv} + x_3 + v_{ocv}(V_{SoC}) \tag{59}$$

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{L}v_{in}\frac{ns}{np} - \frac{1}{L}x_2 \tag{60}$$

Ocupando LCK en el nodo se obtienen las siguientes ecuaciones diferenciales

$$x_1 + \frac{v_{Rint}}{R_{int}} = C\,\dot{x}_2 \tag{61}$$

$$i_{Rint} = \frac{v_{Rint}}{R_{int}} = \frac{-x_2 - x_3 + v_{ocv}(V_{SoC})}{R_{int}} \tag{62}$$

Sustituyendo 62 en 61 y despejando $\dot{x}_2$

$$x_1 = C\,\dot{x}_2 + \frac{x_2}{R_{int}} + \frac{x_3}{R_{int}} - \frac{v_{ocv}(V_{SoC})}{R_{int}} \tag{63}$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{R_{int}C}x_2 - \frac{1}{R_{int}C}x_3 + \frac{1}{R_{int}C}v_{ocv}(V_{SoC}) \tag{64}$$

$$i_{Rint} = i_{Rd} + i_{Cd} \tag{65}$$

Sustituyendo 62 en 65 se obtiene lo siguiente

$$-\frac{x_2}{R_{int}} - \frac{x_3}{R_{int}} + \frac{v_{ocv}(V_{SoC})}{R_{int}} = \frac{x_3}{R_d} + C_d\dot{x}_3 \tag{66}$$

Despejando $\dot{x}_3$

$$\dot{x}_3 = -\frac{1}{R_{int}C_d}x_2 - \left(\frac{1}{R_{int}} + \frac{1}{R_d}\right)\cdot\frac{1}{C_d}x_3 + \frac{1}{R_{int}C_d}v_{ocv}(V_{SoC}) \tag{67}$$

Para obtener x_4 se obtiene del teorema de Conteo de Coulomb, también conocido como Conteo Ampere-hora considera la evolución de la corriente requerida en el circuito en relación con la capacidad nominal de la batería, tal como se presenta en la Ecuación 68.

$$SoC = SoC_{t_0} - \frac{1}{3600\ C_T}\int_{t_0}^{t} I_{batt}dt \tag{68}$$

Derivando la expresión se obtiene

$$\dot{SoC} = -\frac{1}{3600\ C_T} I_{batt} \tag{69}$$

Sustituyendo

$$\dot{x_4} = -\frac{1}{3600\ C_T} I_{batt} \tag{70}$$

Se conoce que la corriente de salida del convertidor Forward es la misma que la de la batería por lo que $x_1 = I_{batt}$ esto es sustituido en la ecuación

$$\dot{x_4} = -\frac{1}{3600\ C_T} x_1 \tag{71}$$

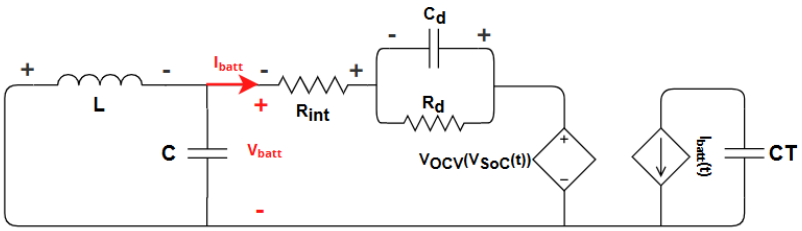


Figura 13. Circuito de apagado del convertidor Forward acoplado con el modelo de batería

Para encontrar las ecuaciones diferenciales en el circuito durante el periodo de apagado (Figura 13), se emplea el mismo proceso utilizado para el circuito equivalente cuando el transistor está encendido.

$$L\dot{x_1} + x_2 = 0 \tag{72}$$

$$\dot{x_1} = -\frac{1}{L} x_2 \tag{73}$$

Tanto para $\dot{x_2}$ y para $\dot{x_3}$ y $\dot{x_4}$ son las mismas en circuito ON y OFF

$$\dot{x_2} = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{R_{int}C} x_2 - \frac{1}{R_{int}C} x_3 + \frac{1}{R_{int}C} v_{ocv}(V_{SoC})$$

$$\dot{x_3} = -\frac{1}{R_{int}C_d} x_2 - \left(\frac{1}{R_{int}} + \frac{1}{R_d}\right) \cdot \frac{1}{C_d} x_3 + \frac{1}{R_{int}C_d} v_{ocv}(V_{SoC})$$

$$\dot{x_4} = -\frac{1}{3600\ C_T}\ x_1$$

Para simplificar la representación del sistema en solo dos ecuaciones diferenciales, es necesario ajustar $\dot{x}_1$. En el circuito encendido, esta variable depende del voltaje de entrada, mientras que en el apagado no. Por lo tanto, modificamos esta ecuación para capturar el funcionamiento completo del convertidor. Introducimos una nueva variable que multiplica $\frac{1}{L}v_{in}$, que toma el valor de uno durante el periodo de encendido y cero durante el apagado.

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{L}v_{in}\frac{ns}{np}\ D - \frac{1}{L}x_2 \tag{74}$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{R_{int}C}x_2 - \frac{1}{R_{int}C}x_3 + \frac{1}{R_{int}C}v_{ocv}(V_{SoC}) \tag{75}$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{1}{R_{int}C_d}x_2 - \left(\frac{1}{R_{int}} + \frac{1}{R_d}\right)\cdot\frac{1}{C_d}x_3 + \frac{1}{R_{int}C_d}v_{ocv}(V_{SoC}) \tag{76}$$

$$\dot{x_4} = -\frac{1}{3600\ C_T}x_1 \tag{77}$$

$$D\begin{cases}0, & Q_{off}\\ 1, & Q_{on}\end{cases}$$

4.3 Caracterización del paquete de baterías

La caracterización eléctrica de una batería de ion-litio con un ECM es un paso fundamental para el diseño de algoritmos de estimación de estado de carga (SoC), balanceo activo. Para este trabajo se requieren modelos que representen de forma precisa tanto el comportamiento estático (relación OCV–SoC) como el comportamiento dinámico (respuesta del voltaje ante excitaciones de corriente).



Figura 14 Datos de las baterías utilizadas

En esta parte del trabajo se optó por construir un paquete de baterías Li-ion de configuración 2S2P, con celdas de 3450 mAh cada una y una capacidad total medida experimentalmente de 5830 mAh. Para ello, se aplica una metodología (Figura 15) basada en pulsos de corriente de amplitud constante y se registra la respuesta en intervalos de aproximadamente 23 minutos.

Este tipo de experimentación permite identificar parámetros del modelo equivalente de Thévenin de una rama, como la resistencia óhmica R_{int}, la resistencia dinámica R_d y la constante de tiempo τ, así como obtener puntos experimentales de la curva OCV(SoC) después de los periodos de reposo.

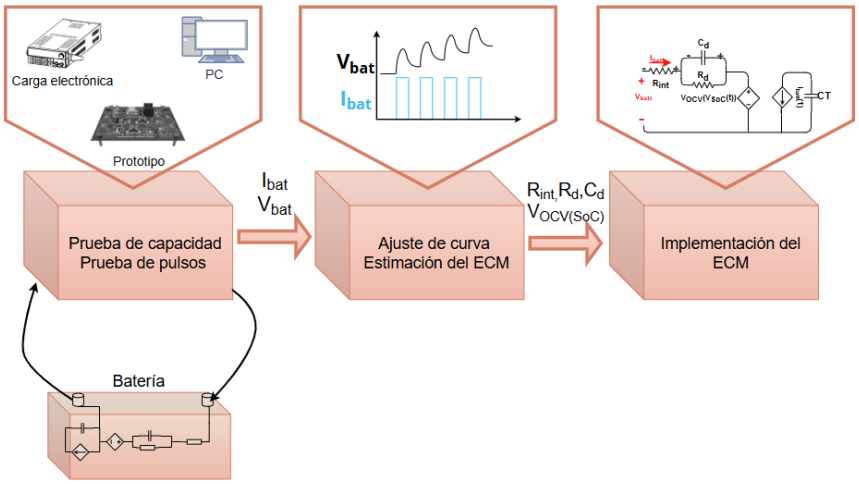


Figura 15 Metodología para la caracterización del paquete de baterías

Para calcular la capacidad total del paquete de batería se realizaron 2 ciclos de carga y descarga esto con el fin de estabilizar el voltaje individual de cada celda para la carga se utilizó el método de CC-CV con una referencia de corriente de 1.625 A, así como una referencia de voltaje de 8.4 V, para la parte de descarga se utilizó una carga electrónica que nos permitió descargarla a 1.625 A con un voltaje de corte de 5.5 V, una vez pasados estos ciclos se realizó una descarga a corriente baja a 0.1C es decir a 0.650 A, en esta prueba la carga electrónica arrojó una capacidad actual de 5.83 Ah.

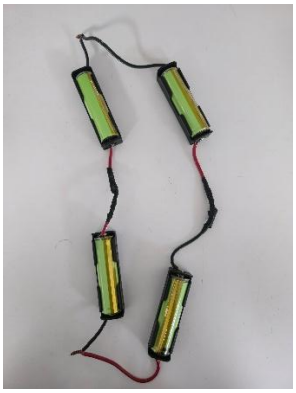


Figura 16 Paquete de baterías utilizado en la experimentación

Esta capacidad actual (C_T) nos ayuda a tener un cálculo aproximado del estado de carga de la batería utilizando el conteo de coulomb mostrado en la Ecuación 78.

$$SoC = SoC_{t_0} - \frac{1}{C_T}\int_{t_0}^{t} \eta I_{batt} dt \tag{78}$$

4.3.1 Cálculo de los valores del ECM a diferentes niveles de SoC

Para esta prueba se realizaron pulsos de corriente como en el trabajo de (Nemes, 2019) y (Flores, 2020), en este caso se limitó a solo pulsos de corriente en carga para la caracterización del paquete de baterías, a continuación, se muestra en la Figura 17 las partes que se analizaron para el cálculo de $R_{int}, R_D \; y \; C_D$

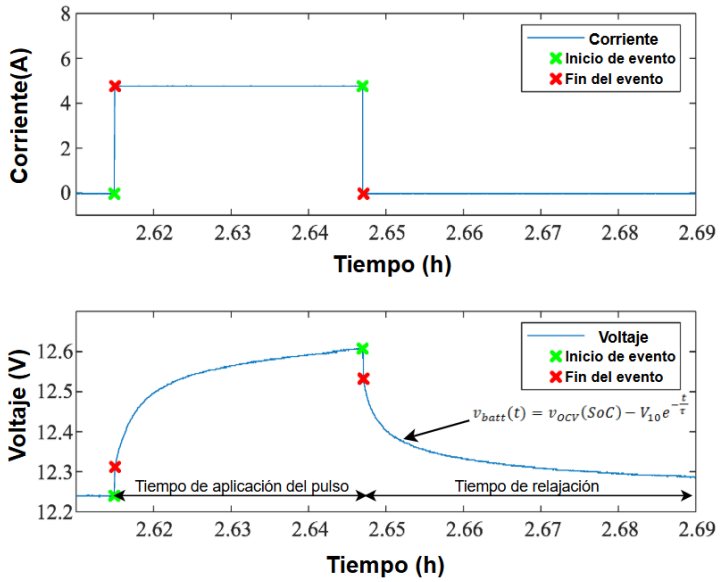


Figura 17 identificación de pulso de corriente y eventos de relajación de voltaje tomada de (Arregi et al., 2021)

Para representar el comportamiento dinámico de una batería durante la carga y la descarga, se emplea un modelo equivalente tipo Thévenin compuesto por:

- Un voltaje de circuito abierto V_{OC}
- Una resistencia serie R_0
- Una rama paralela RC: (R_d, C_d)

El voltaje en terminales se obtiene a partir de la ley de voltajes de Kirchhoff:

$$v_{batt} = v_{OCV}(SoC) - V_d - V_0 \tag{79}$$

Este modelo permite capturar tanto la caída instantánea de voltaje debida a la resistencia interna como la respuesta transitoria asociada a la difusión y a la dinámica electroquímica, representada por la rama RC.

Obtención de datos experimentales para la identificación de parámetros

La prueba consiste en aplicar un pulso de corriente a la batería mientras se registra el voltaje en tres etapas:

1. Estado de reposo (circuito abierto): no circula corriente por lo que el capacitor se encuentra descargado, es decir:

$$v_{batt} = v_{OCV}(SoC)$$

2. Aplicación del pulso: la batería suministra corriente constante, por consiguiente, el capacitor comienza a cargarse.

$$V_d = \frac{1}{C}\int I_c dt$$

Donde:
I_C :es la corriente que circula en el capacitor.
C : es el valor de la capacitancia.

3. Relajación: la corriente se interrumpe y el capacitor se descarga exponencialmente, por lo que $V_0 = 0$, y se determina que el capacitor se descarga por la resistencia en paralelo, por lo que V_d toma la siguiente ecuación.

$$V_d = V_{10}e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Donde:
V_{10}: es el voltaje inicial del capacitor.
t : tiempo.
τ : constante de tiempo del capacitor.

Sustituyendo la Ecuación 79, se obtiene lo siguiente:

$$v_{batt} = v_{OCV}(SoC) - V_{10}e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (80)$$

Las constantes de tiempo están definidas por:

$$\tau = R_d C_d \quad (81)$$

Curva OCV-SoC

Durante el estado de reposo no existe flujo de corriente y los capacitores se encuentran descargados; por lo tanto:

$$v_{batt} = v_{OCV}(SoC) \quad (82)$$

El valor inicial de la señal de voltaje antes del pulso se adopta como estimación directa de $v_{OCV}(SoC)$.

Cálculo de la Resistencia Serie R_{int}

Al aplicar el pulso de corriente, se observa un escalón de voltaje debido a la resistencia interna. El valor de R_{int}se obtiene mediante:

$$\Delta V_{R_0}$$

$$R_{int} = \frac{\Delta V_{R_0}}{I} \tag{83}$$

$$R_{int} = \frac{v_{batt}(T_0^-) - v_{batt}(T_0^+)}{I} \tag{84}$$

donde:

- $v_{batt}(T_0^-)$: voltaje justo antes del pulso
- $v_{batt}(T_0^+)$: voltaje justo después
- I: corriente del pulso

Este valor representa la resistencia óhmica de la batería.

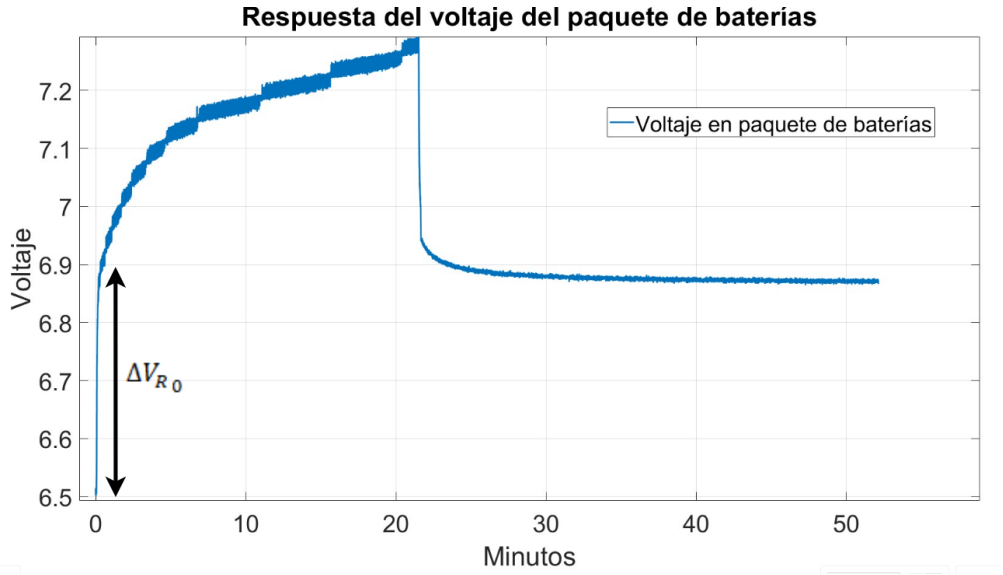


Figura 18 Respuesta del voltaje ante un pulso de corriente en el paquete de baterías

Identificación de parámetros dinámicos mediante relajación

Una vez finalizado el pulso, el voltaje terminal presenta una respuesta compuesta por un término exponencial:

$$v_{batt}(t) = v_{OCV}(SoC) - V_{10}e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{85}$$

Mediante un ajuste de curvas (regresión no lineal) sobre esta ecuación se obtienen:

- Amplitud inicial: V_{10}
- Constantes de tiempo: τ

Estos parámetros corresponden a las respuestas rápidas y lentas del sistema, asociadas a la rama RC.

Obtención de R_d y C_d

Para la rama RC, la resistencia es determinada mediante la relación entre el voltaje inicial del capacitor y la corriente del pulso:

$$R_d = \frac{V_{10}}{I} e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{86}$$

Posteriormente, la capacitancia se obtiene mediante:

$$C_d = \frac{\tau}{R_d} \tag{87}$$

©Estos cálculos se realizan para cada nivel de estado de carga (SoC) muestreado durante la carga completa, como se muestra en la Figura 19.

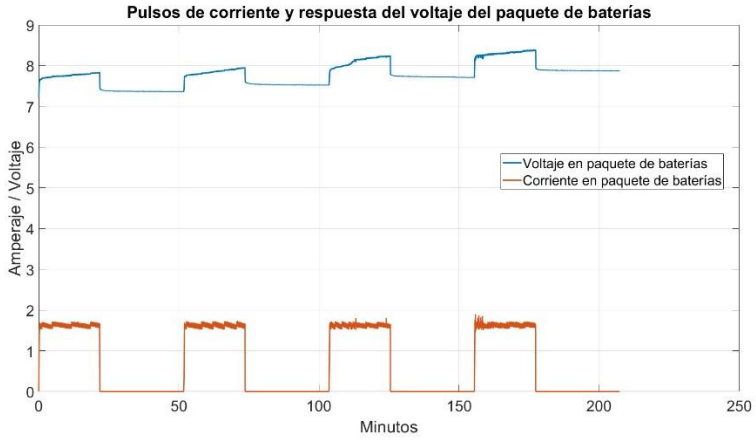


Figura 19 Respuesta del paquete de baterías ante pulsos de corriente

A continuación, se muestran los valores de $R_{int}, R_D, C_d \; y \; v_{ocv}$ en cada nivel de SoC, esta prueba se realizó con un pulso de 1.625 A con una duración de aproximadamente 23 minutos y un tiempo de relajación de 30 minutos.

SoC	R_{int} (Ohms)	R_d (Ohms)	C_d(F)	V_{ocv} (V)
0	-	-	-	6.50644
10	0.2385749	0.0453457	5454.519278	6.87098
20	0.2064418	0.04357708	6261.369195	7.08681
30	0.25327124	0.03289968	8336.099758	7.234316
40	0.22511709	0.05295395	5842.304349	7.360812
50	0.21742141	0.05641509	5047.919687	7.523952
60	0.27381198	0.05632316	4805.350279	7.708781
70	0.24852235	0.04065634	7095.288377	7.875046
80	0.27139932	0.04162606	6179.005145	8.042752
90	0.23490805	0.04799733	6012.787216	8.19
100	0.25933554	0.04715767	5342.900293	8.28
Promedio	0.24288037	0.04649521	6037.754358	-

Figura 20 Valores del ECM a diferentes estados de carga

Polinomio en función de $v_{ocv}(SoC)$

Debido a la naturaleza altamente no lineal de la relación entre el voltaje en circuito abierto (OCV) y el estado de carga (SoC) en baterías de iones de litio, es necesario emplear funciones matemáticas capaces de representar dicha dependencia en todo el rango de operación.

En (Flores, 2020) se realiza una comparación sistemática de distintos modelos matemáticos para aproximar la curva OCV–SoC, que incluyen polinomios puramente algebraicos y funciones empíricas de distinta complejidad. A partir de dicho análisis, se concluye que los modelos polinomiales tradicionales no logran capturar adecuadamente el comportamiento del voltaje en los extremos del SoC, lo que conduce a errores significativos en la estimación del voltaje de circuito abierto.

Como resultado, se propone la utilización de una función mixta, la cual combina términos polinomiales, logarítmicos y funciones racionales, logrando una mejor representación del comportamiento electroquímico de la batería en todo el rango de SoC. Este modelo permite describir con mayor precisión las variaciones abruptas del voltaje en condiciones cercanas a los SoC bajos y altos, manteniendo al mismo tiempo una buena aproximación en la región intermedia.
El modelo utilizado en este trabajo se expresa como:

$$v_{ocv} = a_0 + a_1 SoC + a_2 SoC^2 + a_3 SoC^3 + \frac{a_4}{SoC} + a_5 \ln(SoC) + a_6 \ln(1 - SoC) \qquad (88)$$

donde a_0, a_1, ..., a_6 son coeficientes obtenidos mediante regresión a partir de datos experimentales de OCV medidos después de períodos de reposo. En la Figura 21 se observan los datos adquiridos (rojo) y la función obtenida a partir de estos datos (azul). A continuación, se muestran los valores de los coeficientes obtenidos mediante el método de mínimos cuadrados en Matlab.

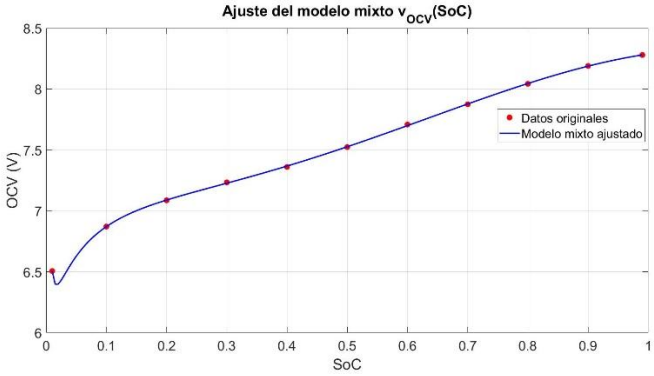


Figura 21 Ajuste del polinomio mixto por medio de mínimos cuadrados

A continuación, se muestran los valores de los coeficientes obtenidos:

$a_0 = 8.91325849277540$
$a_1 = -4.48000011787991$
$a_2 = 7.08365067064386$
$a_3 = -3.24029117700812$
$a_4 = 0.0120174422526329$
$a_5 = 0.774013747344113$
$a_6 = 0.000192616918584595$

Remplazando estos coeficientes en la Ecuación 88, obtenemos:

$$v_{ocv} = 8.91325849277540 - 4.48000011787991SoC + 7.08365067064386SoC^2 \\ -3.24029117700812SoC^3 + \frac{0.0120174422526329}{SoC} + 0.774013747344113\ln(SoC) \\ +0.000192616918584595\ln(1 - SoC) \quad (89)$$

4.4 Diseño de controladores para modo Corriente Constante y modo Voltaje Constante (CC-CV)

Para garantizar la operación del convertidor Forward ante incertidumbres y perturbaciones, se implementó un controlador proporcional-integral (PI). El objetivo es lograr una respuesta rápida y estable al cargar la batería, todo ello dentro de los límites de seguridad establecidos. Este controlador se retroalimenta mediante la salida de corriente y voltaje del convertidor, procesada por medio de un filtro pasa bajas para compararla con la señal de referencia, en este caso, la corriente de salida deseada. El resultado de salida del controlador es un ciclo de trabajo para el generador de PWM, que acciona al interruptor del convertidor. El diseño se realizó a partir del cálculo de la función de transferencia del modelo del convertidor, promediado y linealizado mediante el método generalizado.

Se generaliza utilizando la Ecuación 90

$$\dot{x} = [A_1 d + A_2(1-d)]x + [B_1 d + B_2(1-d)] \quad (90)$$

$$y = [C_1^T d + C_2^T(1-d)]x \quad (91)$$

A_1 es la matriz de parámetros del sistema (convertidor forward sin el modelo de la batería) relacionados con las variables de estado cuando está encendido el interruptor, y B_1 está relacionada con las entradas, mientras que A_2 y B_2 corresponden al estado apagado interruptor. Dichas matrices se construyen a partir de LVK y LCK.

Para el tiempo de encendido

$$\dot{x_1} = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}\frac{ns}{np}\ v_{in} \qquad \dot{x_2} = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (92)$$

Para el tiempo de apagado

$$\dot{x_1} = -\frac{1}{L}x_2 \qquad \dot{x_2} = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (93)$$

Recordando que x_1 es la corriente del inductor y x_2 es el voltaje del capacitor

A continuación, se construye el espacio de estados mediante las Ecuaciones 92 y 93

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L}\frac{ns}{np} \\ 0 \end{bmatrix} \qquad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La Ecuación 90 se reduce a lo siguiente:

$$A_1 = A_2$$
$$B_2 = 0$$
$$\dot{x} = [A_2]x + [B_1 d]$$

$$\dot{x} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L}\frac{ns}{np} \\ 0 \end{bmatrix} dv_{in} \tag{94}$$

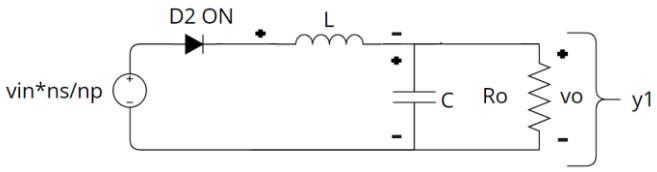


Figura 22. Circuito equivalente del tiempo de encendido del convertidor Forward

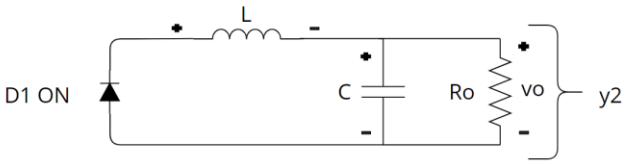


Figura 23. Circuito equivalente del tiempo de apagado del convertidor Forward

Para obtener la matriz C, se utiliza el circuito de encendido y apagado de la Figura 22 y la Figura 23. El voltaje de salida en ambos casos se denota como $y_1 = C_1^T$ y $y_2 = C_2^T$. Estas deben estar relacionadas con las variables de estado tanto durante el tiempo de apagado como durante el de encendido. Como se puede observar, el voltaje de salida está en paralelo con el voltaje del capacitor, es decir, $v_o = x_2$, por lo que

$$y_1 = y_2 = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \tag{95}$$

Sustituyendo 95 en 91

$$y = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \tag{96}$$

Posteriormente se ocupa el método generalizado para obtener la función de transferencia control-salida del convertidor, la cual se presenta enseguida:

$$\frac{\hat{y}}{\hat{d}} = C^T(SI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)v_{in}] + [C_1^T - C_2^T]x \tag{97}$$

Simplificando la Ecuación 97 se obtiene

$$\frac{\hat{y}}{\hat{d}} = C^T(SI - A)^{-1}B_1 v_{in} \tag{98}$$

$$\frac{\hat{y}}{\hat{d}} = \frac{n_s}{n_p} v_{in} \frac{1}{LCS^2 + \frac{L}{R}S + 1} \tag{99}$$

Para modo corriente constante el vector C se modifica para obtener la relación ciclo de trabajo y la corriente del inductor que será la corriente de salida del convertidor Forward

$$y = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \tag{100}$$

$$\frac{\hat{y}}{\hat{d}} = \frac{n_s}{n_p} v_{in} \frac{(CRS + 1)}{CLRS^2 + LS + R} \tag{101}$$

Se utilizan controladores PI para los dos tipos de modos

$$G_c(s) = K_{P_c} + \frac{K_{I_c}}{S} \tag{102}$$

$$G_v(s) = K_{P_V} + \frac{K_{I_V}}{S} \tag{103}$$

Una vez obtenidas las funciones de transferencia mediante la herramienta *PID Tuner* de MATLAB, se realizó la sintonización de los controladores PI. Este proceso permitió determinar las ganancias proporcionales e integrales para cada controlador, obteniéndose los siguientes valores:

Modo corriente constante	
K_{P_C}	0.0010095
K_{I_C}	20.7087
T_r	0.477 s
T_s	0.85 s

Figura 24 Parámetros del controlador CC

Modo voltaje constante	
K_{P_C}	0.0002301
K_{I_C}	4.6019
T_r	0.477 s
T_s	0.85 s

Figura 25 Parámetros del controlador CV

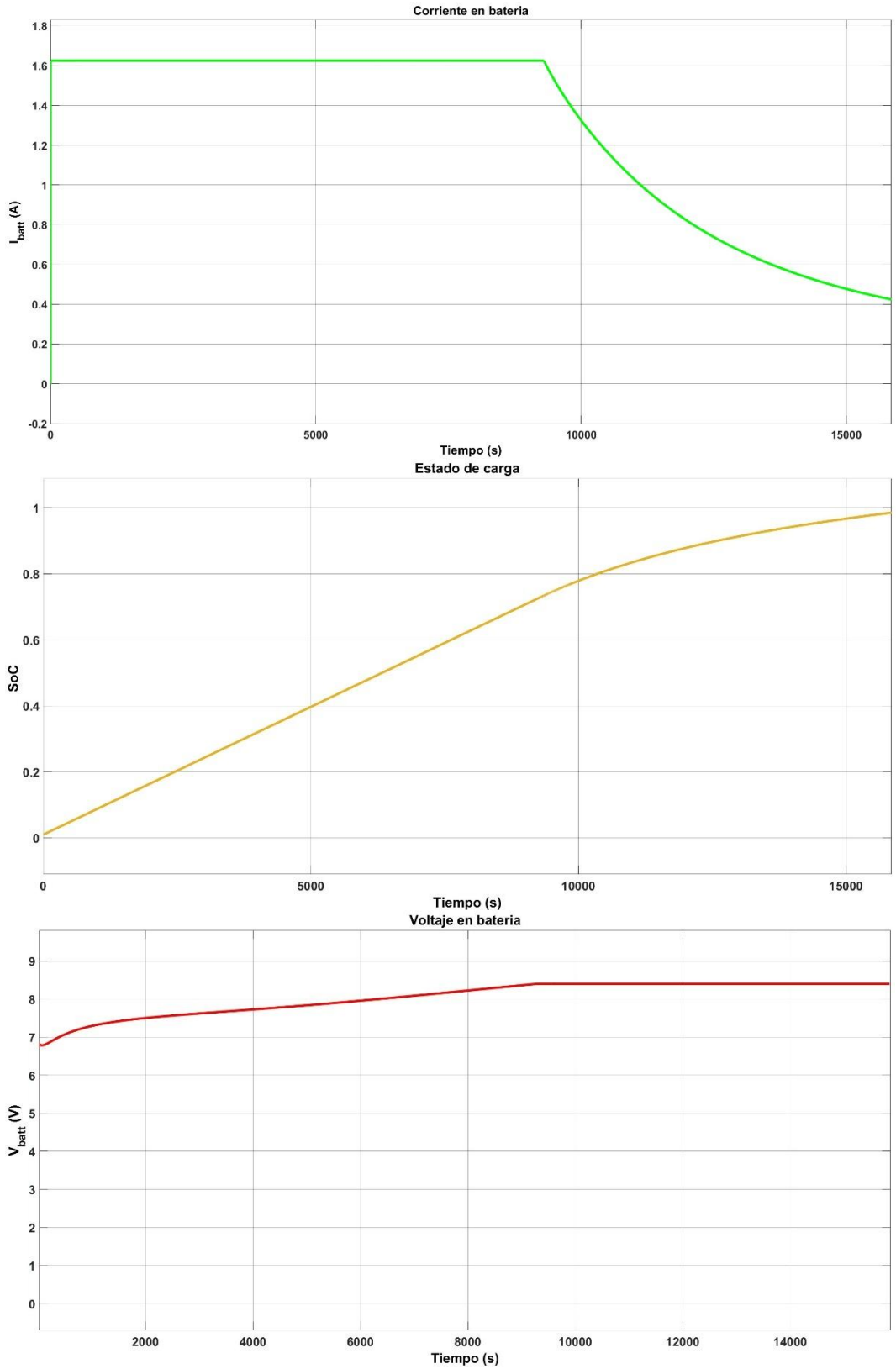


Figura 26 Gráficas de voltaje, corriente y SoC en modo CC – CV

Al combinar los dos modos de operación, Corriente Constante (CC) y Voltaje Constante (CV), se aprovechan las ventajas de cada uno, mientras se mitigan los problemas que podrían surgir al usarlos por separado. Esta unión permite una carga más controlada y segura para la batería. En el modo de corriente constante (CC), se carga la batería con una corriente fija de 1.625 A., durante esta etapa, el voltaje de la batería comienza a aumentar progresivamente hasta alcanzar su límite máximo de 8.4 V. Una vez alcanzado este valor, el sistema cambia automáticamente al modo de voltaje constante (CV).

En el modo CV, el voltaje de la batería se mantiene estable en 8.4 V, mientras que la corriente disminuye gradualmente desde 1.625 A hasta un mínimo de 0.42 A. Este comportamiento es fundamental, ya que evita la sobrecarga al mantener el voltaje en un nivel constante y previene que la batería reciba más energía de la necesaria, lo que reduce el riesgo de daños internos. Además, protege contra sobrecorriente, la reducción gradual de la corriente asegura que no se exceda el límite permitido por la batería, protegiendo sus componentes y extendiendo su vida útil.

4.5 Estimación del Estado de Carga mediante un Filtro de Kalman Extendido

El filtro de Kalman se aplica al modelo equivalente de dos estados de la batería, que representa el estado de carga y la polarización de la batería. Es importante destacar que no todos los estados del modelo son directamente medibles. Sin embargo, el filtro de Kalman permite estimar los valores de estos estados a partir de las mediciones disponibles, como el voltaje de la batería.
El proceso de estimación del filtro de Kalman se lleva a cabo en dos etapas principales:

1. Predicción: Se utiliza el modelo de batería para predecir el estado del sistema en el instante actual, a partir de la estimación del estado anterior.
2. Actualización: Se corrigen las predicciones con las nuevas mediciones disponibles. Esta etapa consiste en calcular la ganancia de Kalman, que determina la ponderación entre la predicción y la medición.

A continuación, se detallan las ecuaciones matemáticas que gobiernan cada una de estas etapas

Etapa 1: Asignar valores iniciales a los estados y a su matriz de covarianza, definir la matriz Q, que representa la incertidumbre en el modelo, y definir la matriz R, que representa la incertidumbre en las mediciones. Se ingresan las derivadas del ruido en el proceso y en la medición, además de la adición de señales de referencia de los estados a calcular (SoC y Vd).

Etapa 2: Predicción

- Propagación del estado: $\hat{x}_{\mathrm{k}} = f(\hat{x}_{\mathrm{k}-1}, u_{\mathrm{k}}, 0)$
- Propagación de la covarianza**:** $P_{\bar{k}} = A_k P_{\mathrm{k}-1} {A_{\mathrm{k}}}^{\mathrm{T}} + W_k {Q_{\mathrm{k}}}^{-1} W_k^T$

Etapa 3: Actualización

- Cálculo de la ganancia de Kalman: $K_{\mathrm{k}} = P_{\mathrm{k}}^{-} {H_{\mathrm{k}}}^{\mathrm{T}} \left(H_k P_{\bar{k}} H_k^T + V_k R_k V_k^T\right)^{-1}$
- Actualización del estado: $\hat{x}_{\mathrm{k}} = \hat{x}_{\mathrm{k}}^{-} + K_{\mathrm{k}} \left(z_{\mathrm{k}} - h\left(\hat{x}\bar{k}, 0\right)\right)$
- Actualización de la covarianza: $P_{\mathrm{k}} = (I - K_{\mathrm{k}} H_{\mathrm{k}}) P_{\mathrm{k}}^{-}$

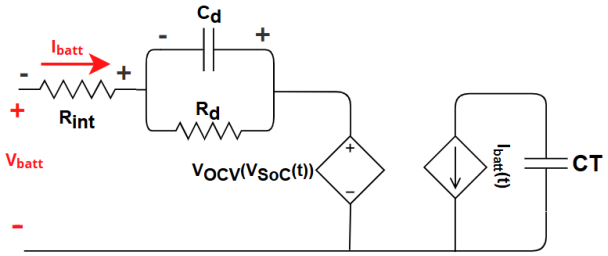


Figura 27 ECM de batería

Dado el circuito del modelo de baterías, se conocen las siguientes ecuaciones.

$$v_{batt} = v_{OCV}(SoC) - V_d - R_{int} I_{batt} \tag{104}$$

$$\dot{v}_d = -\frac{v_d}{R_d C_d} + \frac{I_{batt}}{C_d} \tag{105}$$

La tercera formulación se obtiene a partir de la derivada del método de conteo de carga, también denominado conteo de Coulomb o conteo de amperios-hora. Dicho procedimiento, previamente expuesto, incorpora la evolución temporal de la corriente demandada por el circuito en función de la capacidad nominal de la batería. Esta relación se formaliza mediante la siguiente expresión matemática.

$$\dot{SoC} = -\frac{1}{3600\, C_T} I_{batt} \tag{106}$$

Se representa en espacio de estados

$$\begin{bmatrix} \dot{SoC} \\ \dot{v}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_d C_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} SoC \\ v_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{3600 * C_T} \\ \frac{1}{C_d} \end{bmatrix} I_{batt} \tag{107}$$

La discretización del modelo se realiza mediante la aproximación de Euler, que busca obtener el sistema como una estructura en tiempos de muestreo discretos k, tal como se muestra en las siguientes ecuaciones:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \tag{108}$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \tag{109}$$

$$x_{k+1} = x_k + \Delta t * f(t_k, x_k) \tag{110}$$

Posteriormente es discretizado el sistema por medio de este método de Euler y es representado por ecuaciones de diferencia

$$SoC_{(k+1)} = SoC(k) - \frac{T_s}{3600 * C_T} I_{batt}(k) \tag{111}$$

$$v_{d_{(k+1)}} = \left(1 - \frac{T_s}{R_d C_d}\right) v_{d(k)} + \frac{T_s}{C_d} I_{batt}(k) \tag{112}$$

Al ser convertidas a una representación en espacio de estados discreto, se tiene el modelo a ser utilizado en el diseño de los Filtros de Kalman.

$$\begin{bmatrix} SoC_{k+1} \\ v_{d(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_s}{R_d C_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} SoC_k \\ v_{d(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{T_s}{3600 * C_T} \\ \frac{T_s}{C_d} \end{bmatrix} I_{batt} \tag{113}$$

En cada iteración del proceso, se recalculan las funciones utilizadas, incluida la función del voltaje a circuito abierto (v_{ocv}), que depende directamente del estado de carga (SoC). Esta dependencia hace necesario reevaluar el v_{ocv} en cada paso, ya que varía a medida que el SoC evoluciona. Al incorporar esta relación variable en la ecuación general, se obtiene la expresión matemática presentada a continuación, cuya expresión fue presentada anteriormente:

$$H[i,j] = \frac{\partial h[i]}{\partial x[j]} = \frac{\partial v_{batt}}{\partial x[j]} = \frac{\partial (v_{OCV}(SoC) - v_d - R_{int} I_{batt})}{\partial x[j]} \tag{114}$$

Al realizar las operaciones adecuadas, se obtiene la matriz siguiente

$$H_{\mathrm{k}} = \left[\frac{\partial \mathrm{v_{OCV}(SoC)}}{\partial \mathrm{SoC}} - 1\right] \tag{115}$$

De forma específica, la derivada parcial del primer término de la matriz resulta como se ve en la Ecuación 115, misma que se irá actualizando en magnitud conforme avanza el número de muestra.

$$\begin{aligned} \dot{v_{ocv}}_{(SoC)} = {} & -4.48000011787991 + 14.16730134128772\, SoC(k) \\ & -9.72087353102436\, SoC(k)^2 + \\ & -\frac{0.0120174422526329}{SoC(k)^2} + \frac{0.774013747344113}{SoC(k)} \\ & -\frac{0.000192616918584595}{1 - SoC(k)} \end{aligned} \tag{116}$$

Por último, el valor de R que corresponde al valor de covarianza del ruido en la medición.

$$P = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 1000 \end{bmatrix}$$

$$Q = \begin{bmatrix} 1 \times 10^{15} & 0 \\ 0 & 1 \times 10^{15} \end{bmatrix}$$

$$R = 0.1$$

Se agregan las derivadas del ruido dentro del proceso y de la medición. Para este sistema únicamente se considera ruido en la señal medible a la salida, resultado sus derivadas en:

$$W_k = 0$$
$$V_k = 1$$

La Figura 28 presenta la estructura general del modelo de simulación, donde se aprecia la implementación del Filtro de Kalman Extendido (FKE) para la estimación del estado de carga (SoC) de una batería. El modelo se divide en dos subsistemas principales:

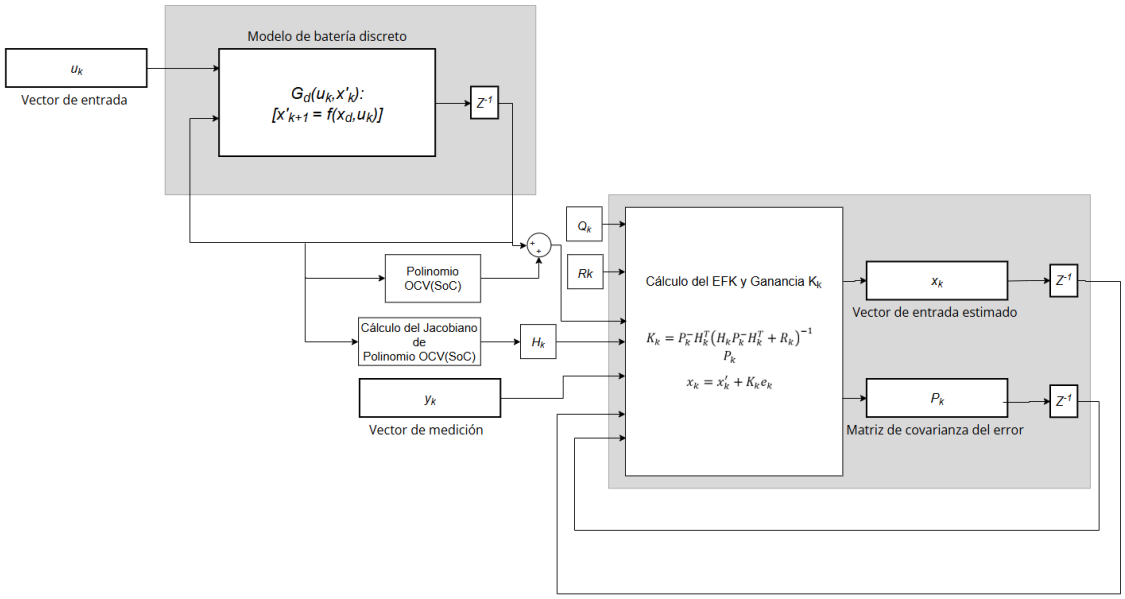


Figura 28 Diagrama de bloques del Filtro de Kalman Extendido

1. Modelo Matemático Discretizado de la Batería: Este subsistema representa el comportamiento dinámico de la batería, incluyendo las ecuaciones que describen la evolución del SoC, el voltaje a circuito abierto (v_{OCV}) y otros parámetros relevantes. El modelo discretizado permite simular la respuesta de la batería a las variaciones de corriente y voltaje.
2. Filtro de Kalman Extendido: Este subsistema implementa el algoritmo del EFK, el cual se encarga de estimar el SoC de la batería a partir de las mediciones del voltaje y la corriente. El EFK utiliza el modelo matemático de la batería como referencia y corrige las estimaciones en función de las nuevas mediciones, minimizando así el error de estimación.

Ambos subsistemas están interconectados, de manera que el modelo de la batería genera las salidas (voltaje y corriente) que se utilizan como entradas al EFK. A su vez, el EFK proporciona una estimación del SoC que puede ser utilizada para otras partes del sistema

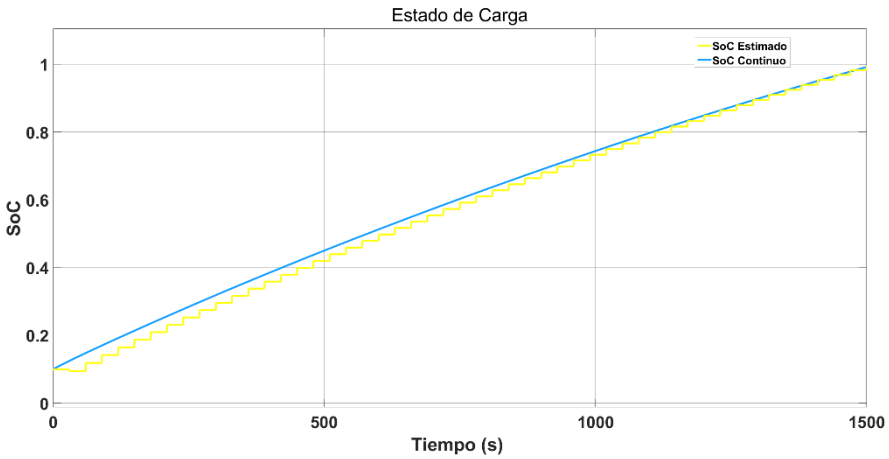


Figura 29 Gráfica del Estado de carga real contra el estimado

En la Figura 29 se muestra el seguimiento del filtro de Kalman extendido (EKF) para estimar el estado de carga (SoC) de la batería. La curva del SoC estimado (amarillo) sigue de cerca la del SoC real (azul), lo que indica una alta precisión de la estimación. Este resultado confirma que la discretización del modelo y la implementación del EKF se han realizado adecuadamente, lo que permite capturar con precisión la dinámica del SoC a lo largo del tiempo.

4.6 Balanceo mediante el Estado de Carga

La figura presenta la estructura de control propuesta en (Huang & Abu Qahouq, 2015) para el balanceo activo de baterías de iones de litio. El esquema se basa en un enfoque de múltiples convertidores CC-CC, cada uno conectado a una celda individual. Se identifican tres lazos de control principales:

- Lazo de control de voltaje: Este lazo regula el voltaje de salida del módulo de baterías, comparando el voltaje medido con una referencia y ajustando el ciclo de trabajo de los convertidores. Este lazo es compartido por todos los convertidores.
- Lazo de control de corriente: Similar al lazo de voltaje, este lazo regula la corriente promedio del módulo de baterías, asegurando un funcionamiento adecuado del sistema. También es compartido por todos los convertidores.
- Lazos de control de SoC: Cada celda cuenta con un lazo de control de SoC individual, que compara el SoC medido con una referencia y ajusta el ciclo de trabajo del convertidor correspondiente para equilibrar el SoC de todas las celdas.

La estructura de control propuesta permite un balanceo preciso y rápido de las baterías, al tiempo que garantiza un funcionamiento estable del sistema. La compartición de los lazos de voltaje y corriente simplifica la implementación y reduce la complejidad del sistema.

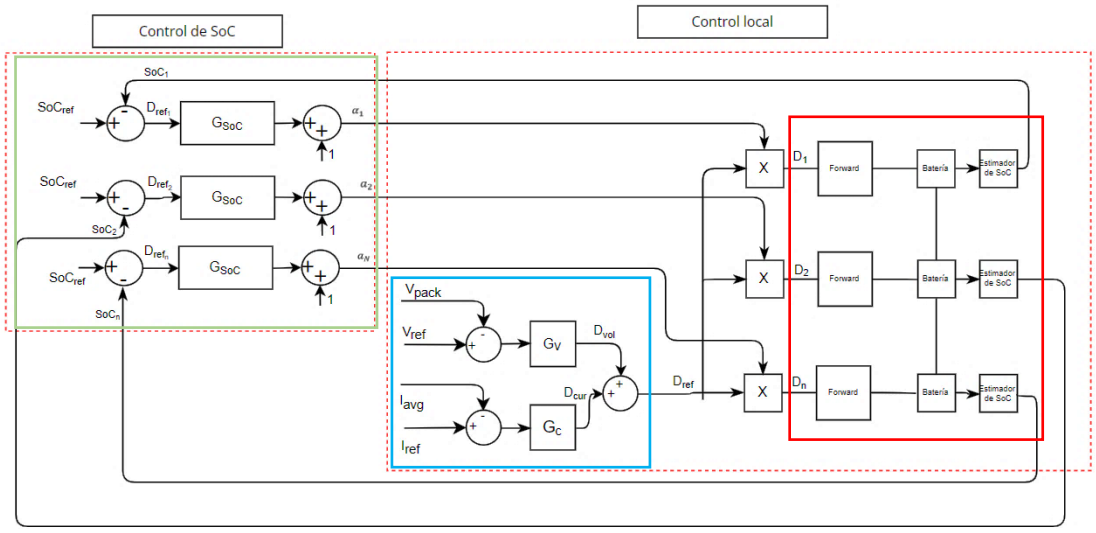


Figura 30 Sistema de control para el balanceo del estado de carga en baterías de iones de litio basado en (Huang & Abu Qahouq, 2015)

En este lazo de control de SoC (color verde) se gestiona el estado de carga de cada batería, el cual se compara con un valor de referencia llamado SoC_{ref}, el cual es el promedio del estado de carga del paquete de batería.

$$SoC_{ref} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(SoC_1 + SoC_2 + \cdots + SoC_n) \tag{117}$$

En estos lazos de control (color azul) se encuentra el de voltaje, el cual tiene el objetivo de que el voltaje del paquete de baterías llegue a una referencia de voltaje deseada, denominada V_{ref} el valor de retroalimentación es la suma del valor del voltaje instantáneo de cada batería V_{pack}. Mientras que el lazo de control de corriente se encarga de que las baterías se carguen a un valor de referencia dado I_{ref} este lazo es retroalimentado por el promedio de las corrientes que circulan en las baterías I_{avg}.

$$V_{pack} = V_{batt_1} + V_{batt_2} + \cdots + V_{batt_n} \tag{118}$$

$$I_{avg} = \frac{I_{batt_1} + I_{batt_2} + \cdots + I_{batt_n}}{n} \tag{119}$$

En el recuadro rojo se observa que cada celda de la batería está conectada a un convertidor CC-CC tipo Forward estos convertidores Forward están conectados en paralelo a la fuente de alimentación, las celdas de las baterías están conectadas en serie para formar el paquete de baterías y cada celda cuenta con un estimador de SoC basado en el Filtro de Kalman Extendido (EKF) para obtener una estimación del estado de carga.

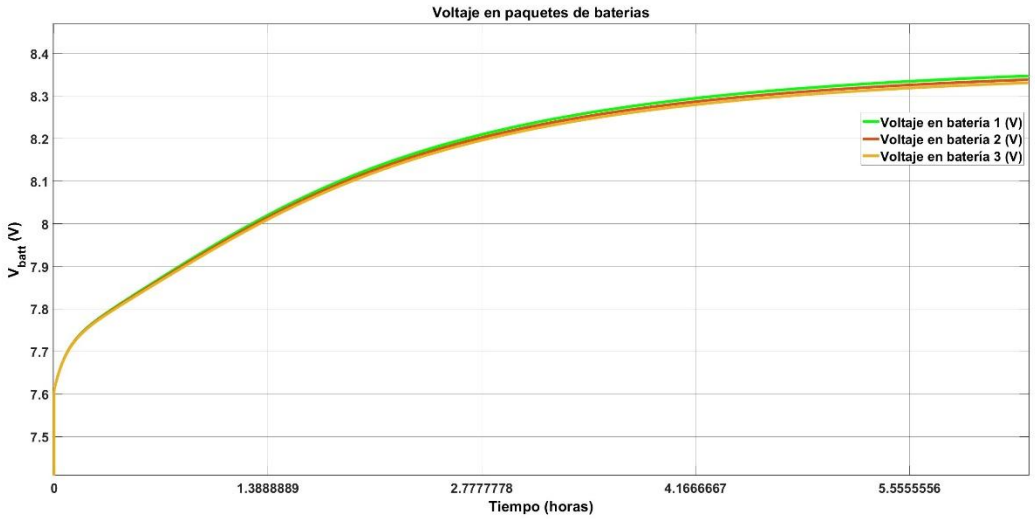


Figura 31 Voltaje en paquetes de baterías

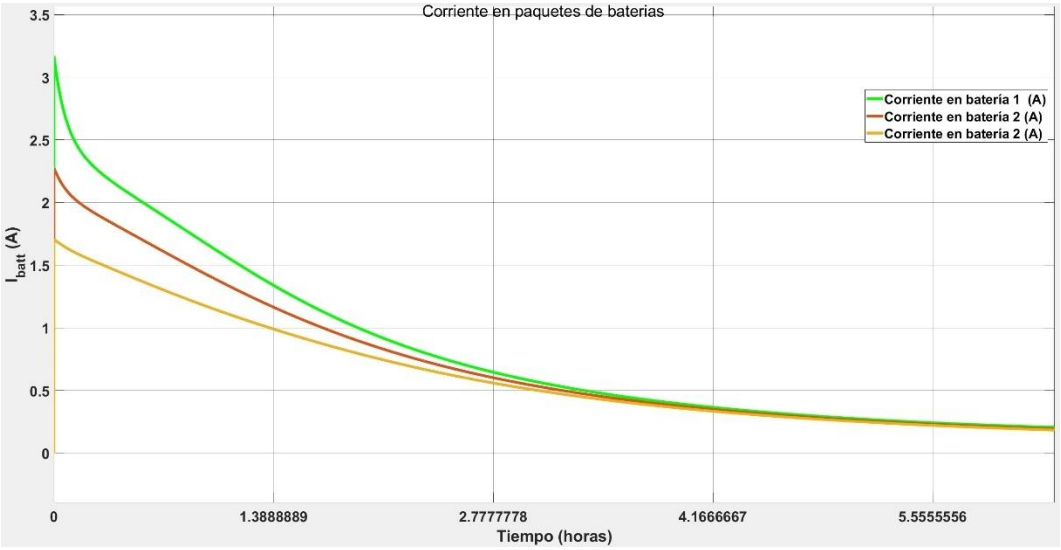


Figura 32 Corriente en paquetes de baterías

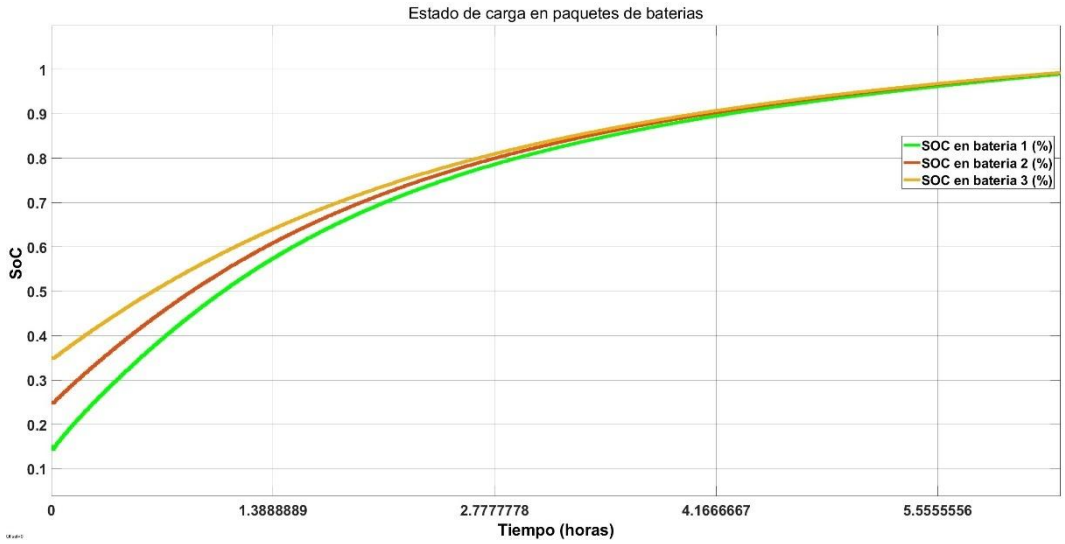


Figura 33 Estado de carga en paquetes de baterías

Las pruebas iniciales demuestran un balance de carga (SoC) eficaz en el paquete de baterías, lo que mejora el aprovechamiento del almacenamiento de energía. En la Figura 32 y la Figura 33 se observa que la batería con el menor SoC (indicada en color verde) presenta una mayor corriente de salida del convertidor que las baterías con SoC más alto, lo que evidencia una compensación activa. Además, los SoC de todas las baterías tienden a converger hacia un nivel común, lo que refleja un balanceo eficaz.

4.7 Evaluación experimental del convertidor Forward

Se diseñó y construyó un convertidor tipo Forward adecuado para las características principales del paquete de baterías que se ocupará

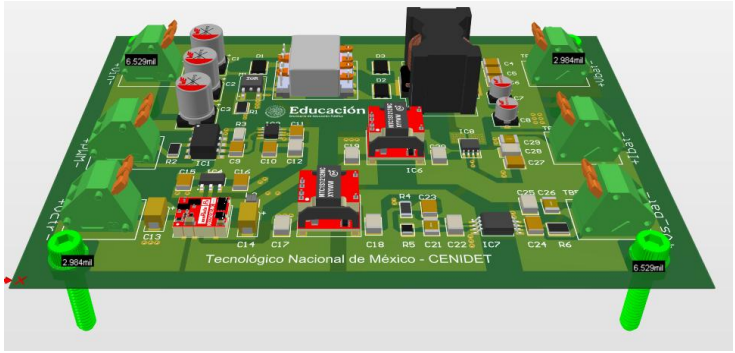


Figura 34 Diseño del prototipo del convertidor Forward en Altium Designer

El diseño mostrado en la Figura 34 corresponde a la tarjeta de control y potencia desarrollada para este proyecto, capaz de entregar hasta 4 A. Este diseño fue realizado en el programa Altium Designer y se construyó atendiendo específicamente a las necesidades planteadas en este trabajo. La tarjeta cuenta con sensores de corriente y voltaje que permiten estimar tanto el estado de carga (SoC) como el estado de salud (SoH) de la batería, además de proporcionar un monitoreo detallado del paquete de baterías en tiempo real.

El sistema incluye una entrada PWM que permite controlar el convertidor de potencia mediante una tarjeta de adquisición de datos sbRIO.



Figura 35 Prototipo del convertidor Forward implementado

En primera instancia, se realizó una prueba para asegurar el funcionamiento de esta tarjeta, en la cual se generó un pulso de 200 kHz con un ciclo de trabajo del 50%, como se muestra en la Figura 36. Dicha señal fue generada mediante una tarjeta sbRIO-9632.

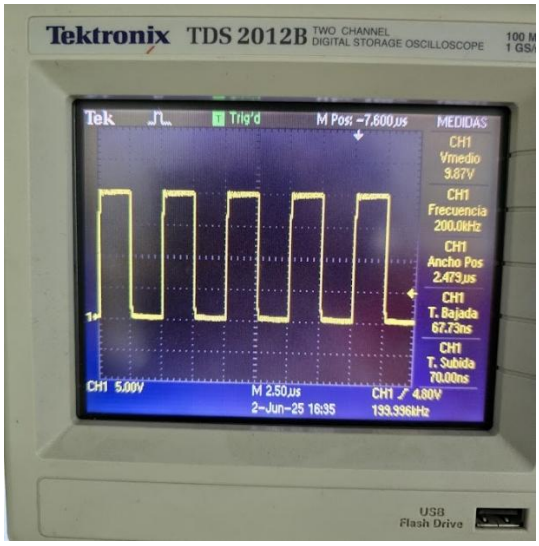


Figura 36 Pulso enviado al MOSFET del convertidor Forward

Se conectó un arreglo de resistencias con una resistencia total de 5 Ω a la salida del convertidor. En la siguiente Figura 37 se aprecia la conexión de la tarjeta sbRIO con el convertidor Forward, así como las fuentes de alimentación requeridas para el funcionamiento del convertidor.



Figura 37 sbRIO conectada al convertidor Forward

En esta prueba se alimentó a la entrada del convertidor con 48 V logrando así reducir hasta 11.6 V (Figura 38) en la salida con la resistencia de 5 Ω mencionada, y con una corriente de 2.32 A.

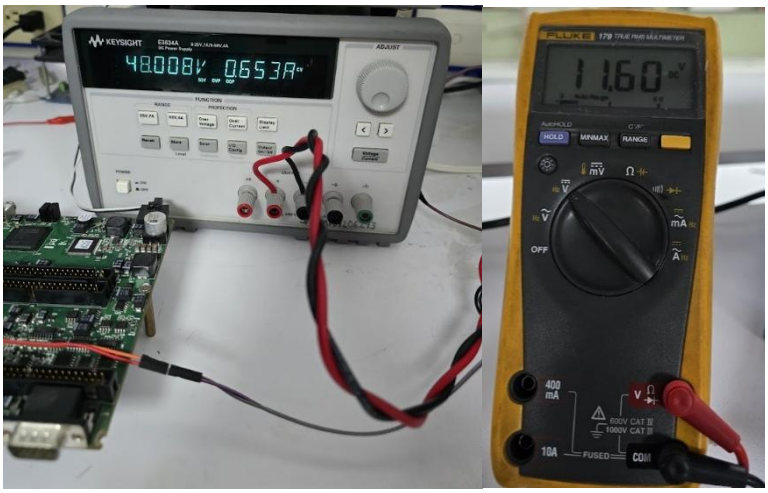


Figura 38 Voltaje de entrada y salida del convertidor Forward

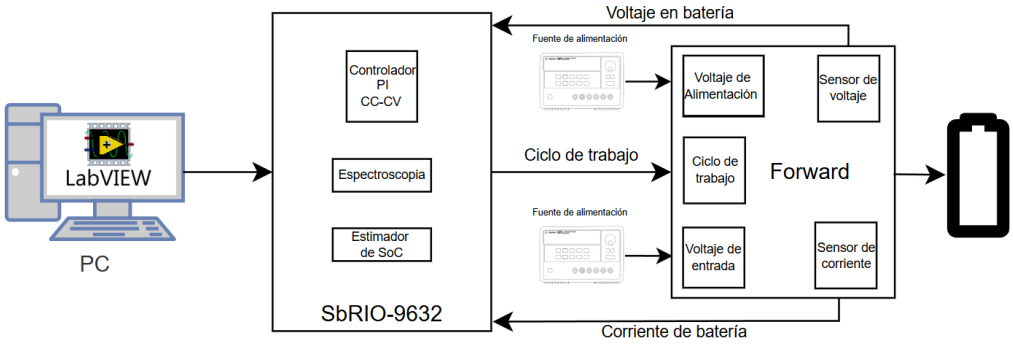


Figura 39 Diagrama de conexión del sistema

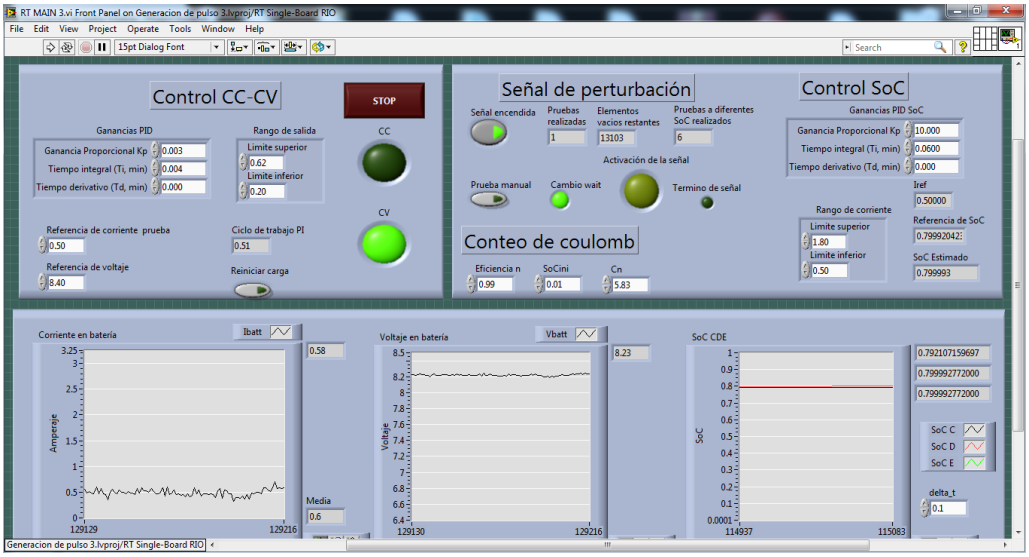


Figura 40 Interfaz gráfica realizada en LabView

La Figura 39 presenta el diagrama de bloques que ilustra la interconexión entre la tarjeta de adquisición SbRIO-9632 y la tarjeta diseñada, la cual incorpora un convertidor de tipo Forward. En dicha configuración se integran los sensores necesarios para realizar las mediciones correspondientes, así como la entrada destinada al control del ciclo de trabajo y la salida que permite la conexión al paquete de baterías. Además, se muestra la interfaz gráfica (Figura 40) utilizada para el monitoreo, la adquisición y el envío de datos relevantes del sistema de carga.

Método de CC-CV con el convertidor Forward y una batería de litio

En la Figura 41 se muestra el comportamiento de una batería durante su proceso de carga mediante el método Corriente Constante–Voltaje Constante (CC–CV). De acuerdo con las especificaciones del fabricante, la batería debe cargarse inicialmente con una corriente constante de 1,65 A y, una vez que el voltaje alcanza los 4,2 V, debe mantenerse constante hasta que la corriente disminuya a 66 mA, momento en el que se considera completa la carga.

La gráfica indica que, al inicio, el voltaje de la batería es cercano a 3.4 V, lo que activa automáticamente el modo de corriente constante. En este modo, se suministra una corriente fija de 1.65 A. Como resultado, el voltaje de la batería aumenta progresivamente hasta alcanzar el límite superior de aproximadamente 4.2 V a los 60 minutos. Posteriormente, se activa el modo de voltaje constante (CV), en el cual el sistema mantiene el voltaje fijo para evitar daños a la batería y permite que la corriente disminuya de manera controlada conforme la batería se aproxima a su carga completa.

Este comportamiento es característico del método CC–CV y se observa claramente en la gráfica: el voltaje permanece estable mientras la corriente disminuye gradualmente hasta alcanzar el umbral de corte de 66 mA. El proceso completo de carga tiene una duración aproximada de 180 minutos, lo cual es coherente con los parámetros de seguridad y eficiencia energética establecidos para este tipo de baterías.

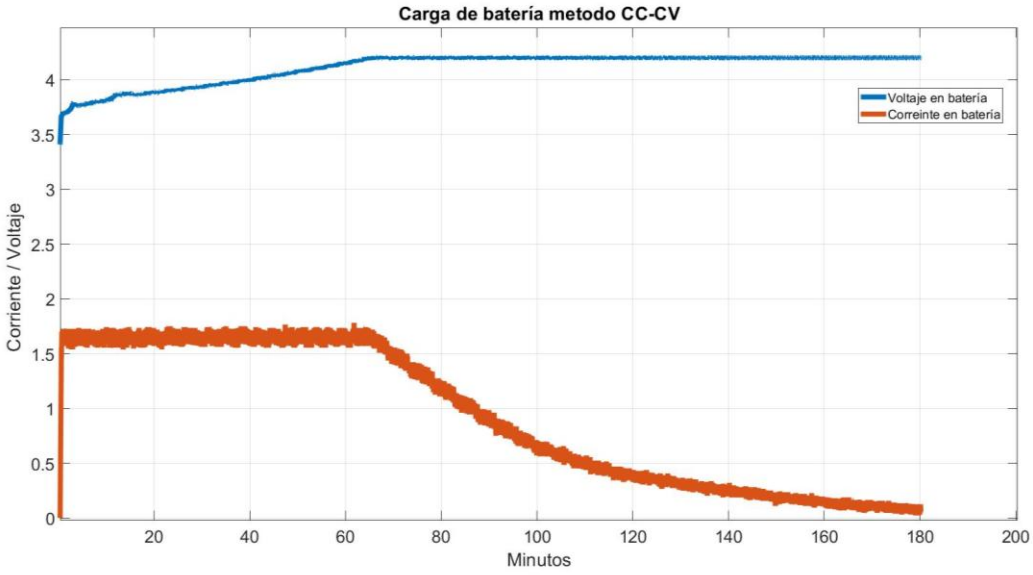


Figura 41 Metodo de CC-CV en una celda

Implementación del Filtro de Kalman Extendido (EKF)

Una vez identificados los parámetros del modelo eléctrico equivalente de Thévenin de una rama y posteriormente promediados, así como el ajuste del polinomio mixto OCV(SOC), se procedió a la implementación del Filtro de Kalman Extendido (EKF) con el objetivo de estimar el estado de carga de la batería frente a ruido de medición, incertidumbres del modelo y errores acumulativos propios del conteo de Coulomb.

El Filtro de Kalman Extendido (EKF) se desarrolló usando el modelo dinámico no lineal de la batería. En este modelo, el estado del sistema incluye el estado de carga (SoC) y las variables de la rama RC del modelo de circuito equivalente (ECM). La ecuación de medición se basa en el voltaje terminal, que depende directamente del SoC a través de la función no lineal

OCV(SOC). Las ecuaciones del EKF usadas en este estudio ya se presentaron antes e incluyen las etapas de predicción, linealización y corrección.

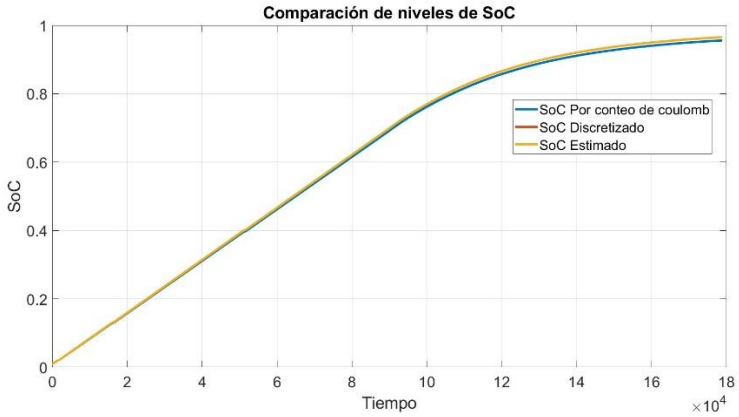


Figura 42 Comparación del estado de carga

La Figura 42 compara tres formas de estimar el estado de carga: el SoC calculado por conteo de coulomb, el SoC discretizado del modelo y el SoC estimado por el EKF. Se nota que el EKF y el conteo de coulomb coinciden bastante, lo que confirma que el modelo ECM y el polinomio OCV(SoC) están bien identificados. Además, el EKF responde de manera más suave y es menos sensible al ruido, lo que coincide con las ventajas mencionadas en la literatura para este tipo de observadores.

Estos resultados muestran que el EKF es útil para implementar un control externo basado en el SoC. Así, la estimación del SoC con el EKF puede usarse como señal de retroalimentación para complementar la estrategia de carga CC–CV y generar referencias de corriente según el estado de carga de la batería.

Lazo de control del Estado de Carga (SoC)

Para complementar la estrategia de CC-CV, se propuso implementar un lazo de SoC, en el cual, mediante la comparación entre un SoC de referencia y el SoC actual del paquete de batería, se genera una referencia de corriente que se utilizará en el proceso de CC. Para generar este lazo de control externo, se obtuvo la función de transferencia que relaciona el SoC con la corriente que circula por el paquete.

Derivando la Ecuación 78 se obtiene:

$$\dot{SoC} = \frac{\eta}{C_T} I_{batt}$$

Aplicando Laplace y despejando, obtenemos:

$$\frac{SoC(s)}{I_{batt}(s)} = \frac{\eta}{C_T} . \frac{1}{s}$$

Donde η es el coeficiente de Coulomb, idealmente tiene un valor de 1; en estas pruebas se empleó un valor de 0.99.

$$\frac{SoC(s)}{I_{batt}(s)} = \frac{0.99}{5.83} \cdot \frac{1}{s}$$

Se utilizó un controlador PI

$$G_{SoC}(s) = K_{P_{SoC}} + \frac{K_{I_{SoC}}}{s} \tag{120}$$

Se utilizó la herramienta *PID Tuner* de MATLAB para sintonizar el controlador PI. Este proceso permitió determinar las ganancias proporcionales e integrales para el controlador, obteniéndose los siguientes valores: $K_{P_{SoC}} = 5.888$ y $K_{I_{SoC}} = 0.1035$.

4.8 Espectroscopía de impedancia electroquímica

El método tradicional de espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS) consiste en aplicar una señal senoidal a diferentes frecuencias de manera secuencial, lo que ralentiza el proceso. Para optimizar la medición, se emplean señales en el dominio del tiempo, como el multiseno o el chirp, que abarcan varias frecuencias simultáneamente. De este modo, es posible obtener el espectro de impedancia en una única medición rápida y posteriormente transformarlo al dominio de la frecuencia mediante una transformada rápida de Fourier (FFT). Esta técnica disminuye el tiempo de adquisición sin sacrificar la resolución espectral, por lo que resulta especialmente útil en sistemas inestables o en estudios donde las condiciones experimentales varían rápidamente.

Una vez adquiridas las señales de voltaje y de corriente afectadas por la señal de perturbación para cada una de las 37 frecuencias excitadas, se dividieron los valores complejos de voltaje entre los correspondientes de corriente. Este procedimiento permitió estimar la impedancia compleja del sistema en los distintos ciclos de prueba y niveles de estado de carga analizados, cuyos resultados se emplearon para su representación en el diagrama de Nyquist (Figura 43) como fue representado en el trabajo de (Muñoz, 2025).

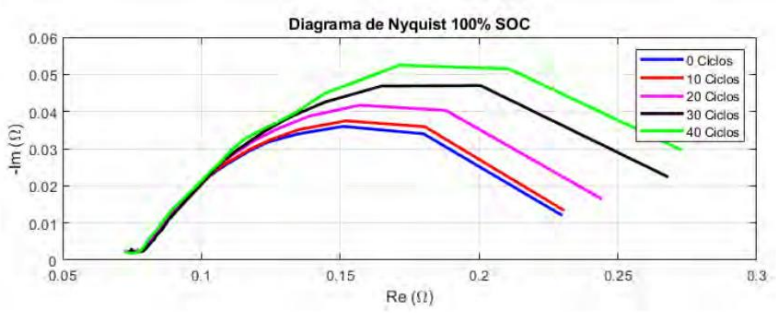


Figura 43 Diagrama del Nyquist en los ciclos 0, 10, 20, 30 y 40 con SoC del 80% tomada de (Muñoz, 2025)

Para este trabajo, se empleó una señal multiseno que contiene componentes espectrales en el rango de frecuencias de 0.1 Hz a 1 kHz. Dicha señal se inyecta como perturbación en el ciclo de trabajo del convertidor Forward. La señal está conformada por 150,000 muestras que

son muestreadas a 15 kHz, lo que corresponde a una duración total de 10 s. La forma de esta señal se muestra en la Figura 44.

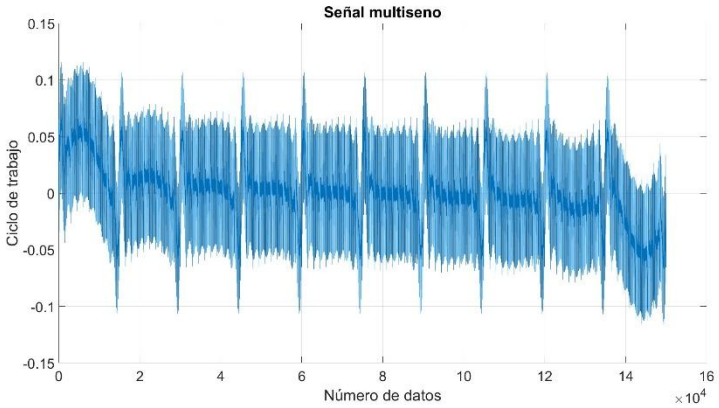


Figura 44 Señal multiseno de 0.1 kHz a 1 kHz

4.9 Aplicación del EIS dentro de la estrategia de control

Una vez definida la señal de perturbación, esta se integra en la estrategia de control propuesta, como se ilustra en la Figura 45. En dicha estrategia se observa un lazo externo de control del estado de carga (SoC), conectado mediante una referencia de tipo rampa. En la realimentación se utiliza el SoC estimado del paquete de baterías, obtenido a través de un Filtro de Kalman Extendido (EKF).

La salida del controlador de SoC genera una referencia de corriente que alimenta el lazo de control interno en modo de corriente constante (CC). Al alcanzar el voltaje máximo permitido del paquete de baterías, el sistema conmuta automáticamente al modo de control de voltaje constante (CV). La señal de excitación para la Espectroscopía de Impedancia Electroquímica (EIS) se activa de manera controlada en función del nivel de SoC en el que se desea realizar la caracterización.

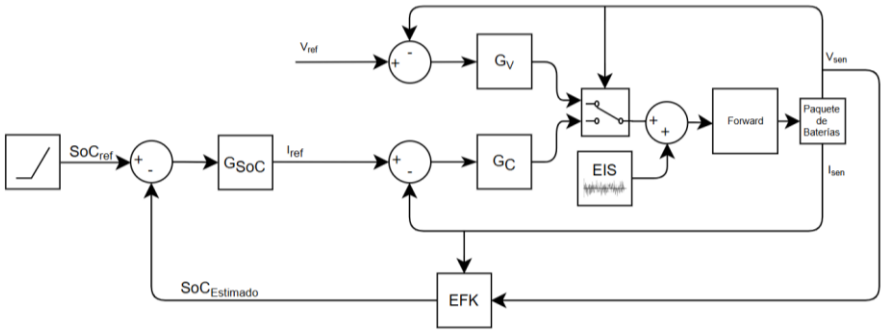


Figura 45 Diagrama de bloques de la estrategia utilizada

Para la generación de la referencia de estado de carga (SoC), se llevó a cabo inicialmente una prueba de carga en modo corriente constante–voltaje constante, utilizando una corriente de referencia de 1.625 A y un voltaje máximo de 8.4 V. A partir de esta prueba se registró la evolución temporal del SoC estimado, que se presenta en la Figura 46.

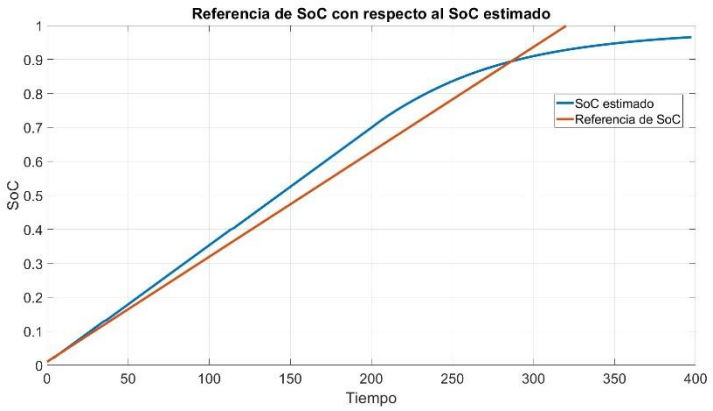


Figura 46 Referencia de SoC

Durante la prueba se observó que el sistema realiza la transición del modo de corriente constante (CC) al modo de voltaje constante (CV) cuando el SoC alcanza aproximadamente el 73 %. El lazo de control en modo CC tardó aproximadamente 210 minutos en alcanzar ese nivel de SoC. A partir de este comportamiento, se diseñó la referencia de SoC de modo que alcanzará el 73 % de SoC en aproximadamente 234 minutos, proporcionando así un margen operativo. Cabe aclarar que solo seguirá esta referencia en el modo CC y se omitirá esta referencia en el modo CV, debido a que en este modo la referencia es de 8.4V.

En la Figura 47 se presenta el comportamiento del voltaje y la corriente del paquete de baterías durante el proceso de carga mediante la técnica corriente constante–voltaje constante (CC–CV), incorporando la realización de pruebas de Espectroscopía de Impedancia Electroquímica (EIS) en distintos niveles del estado de carga. En este caso, las pruebas de EIS se llevaron a cabo aproximadamente a 10 %, 40 % y 80 % de SoC, como se evidencia por las perturbaciones superpuestas en la señal de corriente.

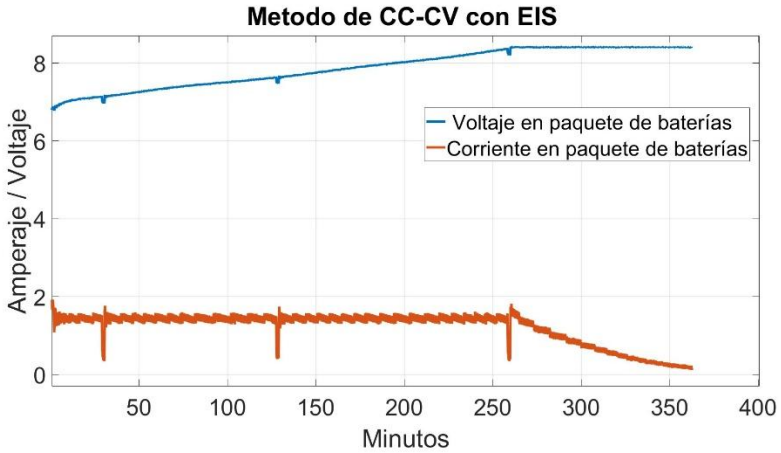


Figura 47 Espectroscopia de Impedancia Electroquímica dentro de la técnica CC-CV

Para cada prueba de EIS, una vez alcanzado el nivel de SoC de interés, la referencia de corriente se establece en 0.5 A. A partir de este momento, se llevan a cabo tres pruebas

consecutivas de hasta 30 segundos, durante las cuales el sistema opera en lazo abierto para evitar que el controlador atenúe o compense la señal multiseno inyectada. Al finalizar cada secuencia de pruebas, el sistema retoma su operación normal bajo la estrategia CC–CV hasta alcanzar el siguiente nivel de SoC.

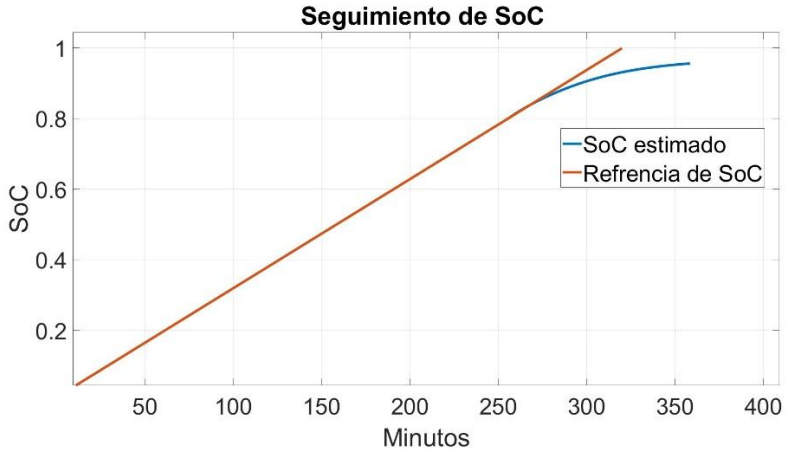


Figura 48 Comparación de la referencia de SoC contra el SoC estimado

En la Figura 48 se observa un seguimiento adecuado del estado de carga estimado (SoC) con respecto a la referencia de SoC durante la operación en modo de corriente constante (CC). La referencia considerada corresponde exclusivamente a esta etapa de funcionamiento, que tuvo una duración aproximada de 255 minutos. Durante dicho intervalo, el SoC del paquete de baterías alcanzó un valor cercano al 80 % antes de la transición a la siguiente etapa del proceso de carga.

Análisis de los datos adquiridos mediante pruebas de EIS

En esta primera prueba experimental, el sistema se evaluó con una sola celda conectada a la etapa de potencia, con el objetivo de validar la implementación de la espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS) mediante la inyección de una señal de perturbación multiseno. La Figura 49 muestra la respuesta temporal del voltaje y la corriente de la celda ante dicha excitación, evidenciando la superposición de la señal de EIS sobre el punto de operación en corriente continua.

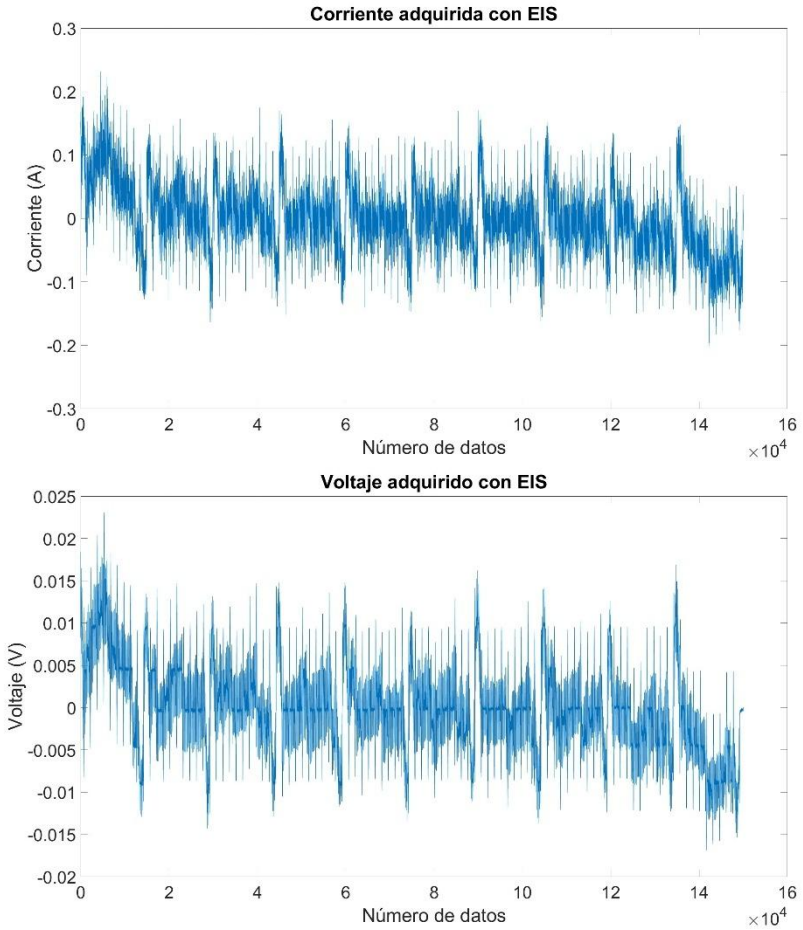


Figura 49 Corriente y voltaje de batería si señal de DC con EIS

Asimismo, en la Figura 50 se presentan los espectros de amplitud obtenidos mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT) de las señales de voltaje y corriente. En estos espectros se identifican claramente las frecuencias de interés definidas para el análisis de EIS, lo que confirma la correcta excitación del sistema en el rango considerado y la adecuada adquisición de los datos en el dominio del tiempo.

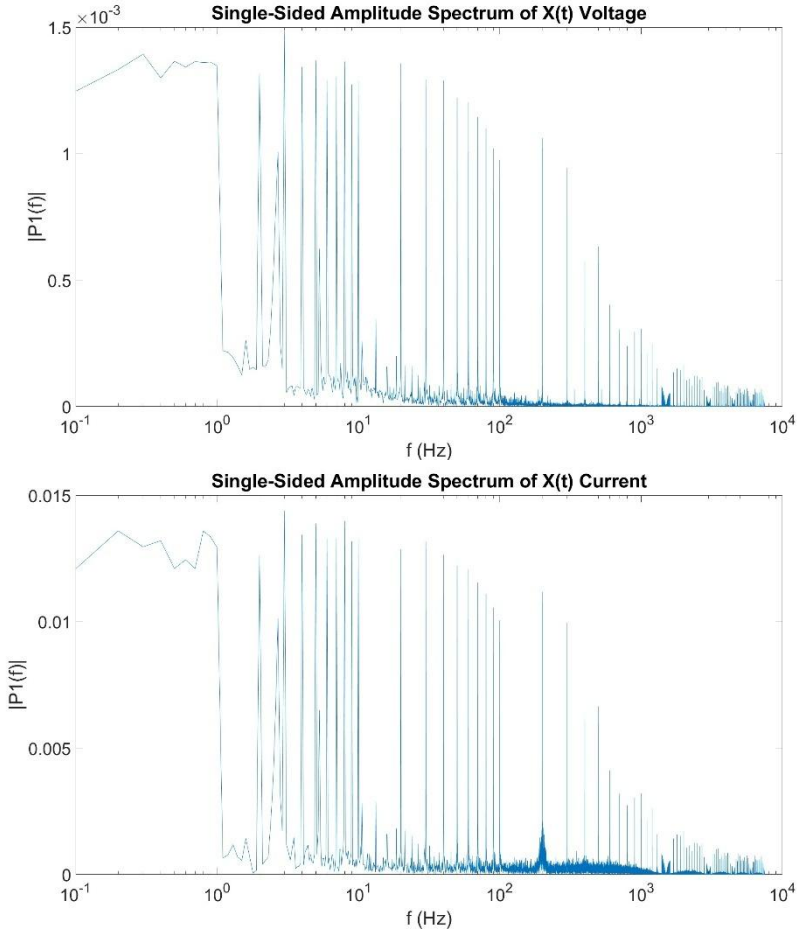


Figura 50 Transformada Rápida de Fourier (FFT) en corriente y voltaje en una celda

El diagrama de Nyquist de la impedancia de la celda, mostrado en la Figura 51, se obtuvo a partir del cociente complejo entre las componentes espectrales de voltaje y corriente. En esta prueba, el diagrama se restringe a frecuencias bajas, específicamente en el rango de 0.1 a 10 Hz, que incluye las componentes de 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1.0, 2.0, 3.0, 4.0, 5.0, 6.0, 7.0, 8.0, 9.0 y 10.0 Hz. Este comportamiento concuerda con la naturaleza

electroquímica de la celda y permite una aproximación inicial al análisis de sus parámetros internos en el dominio de baja frecuencia.

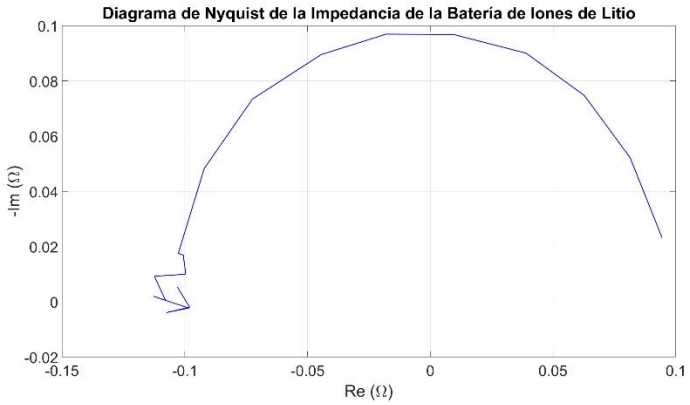


Figura 51 Diagrama de Nyquist de una celda

A continuación, se presentan los valores de voltaje y corriente obtenidos durante la aplicación de la señal de perturbación multiseno inyectada al sistema para la realización de pruebas de Espectroscopía de Impedancia Electroquímica (EIS). Dichas mediciones se llevaron a cabo en distintos niveles del estado de carga (SoC) del paquete de baterías, específicamente al 10 %, 40 % y 80 % de SoC.

La Figura 52 y la Figura 53 presentan las señales temporales de corriente y voltaje, respectivamente, que resultan de la superposición de la señal de espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS) sobre una señal de corriente continua (DC) durante el proceso de carga. Estas gráficas evidencian la aparente aleatoriedad de las señales, debido a la combinación de múltiples componentes senoidales de diferentes frecuencias, característica de la excitación multiseno empleada.

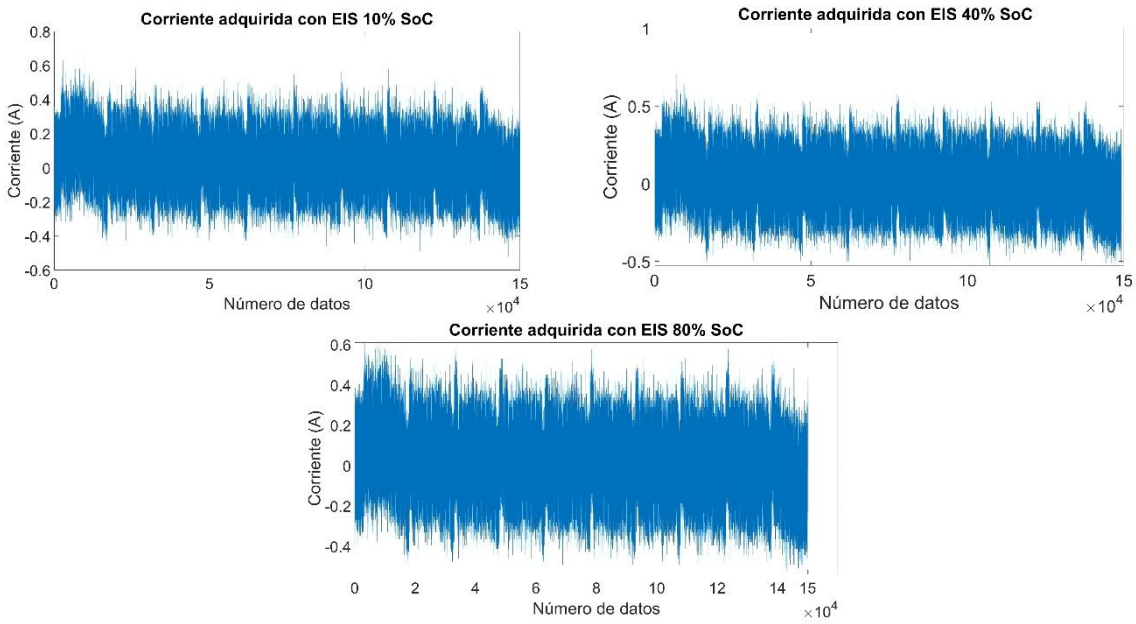


Figura 52 Corriente de batería si señal de DC con EIS a diferentes estados de carga

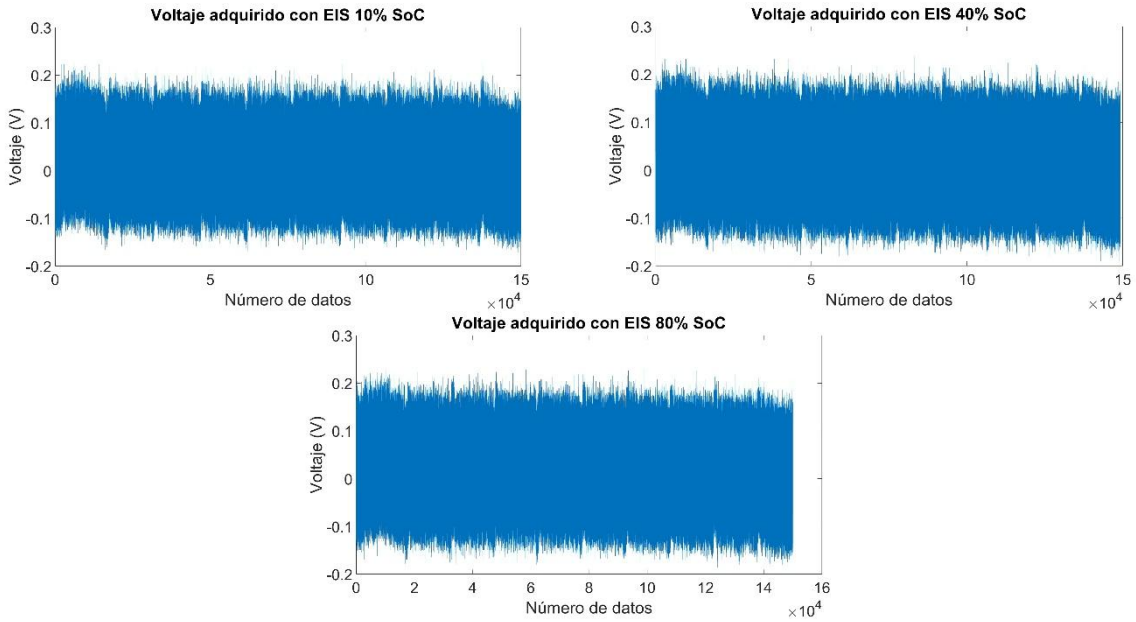


Figura 53 Voltaje de batería si señal de DC con EIS a diferentes estados de carga

Análisis espectral mediante FFT

Con el objetivo de verificar la correcta inyección de las componentes de frecuencia definidas en la señal de perturbación, se realizó el análisis en el dominio de la frecuencia mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT), tanto para las señales de corriente como de voltaje, en cada nivel de SoC evaluado.

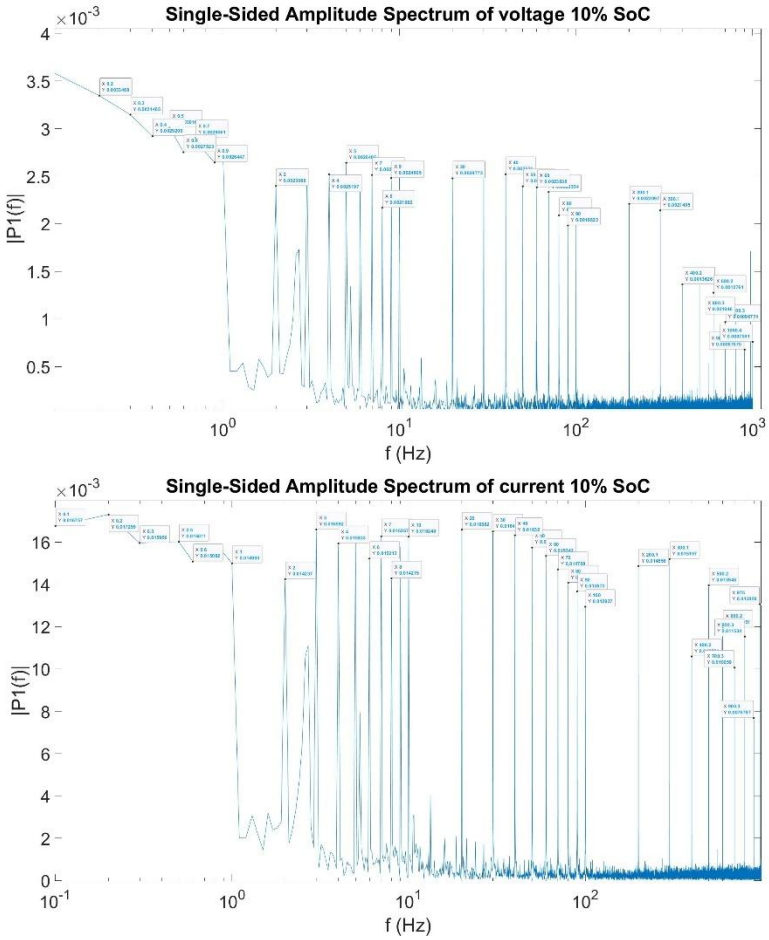


Figura 54 Transformada Rápida de Fourier (FFT) en voltaje y corriente a 10% de SoC

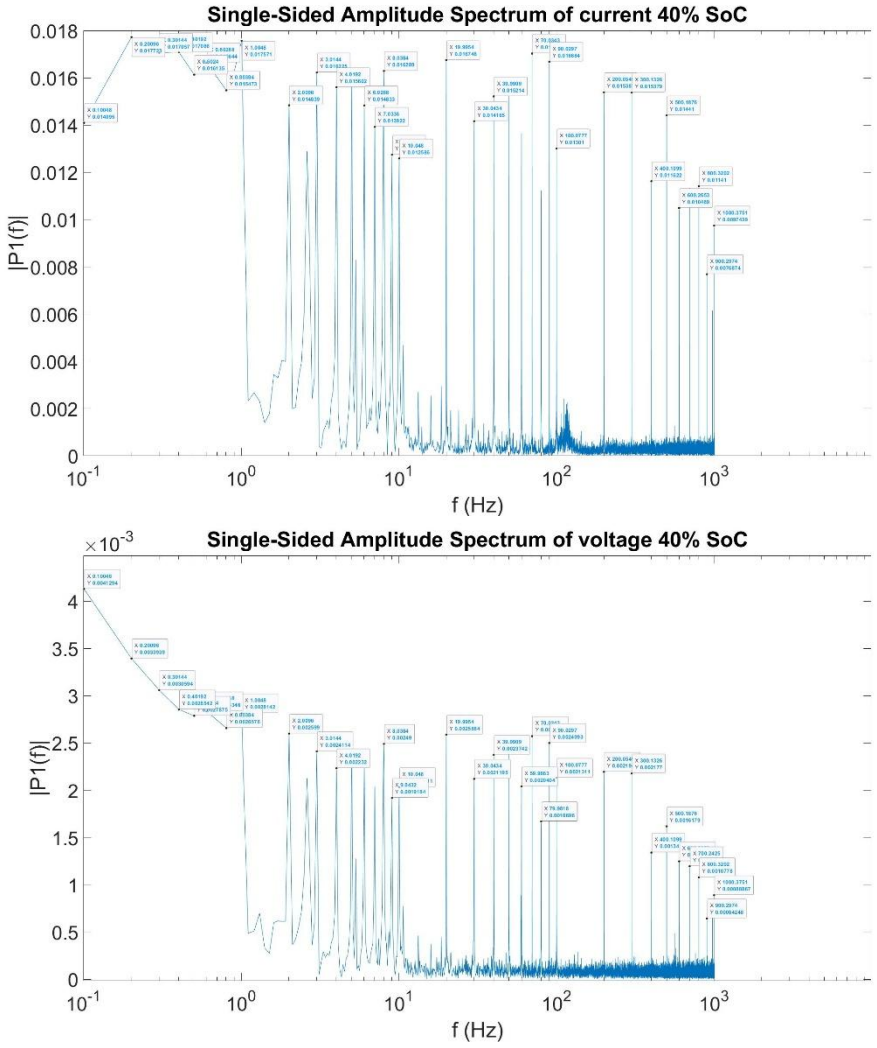
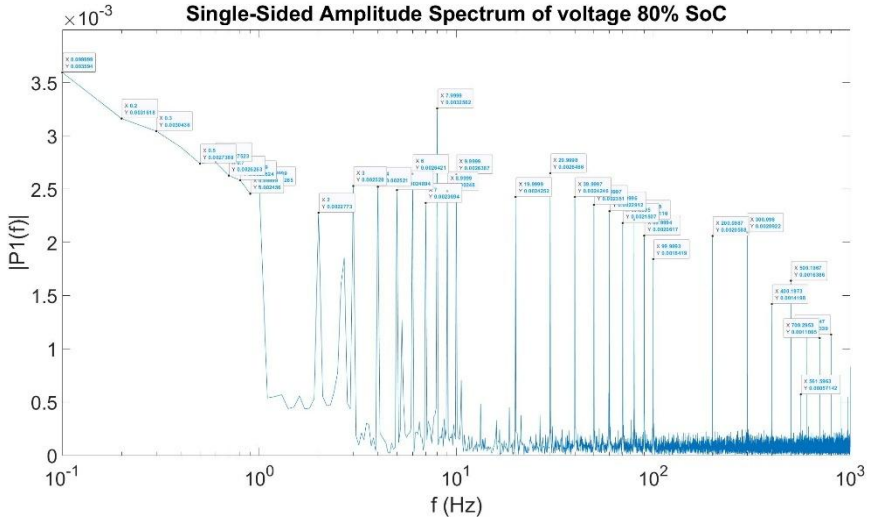


Figura 55 Transformada Rápida de Fourier (FFT) en voltaje y corriente a 40% de SoC



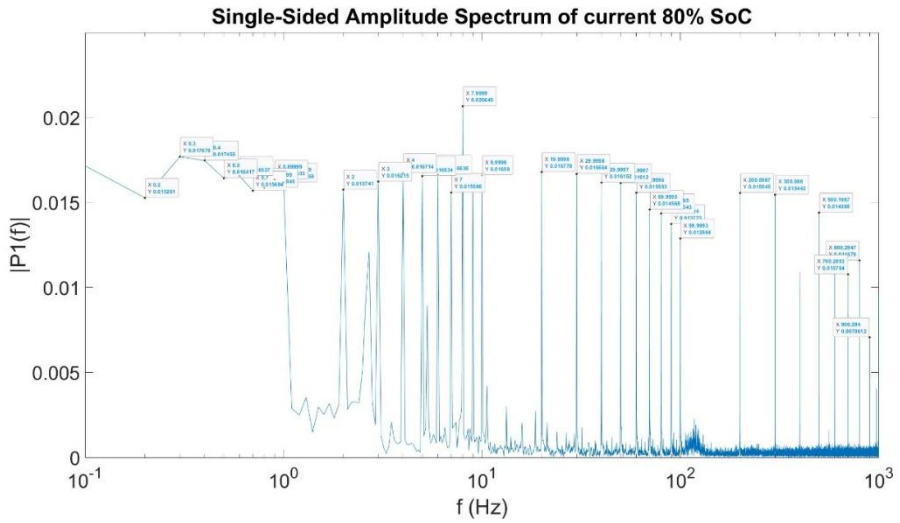


Figura 56 Transformada Rápida de Fourier (FFT) en voltaje y corriente a 80% de SoC

La Figura 54, Figura 55 y la Figura 56, correspondientes a los espectros de amplitud de un solo lado, evidencian claramente la presencia de picos espectrales en las frecuencias de interés, que coinciden con las componentes definidas en la señal multiseno. Este comportamiento se observa de manera consistente en los espectros de corriente y voltaje para los tres niveles de SoC analizados, lo que confirma que la excitación EIS se aplicó correctamente al sistema y que el paquete de baterías respondió dinámicamente a dichas perturbaciones.

Asimismo, se aprecia que la amplitud de las componentes espectrales varía con el SoC, lo cual es coherente con el comportamiento dependiente del estado de carga de los parámetros internos de la batería, como la resistencia interna y los efectos capacitivos.

A pesar de contar con señales de corriente y voltaje adecuadamente excitadas y con un contenido espectral bien definido, no fue posible construir el diagrama de Nyquist del paquete de baterías analizado. Esta limitación se atribuye a dificultades en el procesamiento y análisis de las señales de impedancia en un sistema compuesto por un paquete de baterías, donde influyen factores como:

- La variabilidad interna entre celdas.
- El nivel de ruido presente en las mediciones.
- Las restricciones del método de análisis empleado.

No obstante, el análisis en el dominio de la frecuencia mediante FFT permitió validar la correcta implementación de la estrategia de excitación EIS y proporciona una base sólida para futuros trabajos orientados a la obtención de modelos de impedancia más robustos en sistemas de paquete de baterías.

7 CONCLUSIONES

En este trabajo se desarrolló e integró una solución para el control y monitoreo de un sistema de carga y balanceo de un paquete de baterías Li-ion, utilizando el SoC como variable principal de realimentación. La estrategia combina un lazo externo de SoC con los lazos internos de corriente constante y voltaje constante (CC-CV) implementados en un convertidor CD-CD tipo Forward. Además, se incorporó la Espectroscopía de Impedancia Electroquímica (EIS) como herramienta de monitoreo orientada al diagnóstico del estado de salud.

Se modeló, diseñó, simuló e implementó un convertidor Forward acorde con las especificaciones del paquete (rango de voltaje, corriente de carga y potencia), y se verificó su funcionamiento mediante pruebas experimentales de conmutación y de potencia. Además, se modeló el sistema convertidor–batería mediante un enfoque de espacio de estados promediado, lo que permitió validar el diseño y sintonización de controladores PI para los modos CC y CV.

Se implementó un estimador de SoC (estado de carga) mediante un filtro de Kalman extendido (EKF) basado en un ECM (modelo de circuito equivalente) de batería tipo Thevenin, ajustado con datos experimentales del paquete de baterías. La comparación entre el estado de carga estimado y el estado de carga de conteo de Coulomb evidencia un seguimiento adecuado, lo que respalda el uso del EKF como realimentación para un lazo externo de SoC (estado de carga). En la práctica, solo se construyó un prototipo del convertidor Forward en un paquete de baterías.

Respecto al SoH (Estado de Salud), se integró la Espectroscopía de Impedancia Electroquímica (EIS) mediante una señal multiseno (0.1 Hz–1 kHz) inyectada en el ciclo de trabajo del convertidor, fijando la corriente en un valor bajo y operando temporalmente en lazo abierto para evitar que el controlador compensara la perturbación. Las primeras pruebas en una sola celda confirmaron la existencia de frecuencias de interés en la FFT (Transformada Rápida de Fourier) validando la correcta inyección y respuesta del sistema, además de un diagrama de Nyquist parcial de la impedancia de la celda a frecuencias bajas. En las mediciones realizadas en niveles específicos de SoC (10 %, 40 % y 80 %) en el paquete de baterías, el análisis FFT de corriente y voltaje confirmó la presencia de picos en las frecuencias objetivo. Sin embargo, aunque el contenido espectral fue consistente, no se logró construir el diagrama de Nyquist del paquete de baterías. Este resultado sugiere que, a nivel de paquete, el procesamiento de impedancia enfrenta retos prácticos (ruido, variabilidad entre celdas o limitaciones del método de análisis), por lo que la obtención confiable de la impedancia del paquete de baterías requiere mejorar la estrategia de análisis y de adquisición. Por lo tanto, no fue posible obtener información detallada sobre el SoH (Estado de Salud) del paquete de baterías. Aun con esta limitación, el trabajo deja implementada la infraestructura de excitación y validación espectral.

De acuerdo con los objetivos planteados, se logró la implementación del convertidor Forward, la caracterización del paquete de baterías, la estimación del SoC mediante el filtro de Kalman extendido (EKF) y la integración de una estrategia de carga CC-CV con lazo externo de SoC. Asimismo, se desarrolló la infraestructura experimental para la inyección de señales de espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS) y el análisis de su respuesta espectral. Sin embargo, el objetivo de obtener información detallada sobre el estado de salud (SoH) mediante EIS se cumplió solo parcialmente, ya que la metodología permitió validar la

excitación y el contenido frecuencial, pero no posibilitó la construcción confiable del diagrama de Nyquist del paquete ni la extracción de parámetros de impedancia asociados al estado de salud.

Las principales contribuciones de esta tesis incluyen el diseño e implementación experimental de un convertidor Forward para la carga de baterías de ion de litio, la caracterización del paquete mediante un modelo equivalente de Thévenin ajustado con datos experimentales, la implementación de un filtro de Kalman extendido (EKF) para la estimación del SoC con menor sensibilidad al ruido en comparación con el conteo de Coulomb, la integración de un lazo externo de SoC en la estrategia CC-CV y la incorporación de una señal multiseno para validar la viabilidad de realizar pruebas EIS desde el propio convertidor.

Para trabajos futuros, se recomienda optimizar el acondicionamiento y procesamiento de las señales de corriente y voltaje durante las pruebas EIS, implementar técnicas de filtrado y estimación de fase más robustas, evaluar la respuesta individual de cada celda dentro del paquete y validar la estrategia con paquetes que contengan un mayor número de celdas y diferentes niveles de degradación. Además, sería pertinente cerrar el lazo de balanceo considerando simultáneamente el SoC y el SoH, una vez que la estimación de impedancia del paquete sea confiable.

8 BIBLIOGRAFÍA

[1] S. Dalvi y S. Thale, “Design of DSP Controlled Passive Cell Balancing Network based Battery Management System for EV Application”, en *Proceedings - 2020 IEEE India Council International Subsections Conference, INDISCON 2020*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., oct. 2020, pp. 84–89. doi: 10.1109/INDISCON50162.2020.00029.

[2] J. Su, S. Schneider, E. Yaz, y F. Josse, “Online State of Charge Estimation of Lithium-ion Battery Cells: A Multiple Model Adaptive Estimation Approach”, en *2021 American Control Conference (ACC)*, 2021, pp. 4447–4452. doi: 10.23919/ACC50511.2021.9482734.

[3] X. Li, X. Yin, Z. Tian, X. Jiang, L. Jiang, y J. Smith, “Multi-layer state of health balancing control for a battery-based energy storage system to extend cycle life based on active equalization circuits”, *Front. Energy Res.*, vol. 10, 2022, doi: 10.3389/fenrg.2022.966422.

[4] Y. Xing, W. He, M. Pecht, y K. L. Tsui, “State of charge estimation of lithium-ion batteries using the open-circuit voltage at various ambient temperatures”, *Appl. Energy*, vol. 113, pp. 106–115, 2014, doi: https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2013.07.008.

[5] H. Xu, X. Hu, y Q. Zhang, “An EKF Algorithm for Lithium-ion Battery SOC Estimation Based on an Equivalent Circuit Model”, en *2022 IEEE International Conference on Power Systems and Electrical Technology (PSET)*, 2022, pp. 17–22. doi: 10.1109/PSET56192.2022.10100417.

[6] O. Rahbari, N. Omar, P. Van Den Bossche, y J. Van Mierlo, “A centralized state of charge estimation technique for electric vehicles equipped with lithium-ion batteries in smart grid environment”, en *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2018, pp. 1721–1725. doi: 10.1109/ICIT.2018.8352442.

[7] A. S. Kumar, P. K. Aher, y S. L. Patil, “SOC Estimation using Coulomb Counting and Fuzzy Logic in Lithium Battery”, en *2022 International Conference on Industry 4.0 Technology (I4Tech)*, 2022, pp. 1–5. doi: 10.1109/I4Tech55392.2022.9952949.

[8] C. Lyu, T. Zhang, W. Luo, G. Wei, B. Ma, y L. Wang, “SOH Estimation of Lithium-ion Batteries Based on Fast Time Domain Impedance Spectroscopy”, en *2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, jun. 2019, pp. 2142–2147. doi: 10.1109/ICIEA.2019.8834119.

[9] D. Simatupang y S. Y. Park, “Integration of Battery Impedance Spectroscopy With Reduced Number of Components Into Battery Management Systems”, *IEEE Access*, vol. 10, pp. 114262–114271, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3217095.

[10] M. Abedi Varnosfaderani y D. Strickland, “A Comparison of Online Electrochemical Spectroscopy Impedance Estimation of Batteries”, *IEEE*

Access, vol. 6, pp. 23668–23677, feb. 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2808412.

[11] S. M. Qaisar, “Li-Ion Battery SoH Estimation Based on the Event-Driven Sampling of Cell Voltage”, en *2020 2nd International Conference on Computer and Information Sciences (ICCIS)*, oct. 2020, pp. 1–4. doi: 10.1109/ICCIS49240.2020.9257629.

[12] M. Saleh, M. A. S. Masoum, L. Meek, y M. Abshar, “Control algorithm for bidirectional fly-back active cell balancer with interleaved transformer connections”, en *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/PESGM.2016.7741589.

[13] M. Ali, B. Hredzak, y J. E. Fletcher, “An Electrochemical Impedance Spectroscopy Technique for Battery Packs with Modular Dual Active Bridge Converter Based Active Balancers”, en *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, APPEEC*, IEEE Computer Society, 2022. doi: 10.1109/APPEEC53445.2022.10072097.

[14] Y.-L. Lee, C.-H. Lin, y S.-J. Yang, “Power Loss Analysis and a Control Strategy of an Active Cell Balancing System Based on a Bidirectional Flyback Converter”, *Applied Sciences*, vol. 10, núm. 12, 2020, doi: 10.3390/app10124380.

[15] J. Zheng, J. Chen, y Q. Ouyang, “Variable Universe Fuzzy Control for Battery Equalization”, *J. Syst. Sci. Complex.*, vol. 31, núm. 1, pp. 325–342, feb. 2018, doi: 10.1007/s11424-018-7366-7.

[16] R. Li, P. Liu, K. Li, y X. Zhang, “Research on Retired Battery Equalization System Based on Multi-Objective Adaptive Fuzzy Control Algorithm”, *IEEE Access*, vol. 11, pp. 89535–89549, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3306784.

[17] Z. Zhang, L. Zhang, L. Hu, y C. Huang, “Active cell balancing of lithium-ion battery pack based on average state of charge”, *Int. J. Energy Res.*, vol. 44, núm. 4, pp. 2535–2548, mar. 2020, doi: 10.1002/er.4876.

[18] D. Zhang *et al.*, “State-of-Charge Balancing Control for Dual-Bus Battery System with Low-Voltage Output Regulation”, *World Electric Vehicle Journal*, vol. 15, núm. 1, ene. 2024, doi: 10.3390/wevj15010010.

[19] Z. Xia y J. A. Abu Qahouq, “State-of-Charge Balancing of Lithium-Ion Batteries with State-of-Health Awareness Capability”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 57, núm. 1, pp. 673–684, ene. 2021, doi: 10.1109/TIA.2020.3029755.

[20] J. A. Abu Qahouq, L. Zhang, Y. Cao, y B. Balasubramanian, “DC-DC power converter controller for SOC balancing of paralleled battery system”, en *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, IEEE, mar. 2016, pp. 1868–1871. doi: 10.1109/APEC.2016.7468122.

[21] Y. Cao y J. A. Abu Qahouq, “Hierarchical SOC Balancing Controller for Battery Energy Storage System”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, núm. 10, pp. 9386–9397, oct. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3021608.

[22] S. Benkhira, “Parametrización y Modelado de una batería de Ion de litio.”, 2025.

[23] G. Plett, *Battery Management Systems, Volume I: Battery Modeling*. Artech, 2015. [En línea]. Disponible en: http://ieeexplore.ieee.org/document/9100168
[24] R. Iglesias *et al.*, “Modelado y Simulación de una Batería de Ion-Litio Comercial Multicelda”, 2012.
[25] A. Araceli Contreras Sillero, N. Vázquez Nava, C. Verónica Hernández Gutiérrez, J. Vázquez Nava, y U. Rey Juan Carlos, “REVISIÓN DE MÉTODOS PARA LA ESTIMACIÓN DE LOS ESTADOS DE CARGA Y SALUD DE UNA BATERÍA Joaquín Vaquero López”, 2017. [En línea]. Disponible en: http://itcelaya.edu.mx/ojs/index.php/pistas
[26] J. Li, Y. Li, H. Liu, C. Lyu, H. Yang, y S. Ma, “Research on application technology of lithium battery assessment technology in energy storage system”, *Energy Reports*, vol. 9, pp. 1003–1013, 2023, doi: https://doi.org/10.1016/j.egyr.2023.05.088.
[27] R. Schacht, “Planeación de misión de vehículos aéreos no tripulados basado en la condición de salud de la batería”, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2019.
[28] P. Vyroubal y T. Kazda, “Equivalent circuit model parameters extraction for lithium ion batteries using electrochemical impedance spectroscopy”, *J. Energy Storage*, vol. 15, pp. 23–31, feb. 2018, doi: 10.1016/j.est.2017.10.019.
[29] R. Muñoz-Sánchez, P. U. Solano-Gutiérrez, E. Carrera-Avendaño, y C. D. García-Beltrán, “Equivalent Circuit Models for Lithium Batteries: A Perspective for Impedance Calculation”.
[30] Rimsha *et al.*, “State of charge estimation and error analysis of lithium-ion batteries for electric vehicles using Kalman filter and deep neural network”, *J. Energy Storage*, vol. 72, p. 108039, nov. 2023, doi: 10.1016/J.EST.2023.108039.
[31] M. Cobo, C. Directores, : Luis, A. Fernández Fernández, J. Carlos, y F. Troyano, “El filtro de Kalman con aplicaciones en inversiones”, 2021.
[32] G. Bishop y G. Welch, “Introduction to the Kalman Filter”, 2001. Consultado: el 4 de diciembre de 2024. [En línea]. Disponible en: https://www.acm.org/
[33] R. Munuera, “Filtro de Kalman y sus aplicaciones”, Universitat de Barcelona, Barcelona, 2018.
[34] N. Wassiliadis *et al.*, “Revisiting the dual extended Kalman filter for battery state-of-charge and state-of-health estimation: A use-case life cycle analysis”, *J. Energy Storage*, vol. 19, pp. 73–87, oct. 2018, doi: 10.1016/j.est.2018.07.006.
[35] G. L. Plett, “Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs: Part 1. Background”, *J. Power Sources*, vol. 134, núm. 2, pp. 252–261, ago. 2004, doi: 10.1016/J.JPOWSOUR.2004.02.031.
[36] S. O. A. R. Ang, *Power-Switching Converters*. Crc Press-taylor & Francis Group, 2011.
[37] A. Turksoy, A. Teke, y A. Alkaya, “A comprehensive overview of the dc-dc converter-based battery charge balancing methods in electric vehicles”, el 1 de noviembre de 2020, *Elsevier Ltd*. doi: 10.1016/j.rser.2020.110274.

[38] S. S, “A Single Phase Single Source Transistor Clamped 7-Level H-Bridge Multilevel Inverter with Voltage Boosting Capacity”, *International Journal of Engineering Research and*, vol. V9, jun. 2020, doi: 10.17577/IJERTV9IS060610.
[39] M. P. Kazmierkowski, “Power-Switching Converters (Simon, A. and Oliva, A.; 2011) [Book News]”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, núm. 1, p. 68, 2013, doi: 10.1109/MIE.2012.2236486.
[40] R. Nemes, *Parameters identification using experimental measurements for equivalent circuit Lithium-Ion cell models*. IEEE, 2019.
[41] D. Flores, “Comparación de modelos de circuito eléctrico equivalente para una batería de Ion-Litio con validación experimental”, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2020.
[42] O. Arregi *et al.*, “A new equivalent circuit model parametrization methodology based on current pulse tests for different battery technologies”, *Energies (Basel).*, vol. 14, núm. 21, nov. 2021, doi: 10.3390/en14217255.
[43] W. Huang y J. A. Abu Qahouq, “Energy Sharing Control Scheme for State-of-Charge Balancing of Distributed Battery Energy Storage System”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, núm. 5, pp. 2764–2776, may 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2363817.
[44] R. Muñoz, “Estimación del estado de salud en una celda Li-ion mediante el análisis espectral aplicado a mediciones de impedancia electroquímica”, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2025.