

# IBEMOB'22

Proceedings of 1<sup>st</sup> Iberoamerican  
Workshop on Electromobility

**EDITORS:**

**Alicia Triviño**

**Inmaculada Casaucao**



**SUPPORTED BY:**



# 1<sup>st</sup> Iberoamerican Workshop on Electromobility

IBEMOB'22

Málaga, 5<sup>th</sup> and 6<sup>th</sup> April 2022

Editors:

Alicia Triviño

Inmaculada Casaucao

# Presentation

The 2020-2050 horizon, and the 2030 Agenda in particular, propose the reduction of CO<sub>2</sub> emissions as an effective mechanism for adapting to climate change. The United States Environmental Protection Agency estimated that the 28% of greenhouse gas emissions came from the transport sector in 2018. In particular, within this percentage, 60% came from light-duty vehicles. In Europe, the origin was also similar, with road transport accounting for 72% of emissions. Therefore, if sustainable mobility models are not introduced, the environmental problem will become significantly worse as it is estimated that urban journeys will increase by 70% by 2050. The most common journeys will be those that take place in densely populated areas, and Ibero-America will account for a large part of this population. Specifically, according to ONU Habitat, nearly 80% of the population lives in cities in Ibero-America and the number of cities has increased sixfold in the last 50 years. With respect to transport rates, this has also experienced a notable increase, with the conclusion that the vehicle fleet in the region will triple in the next 25 years, reaching more than 200 million units in 2050.

A promising approach to promote sustainable mobility models is to increase the presence of Electric Vehicles (EVs). Despite the environmental and operational advantages they offer to the Smart Grid, EVs have not yet expanded in the market. In September 2018, a record of four million EVs were sold globally, but the EV penetration rate is uneven depending on the country concerned. Thus, the Latin American region (including Spain and Portugal) is still far from other markets such as China (with a relevant charging infrastructure) or Norway (with 45% of EVs sold compared to total vehicle sales in 2018).

The research network RIEMOV (Red Iberoamericana de Investigación en Electromovilidad) was funded in April 2021 thanks to AUIP (Asociación Universitaria Iberoamericana de Postgrado). Since then, it has been an useful tool for the collaboration of 18 research groups from 13 different countries in Iberoamerica. For the studies on electromobility, collaboration is specially positive as advances on this field usually requires the development of prototypes and the the integration of multiple techniques which are difficult to be done by only one group. Among the works carried out by RIEMOV, we include the 1<sup>st</sup> Iberoamerican Workshop on Electromobility, in which the authors explain some research activities on this topic.

## Programme committee

Alicia Triviño, University of Málaga (Spain)

Héctor Chiacchiarini, Universidad Nacional del Sur (Ecuador)

Jaime Paúl Ayala, Universidad de las Fuerzas Armadas (Ecuador)

Cristian de Angelo, Universidad Nacional de Río Cuarto (Argentina)

## Organising committee

Alicia Triviño, University of Málaga (Spain)

Inmaculada Casaucao, University of Málaga (Spain)

## Reviewers

Alberto Delgado (Universidad Politécnica de Madrid, Spain)

Alicia Triviño (University of Málaga, Spain)

Pedro Roncero (University of Castilla la Mancha, Spain)

Javier Vázquez (University of Castilla la Mancha, Spain)

Gabriela Pesce (Universidad Nacional del Sur, Argentina)

Jose Aguado (University of Málaga, Spain)

Francisco Jurado (University of Jaén, Spain)

Juan Ramón Heredia (University of Málaga, Spain)

Mario Javier Durán (University of Málaga, Spain)

José Manuel González (University of Málaga, Spain)

Juan María Velasco (University of Málaga, Spain)

Héctor Gerardo Chiacchiarini (Universidad Nacional del Sur, Argentina)

Norberto García (Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, México)

Cristian H. De Angelo (Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina)

Sebastián de la Torre (University of Málaga, Spain)

# Contents

Verificación de la bidireccionalidad en un convertidor CD-CD tipo DDBC	6
Estudio de un convertidor CA-CA tipo directo	11
Evaluating the determinants in the adoption of electric mobility	17
Hybrid fuel cell-battery-sypercapacitor energy management system controlled by sliding modes	21
Multiphysics simulation of powerpack composed with LiFePO4 commercial cylindrical battery cell	28
Sistema de transmision inalámbrica simultánea de potencia y datos	36
Estudio de un cargador inalámbrico SAE J-2954 ante desalineamientos	41
Control de convertidor boost interleaved para sistemas de almacenamiento híbrido en VE	45
Diseño de una micro-red eléctrica universitaria de investigación	50
Estrategia de detección y localización de fallas en sensor de velocidad y llaves del inversor para accionamientos eléctricos de tracción	57
Segunda vide de celdas de LiFePO4 provenientes de un vehículo eléctrico	64

# Verificación de la bidireccionalidad en un convertidor CD-CD tipo DDBC

Francisco J. Arizaga-Ayala, Juan M. Ramirez  
 Electrical Engineering Department  
 CINVESTAV del IPN – Unidad Guadalajara  
 Zapopan, Jal., MEXICO, 45019  
 francisco.arizaga[joramirez]@cinvestav.mx

Julio C. Rosas-Caro  
 Electrical Engineering Department  
 Universidad Panamericana – Campus Guadalajara  
 Zapopan, Jal., MEXICO, 45019  
 crosas@up.edu.mx

**Resumen**—Este trabajo presenta un estudio sobre el comportamiento de un convertidor CD-CD *double dual boost* (DDBC) utilizando simulaciones en Matlab/Simulink. El objetivo es demostrar la bidireccionalidad del convertidor mediante la simulación de carga de dos baterías. Cada una de ellas es cargada en un determinado tiempo observando el cambio de dirección en la corriente, la cual es regulada mediante un controlador PI. Se exhiben resultados de las señales PWM que manejan los interruptores para diferentes valores de voltaje, y se relaciona el ciclo de trabajo con la ganancia para este convertidor. Una vez demostrada la bidireccionalidad del convertidor, éste es propuesto como el núcleo de un convertidor CD-CD de un transformador electrónico de potencia (PET).

**Palabras clave**-- Convertidor CD-CD, Double dual boost, Electrónica de potencia, Matlab/Simulink, PET.

## INTRODUCCIÓN

El aumento en el uso de las energías renovables ha motivado la evolución de las tecnologías de conversión para el almacenamiento en baterías. Un claro ejemplo de esto son los vehículos eléctricos, los cuales requieren el almacenamiento o la transferencia de energía de una batería a otra [1]. Los dispositivos de acumulación de energía, como, por ejemplo, la batería o el super-condensador son utilizados para satisfacer el equilibrio de energía entre la fuente que suministra la potencia y la demanda o carga [2]. Los convertidores CD-CD bidireccionales pueden ser utilizados para diferentes aplicaciones como baterías, generación de energía renovable o en micro redes. Las baterías juegan un papel muy importante en las aplicaciones de energías limpias [3]. Sin embargo, las fuentes de energía renovables tienen requisitos especiales en su calidad, los cuales hacen que se requieran convertidores con corriente de entrada continua y ondulación de baja corriente [4].

El voltaje producido por la mayoría de las energías renovables no es lo suficientemente alto como para cargar directamente una batería, por lo cual es necesario un convertidor CD-CD que aumente el voltaje. Los convertidores *Buck-Boost* realizan un trabajo simple de aumentar o disminuir el voltaje de forma bidireccional [3]. El principal inconveniente de estos convertidores bidireccionales son sus bajos índices de conversión. Para mayores ganancias, el ciclo de trabajo tiende a ser muy grande para operaciones donde se requiere aumentar el voltaje, y deben ser demasiado estrechos para aplicaciones donde se necesite reducir el voltaje. Sin embargo, al aumentar el ciclo de trabajo del convertidor, los picos en los interruptores y la inductancia de fuga se incrementa y entonces la eficiencia disminuye.

Los convertidores que contienen transformadores en sus estructuras pueden proporcionar relaciones de conversión más altas, debido a que tales convertidores pueden lograr altas relaciones de conversión mediante la relación del número de vueltas de sus devanados. Sin embargo, los convertidores sin transformadores, que se basan en el uso de interruptores y condensadores, son uno de los métodos eficaces para lograr altas relaciones de conversión evitando los inconvenientes que tienen al utilizar tanto transformadores como inductores acoplados [5].

Con la finalidad de resolver los diferentes desafíos mencionados, se han investigado nuevas topologías, la mayoría de las cuales proporcionan una tensión de salida bien regulada a partir de una tensión de entrada variable. Una de esas topologías interesantes es el convertidor *double dual boost* (DDBC por sus siglas en inglés) [6]-[7]. Este puede ser considerado como un convertidor de impulso intercalado modificado debido a que la salida de las etapas de conmutación no está en paralelo, sino en serie entre ellos y con la fuente de entrada. El DDBC es capaz de cancelar un porcentaje de la corriente de entrada de onda (rizo) de acuerdo con el ciclo de trabajo, la corriente de onda incluso puede ser totalmente suprimida para algunas ganancias de voltaje [4].

Mientras que el convertidor bidireccional CD-CD es utilizado para acondicionar la tensión del dispositivo de almacenamiento de energía en función del proceso de descarga o carga, un control proporcional-integral (PI) se utiliza normalmente para el seguimiento de la corriente de referencia del convertidor bidireccional. Sin embargo, el modo de operación del convertidor el tipo de *Boost* y el tipo *Buck*, varía de manera impredecible determinado por la distribución de energía [2].

La estructura de un transformador electrónico de potencia (PET) básica incluye una etapa CD-CD, la cual es considerada como el núcleo de tales transformadores ya que son capaces de lograr conversión de voltaje CD, flujo de energía bidireccional, alta frecuencia y aislamiento eléctrico [8].

Los convertidores CD-CD bidireccionales no-aislados de alta frecuencia se están convirtiendo en el centro de atención, ya que su relación de ganancia de voltaje y su control son más sencillos que los aislados convencionales [9]. Por esta razón se propone el convertidor *double dual boost* como núcleo de un PET.

## II. TOPOLOGÍA DEL DDBC

En la Fig. 1 se muestra la topología del convertidor CD-CD DDBC que está dividida en dos ramas. En la primera rama se encuentra la batería B1 y el inductor L1. En la segunda

rama se encuentra la batería B2 con sus respectivos componentes L2, C2 e interruptores. El voltaje de salida B2 puede calcularse como la suma del voltaje de los capacitores C1 y C2 (1).

$$B_2 = V_{C1} + V_{C2} - B_1 \quad (1)$$

La idea principal de esta topología se basa en que cada interruptor permita el flujo de potencia bidireccional, modificando su tiempo de encendido y apagado.

### A. Resultados de la Topología

La topología del convertidor CD-CD *double dual boost* revisado en la sección II se simula en Matlab/Simulink. La Fig. 2 representa el funcionamiento de un generador de AC rectificado y conectado a una batería en el punto B2 de la Fig. 1. El generador tiene un voltaje de 400 VAC y una potencia de 756W. Después de ser rectificado, el voltaje de batería 2 es de 400 VDC y el cual puede ser transferido a B1 mediante la medición y control de la corriente que fluye del generador al convertidor.

El modelo de la batería utilizada incluye la especificación de diversos parámetros para su funcionamiento; como, la capacidad en A-h, el voltaje nominal, la eficiencia, etc. El modelo empleado en la simulación puede utilizar modelos aproximados de baterías reales para tener un mejor acercamiento a un desempeño no-ideal.

Los valores de los parámetros y valores de la simulación se resumen en la Tabla I. Los componentes pasivos mostrados en Tabla I han sido seleccionados de valores comerciales para obtener resultados validos con un menor costo que los convencionales.

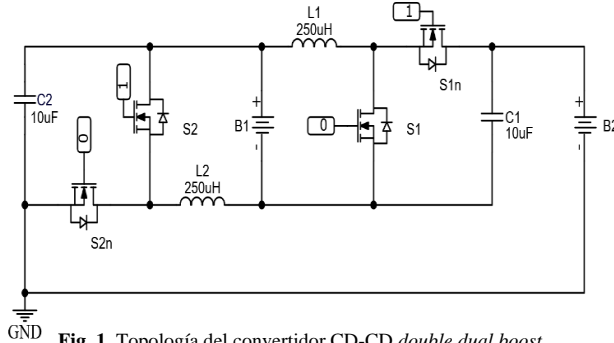


Fig. 1. Topología del convertidor CD-CD *double dual boost*.

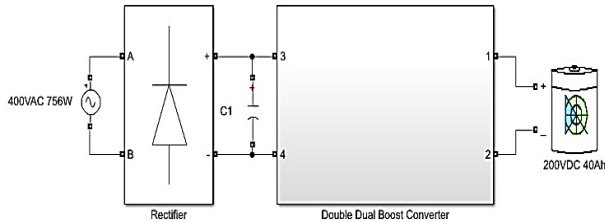


Fig. 2. Topología en simulación mediante el uso de Simulink.

TABLA I.

Parámetros del circuito simulado

Parámetros	Valores
Batería 1	110 V, 40 Ah, 50% SCO y 0.5 tiempo de respuesta.
Batería 2	470 VDC rectificadas
Inductor 1, 2	250 $\mu$ H, corriente inicia 1 A
Capacitor 1, 2	10 $\mu$ F, voltaje inicial 40V
Frecuencia de interruptores	50 kHz
Tiempo de muestreo	1 $\mu$ s

### B. Control de Corriente

En la Fig. 3 se ilustra el control utilizado para medir y controlar la corriente que sale o entra de batería 2. Primero, se selecciona un valor de referencia. En este documento se utiliza una referencia de 0.1 durante 0.25 s para después cambiar a un valor negativo de 0.1 durante otros 0.25 s. La señal de referencia es la encargada de dar la dirección de la corriente de las baterías ya sea para cargar o descargar ambas baterías.

El control del sistema se basa en el control del error de la señal de referencia y la señal medida en la batería 2. Se utiliza un control Proporcional-Integral (PI). La constante proporcional utilizada es de 0.5 mientras que la constante integral es de 850. Estos valores sintonizados permiten al control tener una respuesta lo suficientemente rápida como para alcanzar el valor de referencia. El control se encarga de genera un valor de constante entre 0.05 y 0.95 que se compara con dos señales triangulares de 50 kHz desfasadas 180° una de otra. La operación que resulta de comparar estas señales generan un valor alto o bajo de una señal PWM con distinto tiempo entre el encendido o apagado, dependiendo del control PI.

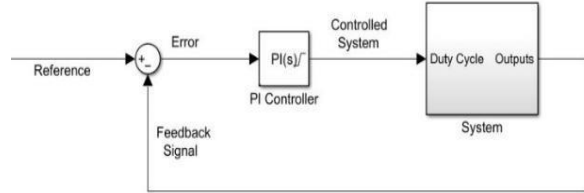


Fig. 3. Sistema de control de corriente bidireccional mediante un controlador PI.

## III. RESULTADOS

En la Fig. 4 se observan la señal de referencia y la corriente de salida medida y controlada. La referencia comienza con un valor positivo de 0.1. Poco después de 0.25 segundos el valor cambia a un valor negativo de 0.1. Se observa en la Fig. 4 que la respuesta de la corriente de salida tiene el comportamiento de la señal de referencia debido al control PI utilizado.

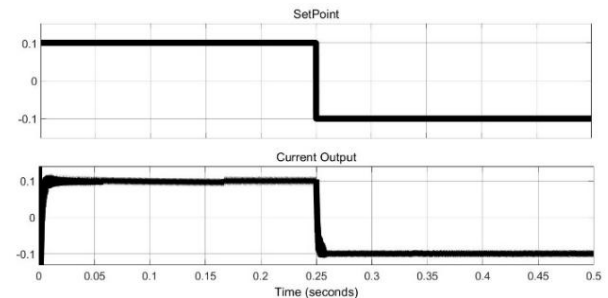


Fig. 4. Señal de referencia y corriente de salida controlada.

Similarmente, en la Fig. 5 se nota el comportamiento de las baterías utilizadas por el simulador. Para el caso de la corriente positiva, se tiene que la corriente fluye hacia la batería 2; por lo tanto, la batería 2 deberá ser cargada. Después de 250 ms la dirección de la corriente cambia debido al control PI, así como las señales PWM que enciende y apagan los interruptores del convertidor CD-CD double dual boost.

En la Fig. 5 se indica que transcurridos 0.25 s, el voltaje en la batería 2 comienza a descender mientras que el voltaje en la batería 1 incrementa. Sin embargo, es necesario aclarar que el comportamiento de la batería es ideal. Esto significa que la batería no utiliza los parámetros de carga y descarga de una batería real, en Tabla I se describe el valor de ambas baterías. Uno de los parámetros que influyen en el comportamiento de los resultados es el tiempo de respuesta de ambas baterías, si el tiempo de respuesta aumenta ambas baterías tardan más en cargar o descargar.

#### A. Señal de Control PWM con Diferentes Ciclos de Trabajo

El convertidor CD-CD double dual boost es controlado por una señal PWM que se encarga de encender o apagar el interruptor S1, S1n, S2 o S2n dependiendo del error de la referencia y la corriente de salida. Como se mencionó en la sección II.B. El ciclo de trabajo es una constante que cambia de 0.05 a 0.95 o de 5% a 95% dependiendo de la distribución de energía entre las baterías. Para esta aplicación este es el intervalo utilizado aunque, en general, el ciclo de trabajo puede tomar valores en el intervalo (0, 1).

En la Fig. 6 se ilustra el comportamiento de la constante del ciclo de trabajo que cambia de 0.6 a 0.7 cuando la corriente se mantiene positiva y después cambia de forma drástica de 0.7 a 0.6. Esto significa que los interruptores que se abren y se cierran con un periodo de 20  $\mu$ s tendrán un tiempo de encendido de 12  $\mu$ s y 8  $\mu$ s de apagado que después será modificado a 14  $\mu$ s y 6  $\mu$ s apagado.

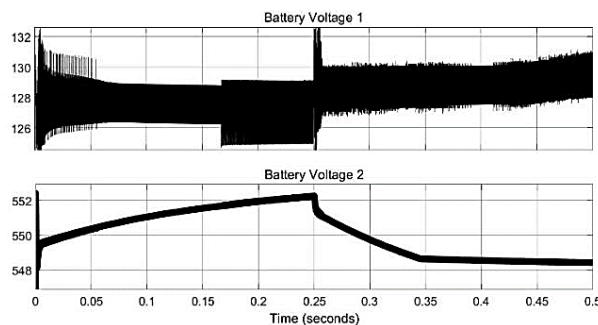


Fig. 5. Carga y descarga del voltaje en las baterías.

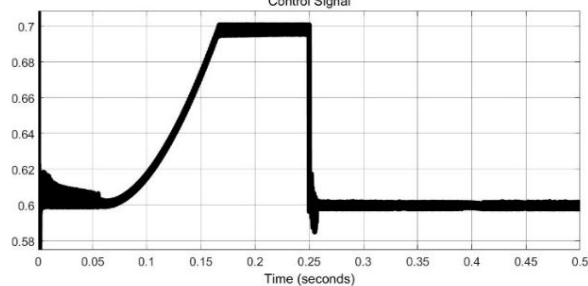


Fig. 6. Señal de control del circuito simulado.

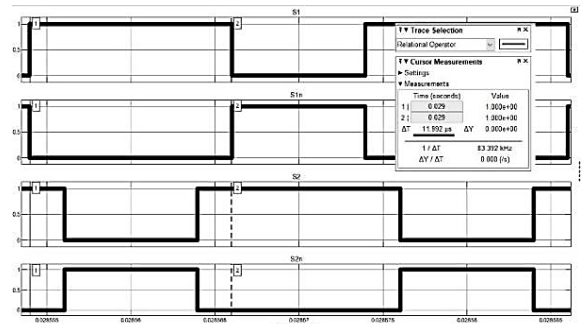


Fig. 7. Señal PWM para la carga de la batería 2.

La señal PWM generada para cargar la batería 2, tiene un tiempo de encendido de 12  $\mu$ s para el interruptor S1 una vez transcurridos 0.028 segundos. Si comparamos la Fig. 6 con la Fig. 7 se tiene que para ese periodo de tiempo ambas figuras indican que el ciclo de trabajo debe ser del 60%; si multiplicamos 20  $\mu$ s por 0.6 se tienen los 12  $\mu$ s de la Fig. 7.

En la Fig. 8 se observa que la señal PWM generada para controlar la corriente cuando se carga la batería 1 tiene un tiempo de encendido de 14  $\mu$ s. Esto significa que el ciclo de trabajo deberá ser de 70% como indica la Fig. 6 para 210 ms.

En general, el ciclo de trabajo de la señal PWM generada dependerá de los voltajes de las baterías y las señales generadas pueden ir cambiando con respecto al control PI y la distribución del voltaje en ambas baterías.

En Fig 9. se puede apreciar el comportamiento de la corriente y el voltaje de los componentes pasivos. La señal principal durante los primeros 0.25 segundos es la del generador como indica el control descrito anteriormente. Después de 0.25 segundos la corriente y el voltaje decrecen debido a que ahora la señal principal mostrada es la batería B1 indicando que ahora es cargada desde el generador.

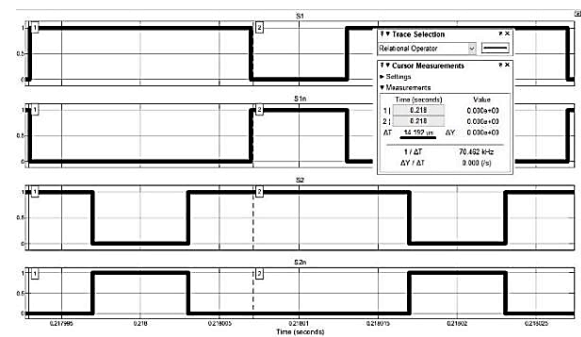


Fig. 8. Señal PWM para la carga de la batería 1

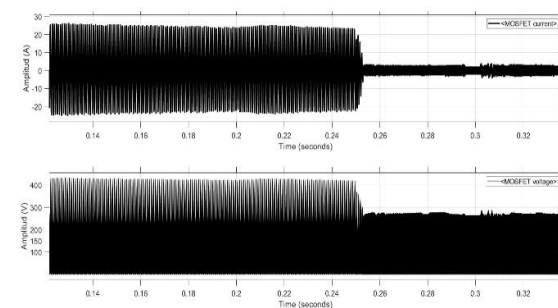


Fig. 9. Corriente y Voltaje en componentes pasivos.

### B. Relación de la ganancia y el ciclo de trabajo

En este documento, se ha mencionado que el convertidor simulado trabaja con los parámetros de la Tabla I. En estos parámetros se observa que el voltaje en la batería B1 es igual a 110 V mientras que para B2 es igual a 470 V obteniendo una ganancia de 4.27 como se muestra en (2).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{470V}{110V} = 4.27 \quad (2)$$

Para comprobar el funcionamiento del convertidor y obtener una relación de la ganancia y el ciclo de trabajo de las señales PWM, se fija como valor constante el valor de la batería B1 (110 V) y se cambia el voltaje de la batería B2 para obtener los valores de la Tabla II, donde se observan el ciclo de trabajo obtenido cuando la corriente es positiva (ciclo de trabajo 1), y el ciclo de trabajo cuando la corriente es negativa (ciclo de trabajo 2).

La Fig. 10 se gráfica para diferentes valores de ganancia y el ciclo de trabajo de la corriente positiva. Note que el ciclo de trabajo para ganancias altas se mantiene alrededor del 80% mientras que para ganancias bajas el ciclo de trabajo tiene un mayor cambio.

En la Fig. 10 se ubica el valor de la ganancia del caso simulado con ganancia de 4.27. Para este valor de ganancia resulta un valor de ciclo de trabajo cercano a los 70% valor indicado en el controlador de la Fig. 6. En la Tabla II, también se aprecia que para una ganancia de 4 se tiene un ciclo de trabajo del 63% cuando se carga la batería 2 y del 59% cuando se carga la batería 1. Estos valores se aproximan a los obtenidos en el control de la señal PWM mediante el uso del controlador PI.

**TABLA II**  
Relación del ciclo de trabajo y su ganancia

Ganancia	Ciclo de Trabajo 1	Ciclo de Trabajo 2
1	20	2
2	40	20
3	55	45
4	63	59
5	71	65
6	76	72
7	80	76
8	81	79
9	82	80.5

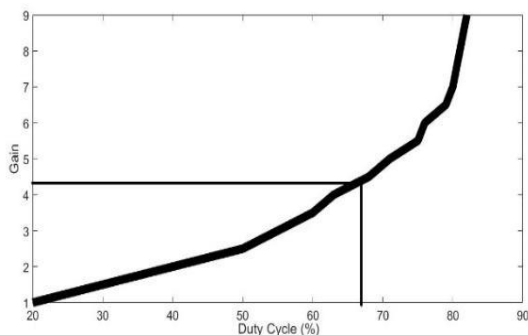


Fig. 10. Relación del ciclo de trabajo del convertidor dependiendo de su ganancia

### C. Aplicación en un transformador electrónico de potencia

El convertidor CD-CD double dual boost bajo estudio en este trabajo demostró que es capaz de distribuir la energía de sus baterías de forma bidireccional. Además, la relación entre la ganancia y el ciclo de trabajo de la Tabla II indica que es posible manejar voltajes elevados y mantener su funcionamiento de igual forma que para ganancias bajas.

Recordando que un transformador electrónico de potencia tiene características de bidireccionalidad gracias a una etapa central de conversión de energía CD-CD. Se propone el convertidor CD-CD DDBC como el núcleo de un convertidor electrónico de potencia cuyos valores de ganancia están alrededor de 2 a 6.

## IV. DISCUSIÓN

Este estudio se relaciona con el desarrollo y el control de un convertidor corriente directa a corriente directa (CD-CD). La topología seleccionada se considera muy pertinente para una aplicación en el transformador electrónico. Asimismo, lo es para aplicaciones de autos eléctricos y energías renovables.

El convertidor propuesto posee características altamente deseables para una aplicación bidireccional, como es el caso del transformador electrónico aplicado al manejo de la flexibilidad en una red eléctrica moderna, donde existen inyecciones de energía provenientes de diversas fuentes. Esto representa una ventaja competitiva sobre otras topologías cuyo punto de operación puede estar restringido.

El presente estudio exhibe el proceso para diseñar e implementar la topología propuesta. Se comienza por conceptos fundamentales, revisando alternativas actuales, mostrando el proceso de selección de componentes y por último se resumen resultados pertinentes para una aplicación con bidireccionalidad.

Se presentan resultados que permiten validar el uso de la topología elegida, así como resultados que indican la pertinencia en el desempeño del convertidor. Se trabaja para implementar un prototipo del convertidor DDBC de pequeña escala.

## V. CONCLUSIONES

El convertidor CD-CD double dual boost ha demostrado un correcto funcionamiento en cuanto la distribución de energía entre sus baterías. Al utilizar señales PWM para controlar la dirección de la corriente lo vuelve un convertidor sencillo de diseñar. Además, se agrega que el convertidor no utiliza componentes complicados de alcanzar lo que lo convierte en un convertidor no costoso.

El control Proporcional-Integral es capaz de controlar las señales PWM mediante un valor constante del ciclo de trabajo y la diferencia de las señales triangulares generadas. Al ser un control muy sencillo de diseñar, se puede utilizar algún microcontrolador de gama baja para llevar a cabo las tareas de medición y control de señales.

El uso del convertidor CD-CD double dual boost tiene ventajas en aplicaciones donde se utiliza convertidores con transformador o inductores acoplados debido a su relación del ciclo de trabajo y su ganancia. Al no tener un ciclo de trabajo muy alto se evita el estrés en los interruptores. Estas ventajas

lo posicionan como un excelente candidato a ser utilizado en un transformador electrónico de potencia en la etapa de conversión de energía CD-CD.

#### RECONOCIMIENTO

Los autores reconocen el apoyo del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología – México.

#### REFERENCIAS

- [1] K. Yamamoto, E. Hiraki, T. Tanaka, M. Nakaoka and T. Mishima, "Bidirectional CD-CD converter with full-bridge / push-pull circuit for automobile electric power systems," 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006, pp. 1-5, doi: 10.1109/pesc.2006.1711776.
- [2] Y. Wang, F. Qin and Y. Kim, "Bidirectional CD-CD converter design and implementation for lithium-ion battery application," 2014 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2014, pp. 1-5, doi: 10.1109/APPEEC.2014.7066140.
- [3] Sara. Mousavinezhad, Mehran. Sabahi, "High step-down/high step-up interleaved bidirectional CD-CD convert with low voltage stress on switches," The institution of Engineering and Technology, vol. 13, pp. 104-115, Nov, 2019.
- [4] J. E. Valdez-Resendiz, J. C. Rosas-Caro, J. C. Mayo-Maldonado, G. Calderon-Zavala, A. Valderrabano-Gonzalez and G. Escobar-Valderrama, "Voltage and Current Switching-Ripple Cancellation in the Double Dual Boost Converter," 2018 14th International Conference on Power Electronics (CIEP), 2018, pp. 89-95, doi: 10.1109/CIEP.2018.8573323.
- [5] Sara. Mousavinezhad, Mehran. Sabahi, "New Expendable Switched-Capacitor/Switched-Inductor High-Voltage Conversaion Ratio Bidirectional CD-CD Converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 3, pp. 2480-2487, Mar, 2020.
- [6] C. A. Villarreal-Hernandez, J. Loranca-Coutiño, J. C. Mayo-Maldonado, J. E. Valdez-Resendiz, P. M. García-Vite, A. Valderrabano-Gonzalez, and J. C. Rosas-Caro, "A Double Dual Boost Converter with Switching Ripple Cancellation for PEMFC Systems," Electronics, vol. 9, no. 10, p. 1592, Sep. 2020.
- [7] C. A. Villarreal-Hernandez, J. C. Mayo-Maldonado, G. Escobar, J. Loranca-Coutino, J. E. Valdez-Resendiz and J. C. Rosas-Caro, "Discrete-Time Modeling and Control of Double Dual Boost Converters With Implicit Current Ripple Cancellation Over a Wide Operating Range," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 7, pp. 5966-5977, July 2021.
- [8] J. Zhang, J. Liu, J. Yang, N. Zhao, Y. Wang and T. Q. Zheng, "A Modified CD Power Electronic Transformer Based on Series Connection of Full-Bridge Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 3, pp. 2119-2133, March 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2842728.
- [9] Z. Yan, J. Zeng, J. Liu and W. Lin, "A Novel Soft-Switching Bidirectional CD-CD Converter With High Voltage-Gain for Grid-Connected Energy Storage System," 2019 4th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/eGRID48402.2019.9092762.

# Estudio de un convertidor CA – CA tipo directo

Diego Gutiérrez-Torres, Juan M. Ramirez  
 Electrical Engineering Department  
 CINVESTAV del IPN – Unidad Guadalajara  
 Zapopan, Jal., MEXICO, 45019  
 diego.gutierrez[joramirez]@cinvestav.mx

José M. Lozano-García, Luis Merchán-Villalba  
 Electrical Engineering Department  
 Universidad de Guanajuato – Campus Irapuato-Salamanca  
 Salamanca, Gto., MEXICO, 36700  
 jm.lozano[lr.merchan]@ugto.mx

**Resumen—** En este trabajo se propone un convertidor con estructura matricial para servir de enlace entre la salida de un generador y la red eléctrica, como alternativa al enlace convencional que utiliza corriente directa. Se presentan las diferentes alternativas de convertidores que se han desarrollado para obtener señales eléctricas de corriente alterna a partir de señales de entrada corriente alterna, destacando las ventajas operativas del convertidor matricial directo. Se presenta una aplicación de tipo eólica Wind Energy Conversion System y se muestran los primeros resultados de simulación del convertidor matricial directo CA-CA, utilizando la estrategia de modulación Venturini - Alesina, aplicado en el contexto de la generación eólica, los cuales sirven para validar la efectividad de la propuesta.

**Palabras clave--** Convertidor CA-CA, Convertidor matricial, Generador síncrono de imanes permanentes, Turbina eólica.

## I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, cada vez es más importante la penetración de fuentes renovables de energía en los sistemas eléctricos. Lo anterior se debe principalmente a preocupaciones ambientales y a políticas en distintos ámbitos dirigidas hacia el desarrollo sustentable. Una de las fuentes renovables de energía con mayor proyección es el viento, esto debido a su abundancia en la naturaleza. La forma de aprovechar la energía del viento es a través de los Sistemas de Conversión de Energía Eólica denominados Wind Energy Conversion Systems (WECS), conformados por una turbina eólica, un generador eléctrico un convertidor basado en electrónica de potencia y el sistema de control correspondiente [1]. Los dispositivos de electrónica de potencia utilizados en los sistemas WECS son los convertidores de frecuencia corriente alterna - corriente alterna (CA-CA), que pueden convertir la energía eléctrica alterna de una frecuencia específica, en energía eléctrica alterna a una frecuencia distinta. Además, este tipo de convertidor también tiene la capacidad de controlar la amplitud del voltaje de salida, el ángulo de desplazamiento de la carga en relación con el voltaje de la fuente, el ángulo de desplazamiento entre las corrientes y los voltajes de la fuente (factor de potencia de entrada), así como el flujo de potencia bidireccional a través

del convertidor [2]. Por lo tanto, debido a los diferentes tipos de convertidores CA-CA que se han desarrollado, es posible implementar diferentes topologías de sistemas WECS. La estructura convencional CA/CD/CA del convertidor de potencia de dos etapas con almacenamiento de energía, o “back to back” ha sido ampliamente utilizada en controladores de máquinas eléctricas debido a la facilidad en su control, por lo tanto, ha sido una opción recurrente en la implementación de sistemas WECS [3]. No obstante, los convertidores CA-CA con almacenamiento de energía tienen como principal desventaja operativa que el elemento utilizado en el enlace de corriente directa (CD), comúnmente un capacitor electrolítico, los hace voluminosos y con un tiempo de vida útil limitado. Por esta razón, en años recientes se ha incrementado la utilización de convertidores CA-CA sin enlace de CD, en aplicaciones de compensación de energía, controladores de máquinas eléctricas y como dispositivos de acondicionamiento y enlace para fuentes renovables, resultando en topologías con una mayor densidad de energía y que requieren menos mantenimiento [4]-[6]. Dentro de los convertidores CA-CA sin enlace de CD, destaca el convertidor matricial (CM) por sus características operativas que incluyen la reducción de tamaño, el control de frecuencia si restricción en la salida, el control de factor de potencia en la entrada, la corriente demandada con bajo contenido armónico, entre otras [7]. Los CMs se pueden clasificar como directos (CMD) o indirectos (CMI). Mientras que los CMIs se prefieren en algunas aplicaciones debido a que su control puede resultar más sencillo, y porque en algunas topologías se puede reducir el número de semiconductores, las estrategias de conmutación desarrolladas para los CMDs les permiten realizar la conversión de energía directamente de CA a CA, generando señales eléctricas de buena calidad [8]. En este trabajo se propone la utilización de un CMD como alternativa para su inclusión dentro de un sistema WECS, dado que las ventajas operativas del CM exhibidas en otras aplicaciones lo posicionan como un dispositivo multifuncional que podría utilizarse para implementar diversas acciones de control sobre el sistema, como la reducción del impacto en la variabilidad de la velocidad del viento, el control del flujo

bidireccional de potencia, la adecuada integración de la energía generada a la red eléctrica, por mencionar algunas.

El artículo se encuentra organizado de la siguiente manera: en la sección II se presenta una clasificación de las diferentes topologías de convertidores CA-CA, la sección II aborda el sistema WECS propuesto, mientras que en la sección IV se presentan los resultados de simulación obtenidos, y finalmente, en la sección V se establecen las conclusiones generadas del trabajo.

## II. CONVERTIDORES CA-CA

La clasificación de los convertidores de frecuencia CA-CA en la literatura técnica es variada, porque el desarrollo de los convertidores discutidos está todavía en curso, Fig.1.

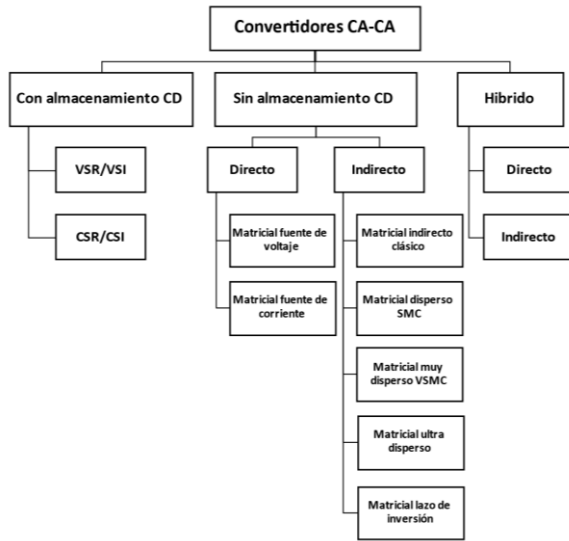


Fig. 1. Clasificación de las topologías de los convertidores trifásicos CA-CA.

### A. CONVERTIDORES CA-CA CON ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA EN CD

La topología más tradicional de convertidor de potencia CA-CA es un inversor de fuente de tensión modulada por ancho de pulso (PWM-VSI, pulse width modulation – voltage source inverter) con un rectificador de diodos frontal y un condensador como enlace CD, Fig. 2. Este convertidor también se denomina convertidor indirecto de dos niveles con inversor de fuente de tensión (VSI, voltage source inverter por sus siglas en inglés). Un convertidor indirecto consta de dos etapas de conversión, CA a CD y CD a CA, con amplitud y frecuencia variable, además de un elemento intermedio de almacenamiento de energía. El condensador en el enlace de CD desacopla las dos etapas de conversión de energía y asegura su control independiente. El control de las señales de salida se consigue modulando los ciclos de trabajo de los dispositivos de la etapa de inversión para producir corrientes de salida prácticamente sinusoidales, con una amplitud y frecuencia deseadas.

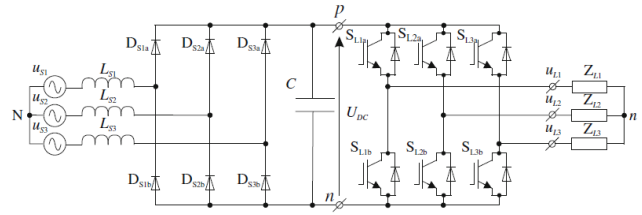


Fig. 2. Convertidor de frecuencia indirecto de dos niveles con inversor de fuente de voltaje y puente rectificador de diodos [14].

El dispositivo de almacenamiento de energía en CD en los convertidores de frecuencia indirectos es un componente voluminoso. En la solución con Convertidores VSI, los condensadores de enlace son relativamente grandes, reduciendo al mismo tiempo la velocidad de respuesta.

### B. CONVERTIDORES CA-CA SIN ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA EN CD

Estos convertidores CA-CA sin almacenamiento de energía se dividen en tres grupos. El primer grupo contiene al CMD que funciona en dos modos: como fuente de tensión, y como fuente de corriente, de manera similar a los convertidores con almacenamiento de energía. El segundo grupo contiene convertidores indirectos con un enlace CD ficticio. En el tercer grupo están los convertidores basados en recortadores (*choppers*) de matriz-reactancia con interruptores síncronos de fuente o de carga, conectados como en el CM. Este concepto se basa en la utilización de elementos de almacenamiento de energía en CA regenerativa como pequeños condensadores o inductores. En estos elementos la energía media durante un periodo de las señales es igual a cero.

Dado que en el presente trabajo se considera la utilización del CMD, a continuación, se presenta una breve descripción de tal dispositivo.

El CMD es un convertidor de una sola etapa conformado por un conjunto de interruptores de potencia bidireccionales arreglados en una matriz de  $m \times n$  para conectar directamente una fuente de tensión de  $m$  fases a una carga de  $n$  fases [7], [9]-[12]. En el caso de un CMD trifásico, se utilizan nueve interruptores bidireccionales, los cuales permiten conectar cualquiera de las tres fases de la carga con cualquiera de las tres fases de la fuente de entrada. Esta configuración se aprecia en la Fig. 3.

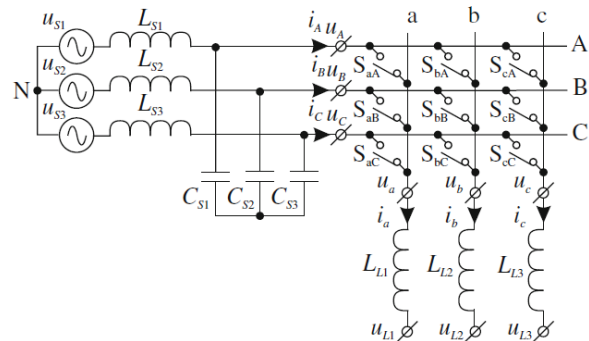


Fig. 3. Circuito simplificado del convertidor matricial trifásico [14].

En el CMD trifásico, las expresiones que describen la relación de tensiones y corrientes, entrada – salida, son las mostradas en (1)-(3).

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{aA} & m_{aB} & m_{aC} \\ m_{bA} & m_{bB} & m_{bC} \\ m_{cA} & m_{cB} & m_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{aA} & m_{aB} & m_{aC} \\ m_{bA} & m_{bB} & m_{bC} \\ m_{cA} & m_{cB} & m_{cC} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} m_{hA} + m_{hB} + m_{hC} &= 1 \\ 0 \leq m_{hk} &\leq 1 \end{aligned} \right\} \quad h = a, b, c, \quad k = A, B, C. \quad (3)$$

donde, a cada interruptor bidireccional le corresponde un elemento  $m_{hk}$  de la matriz de ciclos de trabajo [7].

### III. CONVERTIDOR MATRICIAL UTILIZADO

El subsistema del convertidor matricial directo consta de un arreglo tipo matriz de 9 interruptores bidireccionales (3x3) [7]. Cada interruptor bidireccional está conformado por un arreglo de transistores IGBT en configuración emisor común, ya que dichos transistores muestran una buena relación robustez-frecuencia de conmutación. Para un buen funcionamiento, el CMD debe incluir un filtro tanto en las terminales de entrada como en las de salida. El filtro de entrada es necesario para minimizar los componentes armónicos en las corrientes de entrada, así como para reducir el impacto de las perturbaciones de la red de suministro, mientras que el filtro de salida se utiliza para eliminar las componentes de alta frecuencia presentes en los voltajes generados. La principal ventaja de los CMs es la ausencia del condensador en el enlace de CD, lo que permite aumentar la eficiencia, la densidad de energía y la vida útil del convertidor.

Por otra parte, el convertidor matricial es controlado mediante la estrategia de modulación de Alesina y Venturini Optimizada [13], el esquema del CMD se ilustra en la Fig. 4.

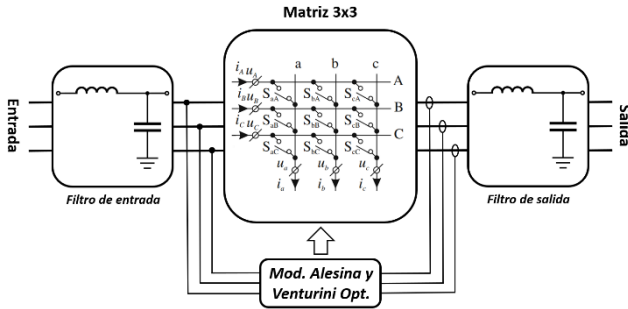


Fig. 4. Subsistema del convertidor matricial.

#### A. ESTRATEGIA DE MODULACIÓN ALESINA-VENTURINI OPTIMIZADA

La primera estrategia de modulación para CMs fue propuesta por Alesina y Venturini en 1980 [11], esta asume una entrada de tensión y una corriente de carga senoidal. Algunos aspectos por considerar en esta estrategia es que utiliza un modelo escalar complicado y que la relación entre las tensiones de entrada y salida tiene un valor máximo de 0.5, lo que limita en gran medida la capacidad del convertidor. Para

establecer un balance en los voltajes de salida y en las corrientes de entrada es necesario que la estrategia de modulación utilice los voltajes de entrada en la misma proporción para generar los voltajes de salida. La modulación Alesini-Venturini establece relaciones independientes para cada voltaje de salida a partir del muestreo y la distribución adecuada de secciones de los voltajes de entrada, de manera que el promedio de los voltajes de salida sea igual a la referencia establecida. Las relaciones entre los voltajes y las corrientes de entrada y salida para esta modulación son definidas mediante (1)-(3).

En 1989, los mismos autores propusieron la estrategia de modulación conocida como Alesina-Venturini Optimizada [13], donde a la tensión de salida de referencia de la modulación original se le agregan tensiones de modo común (incorporando el tercer armónico a las tensiones de la carga, (4)), lo que permite aumentar la relación entre las tensiones de entrada y salida a 0.866.

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |v_A| \cos(\alpha_o) + |v_a| \frac{\cos(3\beta_i)}{4} - |v_A| \frac{\cos(3\alpha_o)}{6} \\ |v_B| \cos\left(\alpha_o + \frac{2\pi}{3}\right) + |v_b| \frac{\cos(3\beta_i)}{4} - |v_B| \frac{\cos(3\alpha_o)}{6} \\ |v_C| \cos\left(\alpha_o + \frac{4\pi}{3}\right) + |v_c| \frac{\cos(3\beta_i)}{4} - |v_C| \frac{\cos(3\alpha_o)}{6} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Si la expresión del voltaje anterior de referencia se considera en la función de transferencia de los voltajes de salida, después de algunas simplificaciones, los elementos de la matriz de ciclos de trabajo toman la forma mostrada en (5), que es una solución particular considerando un factor de potencia de entrada unitario [13].

$$m_{hk} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2q \cos \left[ \beta_i - \frac{2\pi(k-1)}{3} \right] \left[ \cos \left( \alpha_o - \frac{2\pi(h-1)}{3} \right) - \frac{\cos(3\alpha_o)}{6} + \frac{\cos(3\beta_i)}{2\sqrt{3}} \right] - \frac{2}{3\sqrt{3}} q \left[ \cos \left( 4\beta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left( 2\beta_i + (k-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \right\} \quad (5)$$

#### B. TURBINA EÓLICA

El subsistema de la turbina eólica consta del modelo aerodinámico de la turbina eólica, modelo mecánico del tren de transmisión de 2 masas y de un controlador del ángulo de inclinación (*pitch angle*). El subsistema se ilustra en la Fig. 5.

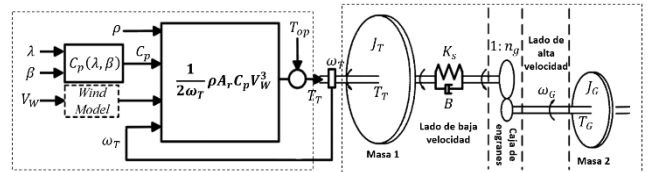


Fig. 5. Subsistema de la turbina eólica.

#### C. GENERADOR DE IMÁNES PERMANENTES

El subsistema del generador síncrono de imanes permanentes consta de su modelo matemático en el marco de referencia del rotor  $dq$  referido al estator, y se describe mediante (6)-(8).

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} v_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_m i_q \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} v_q - \frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_m i_d - \frac{\lambda p \omega_m}{L_q} \quad (7)$$

$$T_e = 1.5p[\lambda i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (8)$$

#### D. RED ELÉCTRICA

El subsistema de red eléctrica consta de una fuente de tensión trifásica con una tensión línea-línea de 220 V a una frecuencia de 60 Hz.

#### IV. RESULTADOS

Para verificar la operación de CMD como parte del sistema WECS, se llevan a cabo una serie de simulaciones numéricas en el software MATLAB/Simulink, donde se simula el sistema completo conformado por los subsistemas descritos en la sección anterior. El sistema tiene como parámetros de entrada: la velocidad de viento (puede ser ingresada como constante o como curva de viento), los parámetros de tensión de la red y carga del sistema. Por otra parte, los parámetros de relación de tensión entrada-salida, frecuencia de entrada y salida son calculados de manera automática por el subsistema del convertidor matricial; esto se logra, primeramente, midiendo la tensión y ángulo de la red eléctrica, posteriormente se estima la tensión en terminales del PMSM mediante la constante de flujo  $\lambda$  y la velocidad mecánica del rotor, y utilizando en (9) Es posible obtener el valor de  $q$  aproximado para tener la misma tensión en la salida del CM. El sistema completo se despliega en la Fig. 7 y el bloque interno del CMD en la Fig. 8. Se asume un control del CMD que sostiene un factor de potencia unitario.

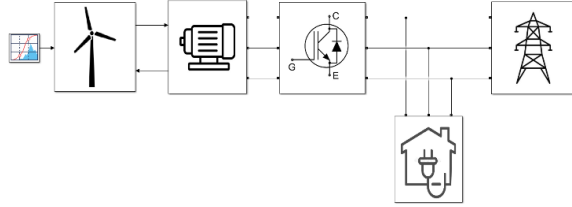


Fig. 7. Sistema completo propuesto (WECS).

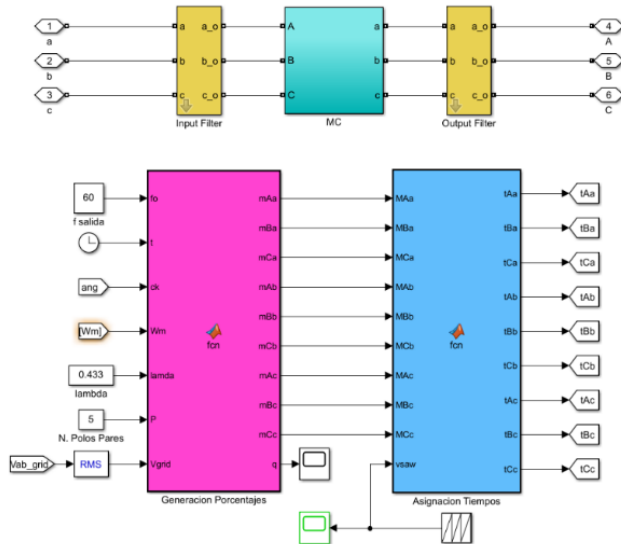


Fig. 8. Bloque interno del subsistema convertidor matricial.

$$q = \frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{\sqrt{2} V_{red\ rms}}{\sqrt{3} \lambda p \omega_m} \quad (9)$$

Para las pruebas de simulación se busca simular diferentes condiciones que se pueden dar con el sistema propuesto, para esto se proponen una serie de escenarios. En el primero de ellos se tiene una demanda de potencia por parte de la carga, superior a la generada por el WECS. En el segundo escenario se busca una potencia de generación eólica superior a la demandada por la carga. Finalmente, para el escenario 3 se emplea una condición de nula potencia de generación eólica. La descripción de los 3 escenarios y los resultados obtenidos en potencia activa y reactiva son resumen en la tabla 1. Asimismo, en las Fig. 9-10 se exhibe el comportamiento en tiempo de ambas potencias.

TABLA I

DESCRIPCIÓN DE LOS 3 ESCENARIOS Y RESULTADOS OBTENIDOS.

Parámetros	Escenario 1	Escenario 2	Escenario 3
Velocidad del viento	~12 m/s	~12 m/s	0 m/s
Tiempo inicio	0 segundos	30 segundos	60 segundos
Tiempo final	30 segundos	60 segundos	70 segundos
Tensión entrada	~440 V	~440 V	~440 V
Tensión salida	~330 V	~330 V	~330 V
Frecuencia entrada	Variable	Variable	Variable
Frecuencia de salida	60 Hz	60 Hz	60 Hz
P - red eléctrica	2950 W	-1400 W	4350 W
Q - red eléctrica	0 Var	0 Var	0 Var
P - WECS	5750 W	5750 W	0 W
Q - WECS	0 Var	0 Var	0 Var
P - carga	8700 W	4350 W	4350 W
Q - carga	0 Var	0 Var	0 Var

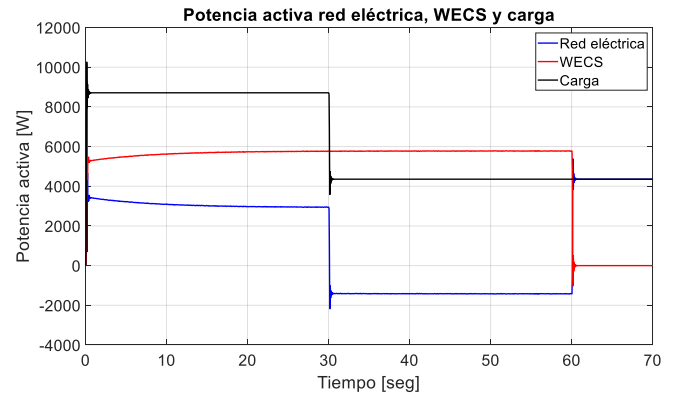
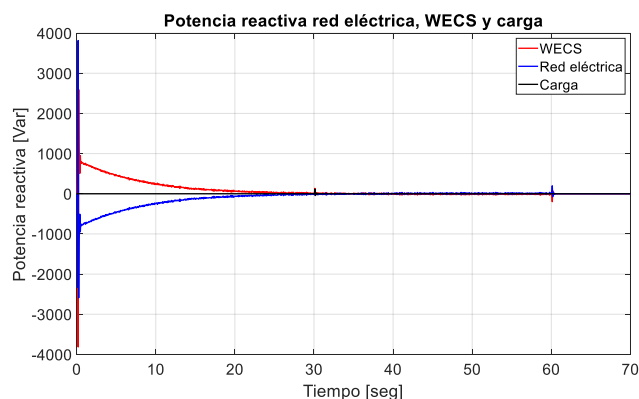


Fig. 9. Comportamiento de la potencia activa del WECS, carga y red eléctrica.



**Fig. 10.** Comportamiento de la potencia reactiva del WECS, carga y red eléctrica.

De los resultados obtenidos en los 3 escenarios (Fig. 9 y 10) podemos observar lo siguiente: en el primer escenario (cuando la potencia demandada por la carga es mayor a la generada por la WECS) el WECS al no poder suministrar la demanda de energía requiere energía de la red eléctrica, por lo que, en este escenario tanto la red eléctrica como el WECS aportan energía a la carga; en el segundo escenario (cuando la potencia demandada por la carga es menor a la generada por la WECS) podemos ver que el excedente de energía generada por el WECS es absorbido por la red eléctrica para ser utilizado en otros puntos de la red; por último, en el tercer escenario tenemos una nula generación, por lo que, toda la energía demandada por la carga es suministrada por la red eléctrica. Por otra parte, de los resultados mostrados en la tabla 1 es necesario señalar que para las potencias en la carga el signo positivo denota consumo y como se puede observar del tiempo 0 a 30 segundos el consumo es de aproximadamente 8700 W y 0 Var, mientras que, de un tiempo de 30 a 60 segundos disminuye a 4350 W y 0 Var, lo que muestra que el consumo es puramente resistivo y constante en los distintos escenarios. Respecto a la red eléctrica es necesario aclarar que el signo negativo en potencias denota que la energía es absorbida, donde en el escenario 1 es positiva (2950 W) lo que denota que la potencia es suministrada por la red, mientras que, en el escenario 2 al ser negativa (-1400 W) denota que es absorbida por la red (para ser consumida en otro punto), por último, en el escenario 3 al carecer de generación del WECS, la potencia entregada por la red es la misma que la demandada por la carga. Para los resultados del WECS se utiliza la misma convención de signos que la red eléctrica, donde en los escenarios 1 y 2 se tiene una generación aproximada de 5750 W y en el escenario 3 es nula. La potencia reactiva que es posible apreciar a inicio del escenario 1 (generada por la WECS y absorbida por la red eléctrica) es debido a los elementos reactivos del sistema en general.

En diferentes investigaciones se ha utilizado el generador síncrono de imanes permanentes, razón por la cual se ha empleado aquí. Entre sus bondades yace la autoexcitación, lo que permite un desempeño con un factor de potencia muy conveniente y una alta eficiencia. Una deficiencia puede ser el funcionamiento síncrono, que provoca un desempeño pobre en caso de cortocircuitos exteriores y en casos de una fuerte intermitencia en el comportamiento del viento; esto puede dar origen a inestabilidades.

Actualmente, el uso del MC en aplicaciones industriales es casi nulo, esto en gran medida se debe a su relación de ganancia entrada-salida de 0.8666, que es la limitante intrínseca en este tipo de convertidor. Esta limitante hace imposible el cambio directo de variadores de velocidad en motores de inducción por el MC. El potencial de este convertidor convencionalmente se ha centrado en aplicaciones en las que también se puede controlar el diseño del motor, y en las que el espacio y el peso son muy importantes, como en los accionamientos de motores integrados, aplicaciones aeroespaciales y marinas o navales. No obstante, en este paper se propone el empleo del MC como un elemento integral en la conversión de energía eólica. Los resultados de simulación presentados indican que efectivamente el MC tiene grandes posibilidades de éxito en este contexto.

Actualmente se trabaja para presentar resultados de esta investigación con un prototipo de pequeña escala.

## V. CONCLUSIONES

Las fuentes de energía renovable se han convertido en una prometedora fuente de energía alternativa, representan nuevos retos cuando se conectan a la red eléctrica. Tal es el caso de la generación eólica. Un aspecto relevante para este tipo de generación yace en el hecho que siempre fluctúa debido a las condiciones climáticas. Asimismo, la inyección de energía eólica en una red eléctrica afecta a la calidad de la energía debido a la naturaleza fluctuante del viento y a los tipos comparativamente nuevos de sus generadores. Este trabajo presenta un sistema de convertidor matricial como alternativa para el WECS cuando se emplean un generador de imanes permanente como convertidor de energía. Los resultados son muy apropiados y prometedores para continuar esta investigación con la implementación de prototipos de pequeña escala. Por otra parte, el convertidor matricial, al ser un convertidor de una etapa, no requiere elementos almacenadores de energía, lo que reduce el peso y volumen del mismo.

El presente trabajo muestra los resultados de una primer etapa, en la siguiente etapa se espera implementar el MC, implementar una modulación especializada en generación eólica (SVD, Singular Value Decomposition [15]) y la implementación de un control automático para la extracción de potencia.

## RECONOCIMIENTO

Los autores reconocen el apoyo del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología – México.

## REFERENCIAS

- [1] D. K. Bhutto, J. A. Ansari, S. S. H. Bukhari, F. A. Chachar, "Wind energy conversion systems (WECS) generators: A review, " in Proceedings of iCoMET 2019, pp. 1-6, Sukkur, Pakistan, 2019.
- [2] Gyugyi, L. and Pelly, B. R. Static power frequency changers : theory, performance, and application / L. Gyugyi, B. R. Pelly Wiley New York 1976.
- [3] K. Senthilnathan and K. I. Annapoorani, "A review on back-to-back converters in permanent magnet synchronous generator based wind energy conversion system," in Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, vol. 2, no. 3, pp. 583 - 591, June 2016.

- [4] B. Wang and G. Venkataramanan, "Dynamic voltage restorer utilizing a matrix converter and flywheel energy storage", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, pp. 222-231, 2009.
- [5] V. Kumar, R. Chand Bansal, R. Raj Joshi, "Experimental realization of matrix converter based induction motor drive under various abnormal voltage conditions," in *Int. J. Control, Autom. Syst.*, vol. 6, no. 5, pp. 670-676, 2008.
- [6] O. Abdel-Rahima, H. Abu-Ruba, A. Kouzouc, "Nine-to-three phase direct matrix converter with model predictive control for wind generation system," in *Energy Procedia*, vol. 42, pp. 173-182, 2013.
- [7] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham and A. Weinstein, "Matrix converters: a technology review," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 276-288, April 2002, doi: 10.1109/41.993260.
- [8] J. M. Lozano, M. A. Hernandez-Figueroa, J. M. Ramírez, "An operative comparison of two DVR topologies based on a matrix converter without energy storage," in *Proceedings of the 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 6054-6060, Montreal, Canada, 2012.
- [9] S. M. Ahmed, A. Iqbal, H. Abu-Rub, J. Rodriguez, C. A. Rojas and M. Saleh, "Simple Carrier-Based PWM Technique for a Three-to-Nine-Phase Direct AC-AC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5014-5023, Nov. 2011, doi: 10.1109/TIE.2011.2134062.
- [10] S. M. Ahmed, A. Iqbal and H. Abu-Rub, "Generalized Duty-Ratio-Based Pulsewidth Modulation Technique for a Three-to- $k$  Phase Matrix Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 3925-3937, Sept. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2098373.
- [11] M. Venturini and A. Alesina, "The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," 1980 *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1980, pp. 242-252, doi: 10.1109/PESC.1980.7089455.
- [12] Kwon, W. H. and Gyu-Hyeong Cho. "Analyses of static and dynamic characteristics of practical step-up nine-switch matrix convertor." (1993).
- [13] A. Alesina and M. B. G. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp- 101-112, Jan 1989, doi: 10.1109/63.21879.
- [14] Paweł Szczesniak, "Review of AC-AC Frequency Converters", *Three-Phase AC-AC Power Converters Based on Matrix Converter Topology*, edición no. 1, London, Springer-Verlag, 2012, capítulo 2, sección 2.3.2, página 24, DOI: 10.1007/978-1-4471-4896-8.
- [15] H. Hojabri, H. Mokhtari and L. Chang, "A Generalized Technique of Modeling, Analysis, and Control of a Matrix Converter Using SVD," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 3, pp. 949-959, March 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2048836.

# Evaluating the determinants in the adoption of electric mobility 17

Patrícia Baptista  
IN+ Center for Innovation, Technology  
and Policy Research  
Associação para o desenvolvimento do  
Instituto Superior Técnico,  
Universidade de Lisboa, Portugal  
Lisbon, Portugal  
patricia.baptista@tecnico.ulisboa.pt

Catarina Rolim  
IN+ Center for Innovation, Technology  
and Policy Research  
Instituto Superior Técnico,  
Universidade de Lisboa, Portugal  
Lisbon, Portugal  
catarina.rolim@tecnico.ulisboa.pt

Alicia Triviño  
Dpto. Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Málaga  
Málaga, Spain  
atc@uma.es

**Abstract**— Electric mobility is gaining importance with increasing worldwide adoption. Following a decade of rapid growth, around 10 million electric vehicles were on the roads at the end of 2020. This work aims at evaluating the more influential variables in fostering the adoption of electric mobility with special focus on the impacts of policy instruments in the adoption of this alternative vehicle technology. Preliminary results show that the presence of recharging points and the income level/Gross Domestic Product (GDP) appear to play an important role in adoption. Taxes and incentives as well as fuel prices do not appear to influence the adoption of Electric Vehicle (EV), potentially indicating that policies for the promotion of EV adoption need to be adjusted or more aggressively introduced to further influence the transition towards electric mobility.

**Keywords**—electric mobility, determinants, policy instruments, regression models

## I. INTRODUCTION

Electric mobility is gaining importance with an increasing worldwide adoption. Following a decade of rapid growth, around 10 million Electric Vehicles (EVs) were on the roads at the end of 2020. In more detail, electric car sales increased by 41% in 2020, despite the pandemic-related worldwide downturn in vehicles sales in which global sales decreased by 16% [1][2].

However, this adoption has not been homogeneous across markets, with the main markets being China, Europe and the USA. In China, electric vehicles sales share was of 5.7%, up from 4.8% in 2019, and Battery Electric Vehicles (BEVs) were about 80% of new electric vehicles registered. In Europe, in 2020, new electric vehicle sales increased more than doubled to 1.4 million, reaching a sales share of 10%. Germany registered 395 000 new electric vehicles, France registered 185 000 and the United Kingdom reached 176 000. In Norway electric vehicles reached a record high sales share of 75%. As for the USA, in 2020, 295 000 new electric vehicles were registered, of which about 78% were BEVs [1].

Numerous factors have been contributing to these increased electric vehicles registrations [3][4], so it is essential to comprehend potential obstacles to its massive adoption [3][5], since EV are not as established as conventional technologies. Consumers have concerns regarding autonomy and recharging limitations, as well as by higher purchase costs [6]. In fact, the analysis of total ownership cost of EV typically shows higher costs for electric mobility [7][8]. Nonetheless, increasing the EV production, augmenting their installed capacity and possible reductions in battery costs, indicate the

possibility of EV to become competitive with Internal Combustion Engine (ICE) vehicles [9][10]. Another barrier to adoption has been the limited vehicle range causing range anxiety issues [11][12].

Notably, electric cars are gradually becoming more competitive in some countries on a total cost of ownership basis [13]. This has been coupled with several governments providing fiscal incentives that buffered electric vehicles purchases from the downturn in car markets. Indeed, taxation can play an important role in fostering the adoption of alternative vehicle technologies by reducing the surplus associated to the purchase of EV [14][15][16]. Also, another action promoting the use of EVs is the fact that more drivers have the possibility to test the technology, which has proven to positively affect consumers' intentions to adopt EVs [17].

Understanding the main factor influencing consumer adoptions has also been subject to study. For instance, in China, 550 residents were surveyed and the result shows that the environmental concern is the most important predictor of EVs purchase motivation, combined with price consciousness, openness to experience, social influence, and self-esteem [18].

The influence of the existence of policy instruments at different scales also may influence adoption. A study in the USA [19], evaluates the effect of incentives on the adoption of electric vehicles, concluding that every \$1000 offered as a rebate or tax credit increases average EV sales by 2.6%. A cross-regional study [20] used multiple linear regression method to explore the relationship between relevant variables in 30 national electric vehicle market shares in 2015. Chargers' density, fuel price and road priority show a positive correlation with the country's electric vehicle market share. On the contrary, fiscal incentives did not justify huge differences of EV adoption. Also, the impact of local policy instruments was evaluated through a panel data study performed in Sweden. It demonstrated that adapting policy instruments to the specific characteristics of municipalities and making them visible to the public leads to increases in the effectiveness of public policies [21].

Consequently, this work aims at evaluating the more influential variables in fostering the adoption of electric mobility. Typically, single country analyses are performed [19], [21] and we contribute by performing a cross-country European analysis with multi-sectorial variables to better understand the adoption of EV. Moreover, special focus will also be given to the impacts of policy instruments in the adoption of this alternative vehicle technology.

## II. DATA AND METHODS

For our analysis, we use a database of 29 European countries on electric vehicle adoption and recharging infrastructure. This repository was built by aggregating variables from different public sources and was developed for the 2012 to 2020 period [22]–[25]. Also, socioeconomic and economic performance indicators were also gathered at a country scale. In more detail the considered variables are presented in Table 1 and 2. EV and PHEV sales and total and percentage of EV in total fleet are the two dependent variables considered in this study. Socio-economic, economic, fleet and market characterization were considered as independent variables.

TABLE I

DESCRIPTION OF THE DEPENDENT VARIABLES CONSIDERED [22]–[25]

Dependent Variables (DP)	Description
<b>Electric mobility market</b>	
EV and PHEV sales	Sales of vehicles for the 2012 to 2020 period
	Total Number of EV and PHEV in 2020
<b>Fleet characterization</b>	
Percentage of EV in total fleet	Penetration of electric vehicles in the total fleet

TABLE II

DESCRIPTION OF THE INDEPENDENT VARIABLES CONSIDERED [22]–[25]

Independent Variables (IV)	Description
<b>Electric mobility market</b>	
EV and PHEV sales	Percentage of BEV in total sales
Recharging stations	Number of recharging station
	Number of vehicles per recharging station
Taxes and incentives	Taxes to electric mobility (to acquisition, ownership and for company cars) as a binary variable in 2020
	Purchase incentives to EV and PHEV as a numeric variable in 2020
<b>Fleet characterization</b>	
Fleet	Total number of vehicles per country
Motorization	Number of vehicles per 1000 inhabitants
Fleet age	Average fleet age of total fleet in 2020
Fuel price	Prices of petrol, diesel and electricity for vehicle use
<b>Socio-economic and geographic characterization</b>	
Population	Total number of inhabitants (total, male and female)
Average people in household	Average number of people in each household
GDP	Gross domestic product of each country in 2019
Income	Average income per household in 2015
Area	Total area (km <sup>2</sup> )
	Population density (inhab./km <sup>2</sup> )
	Recharging stations per km <sup>2</sup>
Energy prices	Electricity price (€/kWh)
	Petrol price (€/l)
	Diesel price (€/l)

Our work has three main steps. In the first one, we conducted a data acquisition and filtering. Then, the next step was to perform an Exploratory Data Analysis (EDA), to analyze the dataset to track similarities and correlations between variables. First, plotting the data is an elemental part of EDA. Then, a correlation analysis is performed to evaluate the Pearson correlation coefficient between variables. Finally, p-values between the variables are calculated.

Finally, the third step of our approach was to evaluate the adoption of electric vehicles, through multiple linear regression models. It constitutes of a mathematical regression method used to describe the variation of a dependent variable ( $y$ ) based on the variations of independent variables ( $X_1, X_2, \dots, X_n$ ). The theoretical model is provided in (1).

$$y = \beta_0 + \beta_1 X_1 + \dots + \beta_n X_n + \varepsilon \quad (1)$$

Multiple linear regression is based on various assumptions that need to be tested. This will be performed in the software RStudio. Based on the independent variables showing higher correlation in the exploratory data analysis, preliminary regressions were performed for the two DP variables under analysis. If the data does not pass the tests or the resulting models are not satisfying enough (i.e. the p-value of one of the variables is too high), variable were eliminated to test another ones. Sometimes it is possible though to keep a variable that will not be significant in order for this model to respond better to tests.

## III. PRELIMINARY RESULTS

By performing preliminary correlation tests of the considered data, it is already possible to identify that some variables are more influential to the adoption of electric vehicles. We have summarized the variables with strong and medium correlation in Table 3. As can be seen in this Table, the influence on Percentage of EV in total fleet and on the Total number of EVs was evaluated. The Percentage of EV in total fleet appears to be more related to the presence of recharging points and with higher population density and higher income. As for the Total number of EVs, as expected, it seems to be related to scale factors like population, fleet and GDP.

Using some of these variables, and by testing different variables combinations, Table 4 presents preliminary results for multiple linear regression models for the Percentage of EV in total fleet and on the Total number of EVs. These models result in high Adjusted R Square values and p-values lower than 0.05, which indicates that we can reject the null hypothesis.

## IV. CONCLUSIONS

Based on the analysis performed, it is already possible to identify influential variables for the adoption of electric mobility. The presence of recharging points and the income level/GDP appear to play an important role in adoption. Preliminary results also reveal that taxes and incentives as well as fuel prices do not appear to influence the adoption of EV, potentially indicating that policies for the promotion of EV adoption, need to be adjusted or more aggressively introduced to further influence the transition towards electric mobility. Nonetheless, this analysis will be further explored, as mentioned previously, in order to be able to portrait the

TABLE III  
CORRELATION RESULTS

Type of correlation	Variables
Strong (>0.75)	Percentage of EV in total fleet versus Recharging stations per km <sup>2</sup>
	Total number of EVs versus Number of recharging station
	Total number of EVs versus Total number of inhabitants
	Total number of EVs versus Total number of vehicles
	Total number of EVs versus Gross domestic product
Medium (0.5 to 0.75)	Percentage of EV in total fleet versus Population density (inhab./km <sup>2</sup> )
	Percentage of EV in total fleet versus Average income per household
	Percentage of EV in total fleet versus Petrol price (€/l)
	Total number of EVs versus Population density (inhab./km <sup>2</sup> )

Table IV  
REGRESSION RESULTS

		Coefficients ( $\beta$ )	P-value
Percentage of EV in total fleet	Intercept	-0.0074	0.0123
	Recharging stations per km <sup>2</sup>	0.0075	0.0000
	Average income per household	0.0000	0.0097
	Petrol price	0.0057	0.0091
	Adjusted R Square	0.7571	
Total number of EVs	Number of recharging station	5.7433	3.275E-06
	Total number of inhabitants	0.0030	2.422E-05
	Adjusted R Square	0.8465	

behavior in the adoption of electric mobility and confirm the influence of variables in its increase presence in fleets. As part of the RIEMOV network, this work will also be continued by enlarging the sample to other geographies, in order to incorporate more variability associated to the dynamics of other automotive markets.

#### ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by Fundação para a Ciência e Tecnologia, through IN+ (1801P.00962.1.01 - IN+ UIDP/EEA/50009/2020 - IST-ID) and grant number CEECIND/02589/2017. Thanks are also due to Projects Baterias 2030 (LISBOA-01-0247-FEDER-046109), C-TECH (LISBOA-01-0247-FEDER-045919), and PAC (LISBOA-01-0247-FEDER-046095).

#### REFERENCES

- [1] I. Energy Agency, "Global EV Outlook 2021 Accelerating ambitions despite the pandemic," 2021.
- [2] IEA, "World Energy Outlook 2020 – Analysis - IEA," 2020. [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2020>. [Accessed: 08-Jan-2021].
- [3] O. Egbue and S. Long, "Barriers to widespread adoption of electric vehicles: An analysis of consumer attitudes and perceptions," *Energy Policy*, vol. 48, pp. 717–729, Sep. 2012.
- [4] E. O'Neill, D. Moore, L. Kelleher, and F. Brereton, "Barriers to electric vehicle uptake in Ireland: Perspectives of car-dealers and policy-makers," *Case Stud. Transp. Policy*, vol. 7, no. 1, pp. 118–127, Mar. 2019.
- [5] S. Statharas, Y. Moysoglou, P. Siskos, G. Zazias, and P. Capros, "Factors Influencing Electric Vehicle Penetration in the EU by 2030: A Model-Based Policy Assessment," *Energies*, vol. 12, no. 14, p. 2739, Jul. 2019.
- [6] S. Carley, R. M. Krause, B. W. Lane, and J. D. Graham, "Intent to purchase a plug-in electric vehicle: A survey of early impressions in large US cities," *Transp. Res. Part D Transp. Environ.*, vol. 18, no. 1, pp. 39–45, Jan. 2013.
- [7] S. Moon and D. J. Lee, "An optimal electric vehicle investment model for consumers using total cost of ownership: A real option approach," *Appl. Energy*, vol. 253, p. 113494, Nov. 2019.
- [8] P. Lebeau, C. Macharis, and J. Van Mierlo, "How to Improve the Total Cost of Ownership of Electric Vehicles: An Analysis of the Light Commercial Vehicle Segment," *World Electr. Veh. J.*, vol. 10, no. 4, p. 90, Dec. 2019.
- [9] Bloomberg, "Electric Vehicle Battery Shrinks and So Does the Total Cost." [Online]. Available: <https://www.bloomberg.com/opinion/articles/2019-04-12/electric-vehicle-battery-shrinks-and-so-does-the-total-cost>. [Accessed: 08-Oct-2020].
- [10] This is Money, "Electric vehicles are now CHEAPER to own than petrol cars." [Online]. Available: <https://www.thisismoney.co.uk/money/cars/article-8540469/Electric-vehicles-CHEAPER-petrol-cars.html>. [Accessed: 08-Oct-2020].
- [11] R. Chen, X. Liu, L. Miao, and P. Yang, "Electric Vehicle Tour Planning Considering Range Anxiety," *Sustainability*, vol. 12, no. 9, p. 3685, May 2020.
- [12] D. Pevec, J. Babic, A. Carvalho, Y. Ghiassi-Farokhfal, W. Ketter, and V. Podobnik, "Electric vehicle range anxiety: An obstacle for the personal transportation (r)evolution?," in *2019 4th International Conference on Smart and Sustainable*

- Technologies, SpliTech 2019*, 2019.
- [13] TE, “EVs will be cheaper than petrol cars in all segments by 2027,” 2021. [Online]. Available: <https://www.transportenvironment.org/discover/evs-will-be-cheaper-than-petrol-cars-in-all-segments-by-2027-bnef-analysis-finds/>. [Accessed: 04-Jan-2022].
- [14] B. C. Clinton and D. C. Steinberg, “Providing the Spark: Impact of financial incentives on battery electric vehicle adoption,” *J. Environ. Econ. Manage.*, vol. 98, p. 102255, Nov. 2019.
- [15] S. Yan, “The economic and environmental impacts of tax incentives for battery electric vehicles in Europe,” *Energy Policy*, vol. 123, pp. 53–63, Dec. 2018.
- [16] N. Wang, L. Tang, and H. Pan, “A global comparison and assessment of incentive policy on electric vehicle promotion,” *Sustain. Cities Soc.*, vol. 44, no. November 2018, pp. 597–603, 2019.
- [17] G. Xu, S. Wang, J. Li, and D. Zhao, “Moving towards sustainable purchase behavior: examining the determinants of consumers’ intentions to adopt electric vehicles,” *Environ. Sci. Pollut. Res.*, vol. 27:22535–2, 2020.
- [18] L. Cui, Y. Wang, W. Chen, W. Wen, and M. S. Han, “Predicting determinants of consumers’ purchase motivation for electric vehicles: An application of Maslow’s hierarchy of needs model,” *Energy Policy*, vol. 151, p. 112167, Apr. 2021.
- [19] A. Jenn, K. Springel, and A. R. Gopal, “Effectiveness of electric vehicle incentives in the United States,” *Energy Policy*, vol. 119, pp. 349–356, Aug. 2018.
- [20] N. Wang, L. Tang, and H. Pan, “A global comparison and assessment of incentive policy on electric vehicle promotion,” *Sustain. Cities Soc.*, vol. 44, pp. 597–603, Jan. 2019.
- [21] F. Egnér and L. Trosvik, “Electric vehicle adoption in Sweden and the impact of local policy instruments,” *Energy Policy*, vol. 121, pp. 584–596, Oct. 2018.
- [22] ACEA, “Average vehicle age,” 2021. [Online]. Available: <https://www.acea.auto/figure/average-age-of-eu-vehicle-fleet-by-country/>.
- [23] EEA, “Monitoring of CO2 emissions from passenger cars – Regulation (EU) 2019/631 — European Environment Agency,” 2020. [Online]. Available: <https://www.eea.europa.eu/data-and-maps/data/co2-cars-emission-18>. [Accessed: 27-Apr-2021].
- [24] EUROSTAT, “Electricity price statistics - Statistics Explained,” 2021. [Online]. Available: [https://ec.europa.eu/eurostat/statistics-explained/index.php/Electricity\\_price\\_statistics](https://ec.europa.eu/eurostat/statistics-explained/index.php/Electricity_price_statistics). [Accessed: 30-Jan-2020].
- [25] Eurostat, *Energy, transport and environment indicators*. 2020.

# Hybrid Fuel Cell-Battery-Supercapacitor Energy Management System controlled by sliding modes

Héctor Gerardo Chiacchiarini  
 Dpto. de Ing. Eléctrica y de Computadoras,  
 Universidad Nacional del Sur (UNS),  
 Instituto de Inv. en Ing. Eléctrica “Alfredo Desages” (IIIE),  
 Universidad Nacional del Sur (UNS) - CONICET,  
 Bahía Blanca, Argentina.  
 E-mail: [hgch@uns.edu.ar](mailto:hgch@uns.edu.ar)

Ezequiel Orozco  
 Dpto. de Ing. Eléctrica y de Computadoras,  
 Universidad Nacional del Sur (UNS),  
 Bahía Blanca, Argentina.  
 E-mail: [ezequieloro9@gmail.com](mailto:ezequieloro9@gmail.com)

**Abstract**— Hybrid Energy Storage Systems composed by more than a single energy source and/or energy storage devices can show better performance than single devices when an adequate Energy Manager System is designed. A sliding mode control is used in this paper for an energy management system of a hybrid energy source and storage system composed by a hydrogen fuel cell, a battery and a supercapacitor. The manager splits the power demand of an electric traction system over the energy source and the two storage devices, preventing the battery and the fuel cell to be stressed by fast changing current demands, thus preserving their lifespan, while responding adequately to the traction system current demand. Simulation results show adequate performance.

**Keywords**— Energy management; Energy storage; Sliding mode control; Fuel Cell; Supercapacitor; Battery; Electric traction.

## I. INTRODUCTION

Lithium-Ion (Li-ion) batteries (B) technologies offer high performance devices [1] with increasing energy density. Actually, they are still costly devices suffering from degradation problems under normal usage [2] that have to be properly addressed to preserve B health [3], [4]. Batteries and other storage devices (e.g B, Fuel Cell (FC) and Supercapacitors (SC), or B and SC) can be combined to create Hybrid Energy Storage System (HESS) where the advantages of each device can be exploited in a proper way [5], [6]. Such HESS need an Energy Management System (EMS) to coordinate the usage of each device while preserving its global health [7]. Excessive stress on the B may lead to overheating and premature degradation, among other effects. The B health depends on the current demand, cycling, temperatures, and other factors. Fast changing current demands on the FC will affect negatively its instantaneous voltage level and will stress its auxiliary mechanisms. This work presents an EMS based on sliding mode control for a hybrid combination of FC, B and SC which splits the power demand over the three devices while preventing the B and FC to be overstressed by fast-changing current demands.

Sliding Modes (SM) are particular dynamic responses obtained on systems with variable structure [8]. A well-known property of Sliding Mode Control (SMC) is the capacity of sustain an invariant closed loop dynamics against certain kind of parametric perturbations and exogenous signals. Also, simplicity of design and implementation are appreciated

advantages respect to other alternatives. A SMC strategy for the EMS of a HESS is presented by [9] using classical linear sliding surface to control the B and SC currents to their reference values. Also a SMC is developed by [10] to drive the SC and B currents to their reference values using also estimators to obtain the load current and external voltages. Again, a classical linear sliding surface is used. In particular, some authors have focused on the design of EMS for HESS using SMC but there are not many cases where nonlinear sliding surfaces are used.

Boost converters show non-minimum phase behavior considering the output voltage respect to the control input. Thus, the selection of a sliding surface just involving the output voltage error will impose an unstable dynamics on the inductor current. Some control options are: Indirect control imposing a prescribed behavior on the inductor current such that the output voltage can be regulated, or taking advantage of the differential flatness property when choosing as output the total energy stored in the system [11]. The SM control strategy used here explores the use of a nonlinear sliding surface evaluated from the total energy stored in the devices. It seeks for dynamic decoupling between the current waveform provided by the SC and the current waveforms provided by the B and FC, while at the same time regulating the SC SoC, the B SoC, and the dc-link voltage. The proposed control structure is composed by three independent sliding controllers: One designed to command the SC current to satisfy the load demand while regulating the dc-link voltage; other one oriented to regulate the SC SoC; and the third to restore the B SoC. This work extends preliminary results presented in [12] where a simpler B-SC HESS was studied, and previous results presented in [13] for a FC-B-SC system with a different recharging strategy. The sliding dynamics is designed such that the SC can react to fast current changes, while the other devices can provide an average power demand needed to restore the SC State of Charge (SoC) and also the B SoC. The system is an active parallel architecture.

The objective here is to evaluate the feasibility and complexity of this control strategy, explore the advantages and detect possible disadvantages related to the effective use of this EMS for HESS. The work is organized as follows: The system architecture and SMC strategy are presented below, followed by simulation results. The last section presents some conclusions and recommendations about perspectives for future work.

## II. SYSTEM ARCHITECTURE

Fig. 1 shows the HESS composed by an  $H_2$  FC, B and a SC, all connected to a capacitive dc bus by bidirectional boost-Buck converters, and where a bidirectional full bridge converter fed from the dc bus drives the traction motor. The load current and the currents provided by the storage and source devices are driven by switched PWM converters operated at high frequency and in general will have discontinuous pulsed behavior. This produces a high frequency ripple on the voltage of the dc-link capacitor and on the inductance currents, which usually cannot be compensated by the control loop. Then, as for control purposes it is adequate to get rid of this ripple effect, the averaged variations of the dc-link voltage and inductance currents are evaluated using the input-output power balance equations on the converters. Also, measurements are low-pass filtered. So, it is considered an averaged dynamic model as:

$$C_{dc} \dot{V}_{dc} = u_b I_{L_b} + u_{sc} I_{L_{sc}} + u_{fc} I_{L_f} - I_0, \quad (1)$$

$$L_b \dot{I}_{L_b} = V_b - V_{dc} u_b, \quad (2)$$

$$L_{sc} \dot{I}_{L_{sc}} = V_{sc} - V_{dc} u_{sc}, \quad (3)$$

$$L_{fc} \dot{I}_{L_f} = V_{fc} - V_{dc} u_{fc}, \quad (4)$$

$$\dot{V}_b = f(I_{L_b}), \quad (5)$$

$$C_{sc} \dot{V}_{sc} = -I_{L_{sc}}, \quad (6)$$

$$V_{fc} = V_{fc0} - R_{fc} I_{L_f}, \quad (7)$$

where the electric variables (shown in Fig. 1) represent the average behavior of the instantaneous voltages and currents, and the control signals  $u_b, u_{fc}, u_{sc}$  are the duty cycles (d.c) of the PWM drivers. Parameter  $R_{fc}$  in (7) represents the ohmic behavior of the FC for the output current range between the activation current and the point of maximum output power. Function  $f(\cdot)$  in (5) has to be adjusted according to the B chemistry and configuration. As a first approximation, for control purposes it can be approximated by a capacitive behavior similar to (6), considering an equivalent capacitance that creates a voltage variation of similar magnitude as the B voltage variation when its charge changes from  $SoC = 0$  to  $SoC = 100\%$ .

## III. SMC STRATEGY

The objective is to indirectly regulate the dc-link voltage  $V_{dc}$  at a specific set point, by using the energy stored in the SC. For that, an adaptation of a standard procedure for the boost converter control in sliding mode is used, as will be explained below. Simultaneously the SC energy is restored from the B and from the FC using other sliding controllers to regulate their currents according to a slowly varying reference signal.

### A. Regulator design

The first control loop will include the SC and the dc-link. The total averaged energy stored in the dc-link and the inductances of the SC, FC and B converters is

$$E_0 = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 + \frac{1}{2} L_{sc} I_{L_{sc}}^2 + \frac{1}{2} L_b I_{L_b}^2 + \frac{1}{2} L_{fc} I_{L_f}^2. \quad (8)$$

As  $I_0$  is usually varying due to the load demand, and the B and FC currents are restricted to have slow variations, the reference energy has to include the SC current, as follows

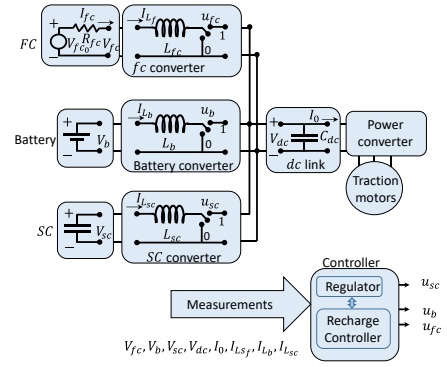


Fig. 1 Schematic diagram of the EMS.

$$E_0^*(t) := \frac{1}{2} C_{dc} \bar{V}_{dc}^2 + \frac{1}{2} L_b \bar{I}_{L_b}^2 + \frac{1}{2} L_{fc} \bar{I}_{L_f}^2 + \frac{1}{2} L_{sc} \left( \frac{\bar{V}_{dc}}{V_{sc}} I_0 - \frac{V_b}{V_{sc}} \bar{I}_{L_b} - \frac{V_{fc}}{V_{sc}} \bar{I}_{L_f} \right)^2, \quad (9)$$

where  $\bar{I}_{L_b}, \bar{I}_{L_f}$  are created by the SC voltage controller.

That allows the definition of the energy error output

$$e := E_0 - E_0^*(t), \quad (10)$$

which has to be driven to zero by the closed loop controller. Using (8), (9), and later using (1), ..., (4):

$$\dot{e} = \Sigma := I_{L_{sc}} V_{sc} + I_{L_b} V_b + I_{L_f} V_{fc} - V_{dc} I_0 - \dot{E}_0^*(t), \quad (11)$$

where, after neglecting the effects of  $\dot{V}_{dc}, \dot{V}_b, \dot{V}_{fc}$  and  $\dot{V}_{sc}$ ,

$$\dot{E}_0^*(t) = L_b \bar{I}_b \dot{\bar{I}}_b + L_{fc} \bar{I}_{L_f} \dot{\bar{I}}_{L_f} + L_{sc} \left( \frac{\bar{V}_{dc}}{V_{sc}} I_0 - \frac{V_b}{V_{sc}} \bar{I}_b - \frac{V_{fc}}{V_{sc}} \bar{I}_{L_f} \right) \left( \frac{\bar{V}_{dc}}{V_{sc}} \dot{I}_0 - \frac{V_b}{V_{sc}} \dot{\bar{I}}_b - \frac{V_{fc}}{V_{sc}} \dot{\bar{I}}_{L_f} \right). \quad (12)$$

This shows that the derivative of the energy error is dependent on the instantaneous input-output power balance, and does not depend on the control inputs, thus the relative degree (r.d.) of  $e$  is higher than one. Evaluating now

$$\ddot{e} = \dot{I}_{L_{sc}} V_{sc} + \dot{I}_{L_b} V_b + \dot{I}_{L_f} V_{fc} - \dot{V}_{dc} I_0 + I_{L_{sc}} \dot{V}_{sc} + I_{L_b} \dot{V}_b + I_{L_f} \dot{V}_{fc} - V_{dc} \dot{I}_0 - \dot{E}_0^*(t), \quad (13)$$

and using also (5), (6), (7), considering  $\dot{V}_{fc0} = 0$ :

$$\ddot{e} = A_1 - u_{fc} B_3 - u_b B_2 - u_{sc} B_1, \quad (14)$$

where

$$A_1 := \frac{V_{sc}^2}{L_{sc}} + \frac{V_b^2}{L_b} + \frac{V_{fc}^2}{L_{fc}} - \frac{I_{L_f} R_{fc} V_{fc}}{L_{fc}} - \frac{I_{L_{sc}}^2}{C_{sc}} + I_{L_b} f(I_{L_b}) + \frac{I_0^2}{C_{dc}} - V_{dc} \dot{I}_0 - \dot{E}_0^*(t), \quad (15)$$

$$B_1 := \left( \frac{V_{sc} V_{dc}}{L_{sc}} + \frac{I_{L_{sc}} I_0}{C_{dc}} \right), \quad (16)$$

$$B_2 := \left( \frac{V_b V_{dc}}{L_b} + \frac{I_{L_b} I_0}{C_{dc}} \right), \quad (17)$$

$$B_3 := \left( \frac{(V_{fc} - I_{L_f} R_{fc}) V_{dc}}{L_{fc}} + \frac{I_{L_f} I_0}{C_{dc}} \right), \quad (18)$$

and considering negligible the effects of  $\dot{V}_{dc}$ ,  $\dot{V}_b$  and  $\dot{V}_{sc}$ ,

$$\begin{aligned} \ddot{E}_0^*(t) = & L_{sc} \left( \frac{\bar{v}_{dc}}{V_{sc}} \dot{I}_0 - \frac{v_b}{V_{sc}} \dot{I}_b - \frac{v_{fc}}{V_{sc}} \dot{I}_{L_f} \right)^2 + L_{sc} \left( \frac{\bar{v}_{dc}}{V_{sc}} I_0 - \right. \\ & \left. \frac{v_b}{V_{sc}} \bar{I}_b - \frac{v_{fc}}{V_{sc}} \bar{I}_{L_f} \right) \left( \frac{\bar{v}_{dc}}{V_{sc}} \dot{I}_0 - \frac{v_b}{V_{sc}} \dot{I}_b - \frac{v_{fc}}{V_{sc}} \dot{I}_{L_f} \right) + L_b \dot{I}_b^2 + L_b \bar{I}_b \ddot{I}_b + \\ & + L_{fc} \dot{I}_{L_f}^2 + L_{fc} \bar{I}_{L_f} \ddot{I}_{L_f}. \end{aligned} \quad (19)$$

It is verified that  $\ddot{e}$  is linearly dependent on the control signals  $u_{sc}$ ,  $u_b$ ,  $u_{fc}$  if  $B_1 \neq 0$ ,  $B_2 \neq 0$ ,  $B_3 \neq 0$  respectively, having  $e$  r.d. 2 respect to each control signals whenever those conditions are satisfied. The particular possible situation of losing the r.d. condition respect to  $u_{sc}$  is only found for voltages and currents outside of the operational range. The special cases  $B_2 = 0$  or  $B_3 = 0$  just make (14) independent of the respective control signals  $u_b$  or  $u_{fc}$ . The special case  $B_1 = 0$ , if happens, will make  $u_{sc}$  to saturate towards 0 or 1 (see (23) below), thus forcing  $I_{L_{sc}}$  to increase or decrease until  $B_1 \neq 0$  again.

The main objective is to regulate the voltage  $V_{dc}$  which is affected by the load current  $I_0$ . By design, the system must guarantee that the SC current  $I_{L_{sc}}$  can react fast enough to compensate the effects of the variations of  $I_0$ .

To drive the energy error  $e \rightarrow 0$ , it is proposed to force the following reduced order dynamics

$$\dot{e} = -ke, \quad (20)$$

where  $k > 0$  is selected according to the desired convergence speed. For that, a SMC is proposed to drive the signal  $\sigma_0 := ke + \dot{e} \rightarrow 0$  in finite time by manipulating  $u_{sc}$ , while considering that  $u_b$ ,  $u_{fc}$  are known perturbations manipulated by other controllers designed to regulate the SC voltage and to recharge the B. So, the r.d. condition assures the dependence of the time derivative  $\dot{\sigma}_0$  on the control variables as shown below:

$$\dot{\sigma}_0 = k\dot{e} + \ddot{e} = \alpha - B_1 u_{sc}, \quad (21)$$

where  $\alpha := \phi - u_b B_2 - u_{fc} B_3$ , and  $\phi := k\Sigma + A_1$ .

The equivalent control  $u_{sc_{eq}}$  [8] is obtained by solving  $\dot{\sigma}_0 = 0$  assuming for the sequel  $B_1 \neq 0$ , as  $u_{sc_{eq}} := \alpha/B_1$  and the sliding mode will be possible if and only if  $0 \leq u_{sc_{eq}} \leq 1$ . The reaching condition is

$$\frac{\sigma_0}{|\sigma_0|} \dot{\sigma}_0 \leq -\eta, \eta > 0. \quad (22)$$

Using (21) and considering the equality in (22), the d.c. of the SC converter is obtained as

$$u_{sc} := \text{Sat}_0^1 \left\{ \frac{\alpha}{B_1} + \frac{\eta}{B_1} \text{Sign}(\sigma_0) \right\}, \quad (23)$$

where  $\text{Sat}_a^b\{x\} := b(x > b) + x(a \leq x \leq b) + a(x < a)$ . The following section describes the controllers for  $u_b$  and  $u_{fc}$ .

### B. Recharge Controller design

Regarding the FC as the main energy source, the B as an auxiliary storage device and the SC as responsible of providing the instantaneous power to balance the dc-link voltage, many

strategies can be created to recharge the SC, keep the B SoC within a desired range and operate the FC according to its capacity limitations and best practices. Due to the faster reaction of the SC controller, the average power injected to the dc link by the B and FC converters will be compensated by an equivalent power extracted from there by the SC converter, thus forcing a recharge current into the SC. From (1), and considering that the FC and B operation dynamics is planned to be much slower than the SC's, the FC and B converters can be assumed to operate at steady state considering their input-output averaged power balance. So, the current balance at the dc link can be stated as

$$C_{dc} \dot{V}_{dc} = \frac{v_b}{V_{dc}} I_{L_b} + u_{sc} I_{L_{sc}} + \frac{v_{fc}}{V_{dc}} I_{L_f} - I_0. \quad (24)$$

The current references for the B and FC converters will be created to slowly restore the averaged SC and B SoC.

The restoration dynamics is designed to be slow with respect to the dc link closed loop dynamics, and compatible with the B and FC best usage practices. It is proposed to command the FC and B converters to feed coordinately into the dc-link an averaged current  $\bar{I}_{r0}$  to recharge the B and SC. Ideally,

$$\bar{I}_{r0} := \bar{I}_{rsc0}, \quad (25)$$

where signal  $\bar{I}_{rsc0}$  stands for the necessary average recharging current feeding the dc link to restore the SC SoC.

As the battery will also need recharging, (25) is rewritten to include the B recharge current as

$$\bar{I}_{r0} := \bar{I}_{rsc0} + \bar{I}_{rb0} - \bar{I}_{rb0}, \quad (26)$$

where signal  $\bar{I}_{rb0}$  stands for the necessary average recharging current feeding the dc link to restore the B SoC. Clearly it is equivalent to (25) but after explicitly including  $\bar{I}_{rb0}$  the B recharge strategy will become more clear in next paragraphs.

Signal  $\bar{I}_{r0}$  is further split in two additive components,  $\bar{I}_{L_{f0}}$  and  $\bar{I}_{L_{b0}}$  following some adequate criteria. A specific one will be described below. Other one can be found in [13]. Component  $\bar{I}_{L_{f0}}$  is the averaged desired output current of the FC converter (commanded to set  $I_{L_f}$  as FC current). Component  $\bar{I}_{L_{b0}}$  is the averaged desired output current of the B converter (commanded to set  $I_{L_b}$  as B current). Both defined to satisfy

$$\bar{I}_{L_{f0}} + \bar{I}_{L_{b0}} = \bar{I}_{r0}, \quad (27)$$

playing each one the role of collecting one or more terms of the right member of (26). So, the ideal converter controller references should be  $\bar{I}_{L_b} = \frac{V_{dc_{av}}}{V_{b_{av}}} \bar{I}_{L_{b0}}$ ,  $\bar{I}_{L_f} = \frac{V_{dc_{av}}}{V_{f_{av}}} \bar{I}_{L_{f0}}$ . The averaged quantities  $V_{dc_{av}}$ ,  $V_{b_{av}}$ ,  $V_{f_{av}}$  are obtained by low-pass filtering the measured values. Filters bandwidth is set to cutoff the undesired high-frequency components, shaping slowly varying waveforms.

The operative range of the FC restricts  $I_{L_f} \in [I_{L_{f_m}}, I_{L_{f_M}}]$ , where  $I_{L_{f_m}}$  is the minimum activation current, and  $I_{L_{f_M}}$  is the current where the maximum power is drained. Also the B operative range is restricted to  $I_{L_b} \in [-I_{L_{b_{ch}}}, I_{L_{b_{dis}}}]$ , where  $I_{L_{b_{ch}}}$  represents the maximum allowed charging current, and  $I_{L_{b_{dis}}}$  is the maximum allowed discharge current. Those limit

values are dependent on the actual B SoC, State of Health (SoH) and temperature. The designer has to define them according to the B condition.

An adequate criterion has to be defined to create both current references, and several options arise for this combination of FC and B. The simplest option, but probably not the best, is to assign to the B the role of recharging the SC while keeping inactive the FC until it is necessary to recharge the B. This scenario forces charge cycling on the B and on-off cycling of the FC, incrementing power losses due to the energy flow through the converters and through the B output impedance. Although not the best, this criterion was adopted in [13] to complete a basic design.

Here, a different strategy commands the FC to provide the averaged power necessary for the traction and recharge systems. The SC is commanded to react to the instantaneous demands of the system, while the FC and battery are commanded to provide the average current demanded by the load and for SC recharging. Battery recharging task is assigned to the FC.

Due to the faster reaction of the SC controller, the average power injected by the FC converter to the dc link will be compensated by an equivalent and opposite value of power extracted from there by the SC converter, thus forcing a recharge current into the SC. Simultaneously, the battery converter current is defined to complement the slow reaction of the FC and simultaneously drain the assigned recharge current, while adopting the battery best usage practices.

The FC, as the main energy provider, is commanded to surge the low frequency components of the averaged load demand and averaged recharge needs for the battery and SC. The battery is commanded to complement the FC providing some higher frequency components, and accepting the recharge energy.

To start, signals  $\bar{I}_{rb}$ ,  $\bar{I}_{rsc}$  and  $\bar{I}_{0av}$  need to be defined:

Signal  $\bar{I}_{rb}$  stands for the necessary recharge current to recover the battery SoC, defined here as follows:

$$\bar{I}_{rb} := \begin{cases} I_{Lb\,dis} & \text{if } \overline{SoC} \leq SoC_b, \\ I_{Lb\,dis} \left( \frac{SoC_b - SoC_M}{\overline{SoC} - SoC_M} \right) & \text{if } SoC_M < SoC_b < \overline{SoC}, \\ 0 & \text{if } SoC_b \in [SoC_m, SoC_M], \\ -I_{Lb\,ch} \left( \frac{SoC_m - SoC_b}{SoC_m - \overline{SoC}} \right) & \text{if } \overline{SoC} < SoC_b < SoC_m, \\ -I_{Lb\,ch} & \text{if } SoC_b \leq \overline{SoC}. \end{cases} \quad (28)$$

$$\bar{I}_{rb0} = \frac{V_{bav}}{V_{dcav}} \bar{I}_{rb} \quad (29)$$

Variables  $\overline{SoC} > SoC_M > SoC_m > \underline{SoC}$ , are all adequately defined in the range 0 to 100% to set the recharging strategy of the battery.

Signal  $\bar{I}_{rsc}$  stands for the necessary recharging current to restore the SC SoC, usually adequately defined as a function of the SC SoC or voltage, and defined here as follows:

$$\bar{I}_{rsc} := \gamma(\bar{V}_{sc} - V_{scav}) + I_{Lscav} \quad (30)$$

$$\bar{I}_{rsc0} = \frac{V_{scav}}{V_{dcav}} \bar{I}_{rsc}$$

where gain  $\gamma > 0$  is defined according to the desired recharging dynamics for the SC.

Signal  $\bar{I}_{0av} := LP_3(I_0)$  is obtained by low-pass filtering the load current  $I_0$  with an adequately designed third order filter, to allow smooth enough variations at start-up under step changes of  $I_0$ .

Now, from (26), (27) the following recharge current distribution is chosen:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{Lf0} &= \bar{I}_{rsc0} - \bar{I}_{rb0}, \\ \bar{I}_{Lb0} &= \bar{I}_{rb0}. \end{aligned}$$

But, for the FC to source the recharging current for the battery and to provide the average current load to the traction inverter, the FC converter should be ideally commanded by

$$\bar{I}_{Lf} = \frac{V_{dcav}}{V_{fcav}} \bar{I}_{LfT0},$$

$$I_{LfT0} := \bar{I}_{Lf0} + \bar{I}_{0av}.$$

Note that the addition of  $\bar{I}_{0av}$  above is a feedforward action that helps to push  $I_{Lscav}$  towards zero since the only power source is the FC, while B and SC just operate to adjust transient behaviors.

For the battery to source the recharging current for the SC while restoring its SoC, the battery converter should be ideally commanded by

$$\bar{I}_{Lb} = \frac{V_{dcav}}{V_{bav}} \bar{I}_{Lb0}.$$

Due to natural limitations of the FC performance and current, and due to current limitations of the battery, the references are modified as follows

$$\bar{I}_{Lf} := LP_3 \left( Sat_{ILFm}^{ILFm}(\bar{I}_{Lf}) \right), \quad (31)$$

$$\bar{I}_{Lb} := LP_2 \left( Sat_{-Ibch}^{+Ibdis} \left( \frac{V_{dcav}}{V_{bav}} \left( \bar{I}_{LfT0} - \frac{V_{fcav}}{V_{dcav}} \bar{I}_{Lf} \right) + \bar{I}_{Lb} \right) \right), \quad (32)$$

which correspond to the required contribution of the B and FC to  $\bar{I}_{r0}$  (26) and to the traction inverter according to the its capabilities and to its recharging needs. Operator  $LP_3(\cdot)$  is a third-order low pass filter with critical damping response, designed to shape the  $\bar{I}_{Lf}$  waveform and  $LP_2(\cdot)$  is a second order low-pass filter designed for similar purpose. The bandwidth of filter  $LP_2(\cdot)$  is set to be wider than the bandwidth of  $LP_3(\cdot)$  but its cutoff frequency should be selected to filter out undesired high-frequency components that could affect somehow the battery. As seen above, the battery also is commanded to supply the current that the FC cannot provide due to its dynamic limitations.

Jointly, due to their dynamic limitations, the FC and battery usually are not able to provide exactly the demand  $\bar{I}_{r0} +$

$\bar{I}_{0av} \forall t$ , so the SC has to complement the charge flow during transients.

Once  $\bar{I}_{Lb}$  and  $\bar{I}_{Lf}$  are defined, local controllers for each converter have to force  $e_b = I_{Lb} - \bar{I}_{Lb} \rightarrow 0$  and  $e_{fc} = I_{fc} - \bar{I}_{Lf} \rightarrow 0$ . Again, simple SMC are designed as shown below.

For the B controller: Let  $\sigma_b = e_b$  be the desired sliding output. It is verified that  $\sigma_b$  has r.d. 1 since using (2)  $\dot{e}_b = \dot{I}_{Lb} - \dot{\bar{I}}_{Lb} = \frac{V_b - V_{dc}u_b}{L_b} - \dot{\bar{I}}_{Lb}$ , which is linearly dependent on  $u_b$ .

The reaching condition is defined as

$$\frac{\sigma_b}{|\sigma_b|} \dot{\sigma}_b \leq -\eta_b, \eta_b > 0, \quad (33)$$

being  $\eta_b$  the minimum variation speed imposed to  $\dot{\sigma}_b$ .

Now, replacing  $\dot{\sigma}_b$  and considering the equality, it leads to the d.c. of the B converter defined by

$$u_b := \text{Sat}_0^1 \left\{ \frac{V_b}{V_{dc}} - \frac{L_b}{V_{dc}} \dot{\bar{I}}_{Lb} + \frac{L_b}{V_{dc}} \eta_b \text{Sign}(\sigma_b) \right\}. \quad (34)$$

The signal  $\bar{I}_{Lb}$  is assumed to be slowly varying so its time derivative  $\dot{\bar{I}}_{Lb}$  can be neglected in the control loop, or eventually evaluated with an adequate differentiator filter.

Following an equivalent procedure, for  $\sigma_{fc} = e_{fc}$ , using (4) and for an adequate value of  $\eta_{fc}$ , the d.c. of the FC controller is

$$u_{fc} := \text{Sat}_0^1 \left\{ \frac{V_{fc}}{V_{dc}} - \frac{L_{fc}}{V_{dc}} \dot{\bar{I}}_{fc} + \frac{L_{fc}}{V_{dc}} \eta_{fc} \text{Sign}(\sigma_{fc}) \right\}. \quad (35)$$

The signal  $\bar{I}_{Lf}$  is also assumed to be slowly varying so its time derivative  $\dot{\bar{I}}_{Lf}$  can be neglected in the control loop, or evaluated with an adequate differentiator filter.

#### IV. RESULTS

The performance of the proposed strategy was analyzed with simulations. In the future may be possible to perform experiments. A standard simulation software was used, implementing a fixed step integration algorithm with a maximum time step size of  $2 \mu\text{s}$ . The simulation was run for one second to let the system to stabilize at an (almost) steady state condition. All that initial data was discarded, the timer is reset to zero and the figures show the evolution after that time up to 100 more seconds. The used SC dynamic model is a commonly used one, following [14], [15]. The B dynamic model also is a standard one, following [16]. The FC model follows [17], [18] and its electrical characteristic is depicted in Fig. 2 where the nominal operating point  $[15A, 48V]$  and maximum operating point  $[20A, 46V]$  are depicted. The converters were simulated by their averaged behavior, discarding ripple effects and averaging discontinuous pulsating currents. The converter switches were simulated as a function of the d.c. using their averaged effect on the circuits. The simulated system parameters are listed in Table I. The case study considers the initial condition of the system in steady state: The output current  $I_0 = 0$ , the SC loaded at its reference voltage and the B SoC slightly less than 25%. So no recharge current is needed from the B for the SC, but the B is needing recharge from the FC.

TABLE I. MAIN SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Value	Parameter	Value
$C_{sc}$	160 [F]	Battery capacity	10 [Ah]
$L_{sc}$	800 [ $\mu\text{Hy}$ ]	Nominal battery voltage	48 [V]
$L_b$	800 [ $\mu\text{Hy}$ ]	FC maximum power	920 [W]
$L_{fc}$	800 [ $\mu\text{Hy}$ ]	FC maximum output current	20 [A]
$C_{dc}$	2400 [ $\mu\text{F}$ ]	FC maximum output voltage	65 [V]
$ I_{Lb} $	$\leq 10$ [A]	FC maximum efficiency current	15 [A]

After one second a sudden request of  $I_0 = 8A$  is imposed during a whole second and then changed to  $-2A$  for 0.25 s. After that, a pulsed current demand of  $+8A, -2A$ , of period 0.5s and 50% d.c. is sustained. This waveform is chosen to illustrate the capabilities of the design. The selected current demand shows an average positive demand current of 3A with an additive pulsed demand of  $\pm 5A$ , useful to show the long term response and the short term transient behavior.

The recharge demand for the battery  $\bar{I}_{rb}$  (28) is shown in Fig. 3 where  $\overline{SoC} = 90\%$ ,  $SoC_M = 75\%$ ,  $SoC_m = 35\%$ ,  $\underline{SoC} = 20\%$ . Fig. 4.(a) shows the averaged load current drained by the traction converter, and the dc link voltage  $V_{dc}$ , which is initially at  $V_{dc} = 75V$  and later becomes barely affected by the current load. The voltage ripple is affected by the use of a simplified model for the SC and B for the control design, where their internal resistances are neglected. It is also worth to mention that such voltage ripple does not affect the traction performance since the traction inverter controller is able to compensate it. In this case it shows less ripple compared to [13]. Fig. 4.(b) shows the averaged output current at the SC terminals  $I_{Lsc}$  which is equal to the current flowing through the respective SC converter inductor  $L_{sc}$ . It shows less low frequency variations compared to [13]. Fig. 4.(c) shows the averaged output current at the B terminals  $I_{Lb}$  and flowing through the corresponding converter inductor  $L_b$ . Fig. 4.(d) shows the averaged output current at the FC terminals  $I_{Lf}$  and flowing through the corresponding converter inductor  $L_{fc}$ . The results included in [13] shown that  $I_{Lf}$  is almost constant while  $I_{Lb}$  is providing all necessary fluctuations, but here the effort is shared between FC and B.

Both  $I_{Lf}$  and  $I_{Lb}$  react slowly creating a current flow to the dc-link forcing the regulator to adjust the SC current. So, a net current flow appears from the B to the SC when it needs recharging, and vice versa. Also, the FC recharges the B when needed. The smooth variation of the currents preserve both devices from the effects of high-frequency currents.

For the case study,  $\gamma = 50$  in (30), operator  $LP_3$  in (31) has a triple pole at  $\omega_n = 2\pi$  [1/s] and operator  $LP_2$  in (32) has a double real pole at  $2\omega_n$ .

It is worth to mention that the sliding regulator operates on the global energy error (10) as shown in Fig. 5, instead of on the voltage error. The shown error is less than 3% of the stored energy. During sliding mode, the energy error  $e$  evolves following the dynamics (20) given by  $\dot{e} = -k \cdot e$ , where for the case it was selected  $k = 5$  [1/s].

Fig 6 shows the sliding outputs  $\sigma_0, \sigma_b$  and  $\sigma_{fc}$ . It is seen that  $\sigma_0$  is barely affected by the sudden load changes, while  $\sigma_b$  and  $\sigma_{fc}$  remain practically around zero the whole time. The spikes

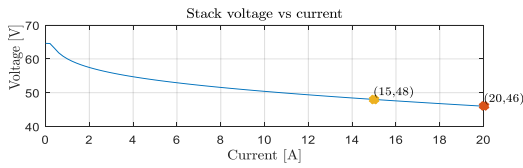


Fig. 2 FC Polarization curve.

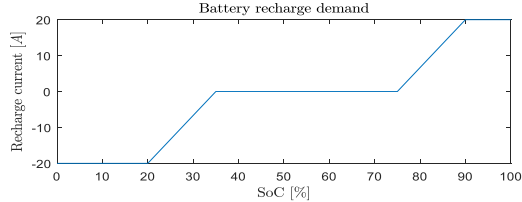


Fig. 3 Recharge demand for the battery as a function of its SoC.

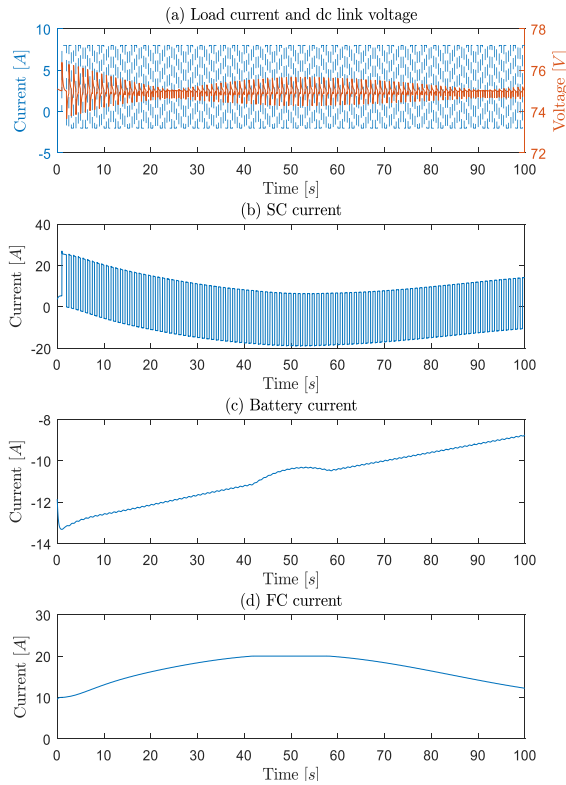


Fig. 4 (a) Averaged current demand  $I_0$  produced by the traction power converter and averaged dc-link voltage  $V_{dc}$ ; (b) Averaged output current at the SC terminals  $I_{L_{sc}}$ ; (c) Averaged output current at the battery terminals  $I_{L_b}$ ; (d) Averaged output current at the FC terminals  $I_{f_c}$ .

on  $\sigma_0$  are mainly due to the finite time step of the simulation and the first-order derivative filters used to evaluate  $\dot{I}_0, \dot{I}_0$ . The same effect is seen on  $\sigma_b$ , but with negligible amplitude. Note the fast reaching phases towards zero. The evolution of these signals is similar as in [13].

Fig. 7.(a) shows the evolution of the SC voltage  $V_{sc}$  and its SoC, due to the effects of the drained current. Please note the effect of the internal SC output resistance on  $V_{sc}$  due to the

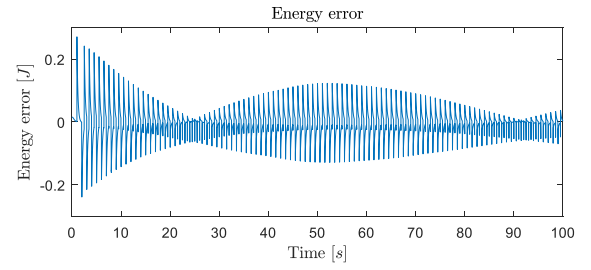


Fig. 5 Difference between the total stored energy at the inductances and dc-link capacitor, and the reference energy value.

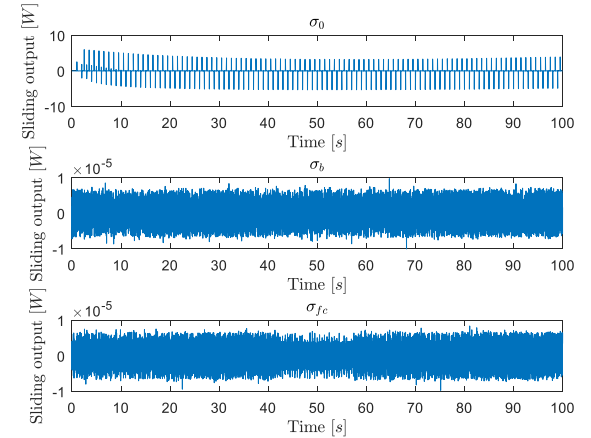
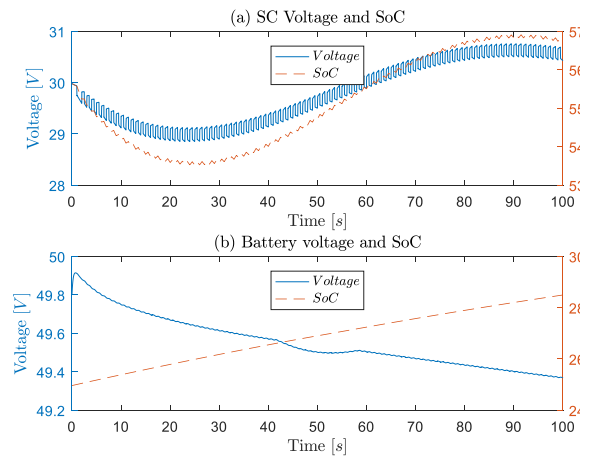
Fig. 6 Sliding output  $\sigma_0$  used by the sliding regulator (above). Sliding outputs  $\sigma_b, \sigma_{f_c}$  used by the sliding recharge controllers (center and below).

Fig. 7 (a) Evolution of the SC voltage  $V_{sc}$  and its State of Charge (SoC); (b) Evolution of the battery voltage  $V_b$  and its State of Charge (SoC).

current  $I_{sc}$ , producing step changes on the voltage. In addition, Fig 7.(b) shows the same for the B. The shown voltage decreases continuously while the SoC increases, due to the effect of the variable recharge current on the B output resistance, as shown in Fig. 4.(c). The d.c.  $u_b, u_{sc}, u_{fc}$  are presented in Fig. 8 where the discontinuous behavior of the sliding controller is easily noted. Sudden reactions occur when fast changes in the current demand force the sliding variables  $\sigma_0, \sigma_b, \sigma_{f_c}$  to move from zero. Discontinuous gains were set as  $\eta_b = \eta_{f_c} = 30, \eta_0 = 100$ .

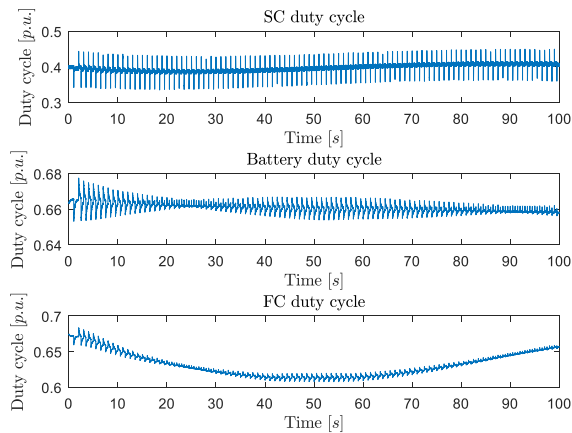


Fig. 8 Duty cycle of the SC PWM driver (above). Duty cycle of the battery PWM driver (center). Duty cycle of the FC PWM driver (below).

## V. CONCLUSIONS

A sliding mode control strategy was used to implement an EMS on a hybrid FC-B-SC HESS. The SC is commanded to provide the fast response while the B is used to slowly adjust the SC charge. The FC is used to restore the B SoC. The performance can be adjusted independently defining the desired time response of the charge restoring of the dc-link capacitor, the SC, and the B. The B health is preserved by limiting high frequency components of the B current. Other health preservation actions could also be considered, as for example: preventing extreme state of charge conditions, preventing extreme temperatures, and limiting the charge-discharge cycles. The proposed control strategy can be extended to include other restrictions according to the needs. E.g., it is simple to add a charge-discharge oscillatory behavior between B and SC to heat up the B if necessary, as presented in [4].

The sliding mode strategy in general provides robustness to the control loop, and invariance against matched perturbations. Although some equations seem complex to evaluate, the control strategy follows rather simple ideas, being also possible to simplify some expressions at a cost of increasing the switching gains  $\eta_0, \eta_b, \eta_{fc}$ , preserving a satisfactory performance. It is worth to highlight the design simplicity and adjustment of the controller tuning parameters to obtain a desired closed loop performance. The design of expressions (28), (30), (31), (32) condition the charge/discharge cycles of the B and the FC operative conditions. Its design has to be done considering the SC capacity and the maximum load current, which together define the SC charge/discharge time. Naturally, the expected reaction speed of the recharge control loop must be high enough to guarantee proper regulation of the SC SoC, but an excessive reaction speed would increase the B cycling thus degrading the lifespan. The results presented here show better behaviour compared to [13]: The dc link voltage ripple is lower; current  $I_{Lsc}$  shows less low frequency variations; and the recharge effort is shared smoothly between the FC and B.

Considering future possible actions to continue this ideas, experiments will be necessary to highlight possible practical

issues regarding the implementation, and to confirm its advantages in practice.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors thank the support of Universidad Nacional de Sur and CONICET.

## REFERENCES

- [1] Opitza, A., P. Badamia, L. Shena, K. Vignaroobana, A.M. Kannana, "Can Li-Ion batteries be the panacea for automotive applications?", *Renewable Sustainable Energy Rev.* 68 (2017) 685–692.
- [2] Wang, X., Kerr, R., Chen, F., Goujon, N., Pringle, J.M., Mecerreyes, D., Forsyth, M., Howlett, P.C., Toward high-energy-density lithium metal batteries: opportunities and challenges for solid organic electrolytes, *Advanced Materials*, 32 (18), art. no. 1905219, 2020.
- [3] Kabir, M., D. Demirocak, "Degradation mechanisms in Li-ion batteries: a state-of-the-art review", *Int. J. Energy Res.* 2017; 41:1963–1986.
- [4] Chiacchiarini, H., C. De Angelo, G. Amaya, Health-conscious energy management of a hybrid battery-supercapacitor storage system, 27° Cong. Argentino de Control Automático, Buenos Aires, Arg. Oct. 2020.
- [5] Amaya, E. G., H. Chiacchiarini, C. De Angelo, Energy management system designed for reducing operational costs of a hybrid fuel cell-battery-ultracapacitor vehicle, *IEEE Vehicular Power and Propulsion Conference (IEEE VPPC 2020)*, Guijon, Spain, Nov. 18 to Dec. 16, 2020.
- [6] Amaya, E. G., H. Chiacchiarini, C. De Angelo, and M. Asensio, "The energy management strategy of fc/battery vehicles winner of the 2017 IEEE VTS Motor Vehicles Challenge," 2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2017, pp. 1–6.
- [7] Yue, M., S. Jemei, R. Gouriveau, and N. Zerhouni, "Review on health-conscious energy management strategies for fuel cell hybrid electric vehicles: Degradation models and strategies," *Int. Journal of Hydrogen Energy*, vol. 44, pp. 6844-6861, 2019.
- [8] Utkin, V., *Sliding modes in control and optimization, communication and control engineering*. Berlin: Springer-Verlag, 1992.
- [9] Song Z., Hou J., Hofmann H., Li J., Ouyang M., Sliding-mode and Lyapunov function-based control for battery/supercapacitor hybrid energy storage system used in electric vehicles, *Energy*, Vol. 122, 2017, Pages 601-612, ISSN 0360-5442.
- [10] Wang B., Xu J., Xu D., Yan Z., Implementation of an estimator-based adaptive sliding mode control strategy for a boost converter based battery/supercapacitor hybrid energy storage system in electric vehicles, *Energy Conversion and Management*, Volume 151, 2017, Pages 562-572.
- [11] Sira-Ramirez, Hebert, Oliver-salazar, Marco, Vazquez-Santacruz, J.A. and Velasco-Villa, M. (2011). On the robust control of the boost converter. 1497-1502. 10.1109/IECON.2011.6119529.
- [12] Orozco E., and Chiacchiarini H. G., "Sliding mode control of a hybrid battery-supercapacitor energy management system" 2<sup>nd</sup> ASCENT conference, march 2021, Mexico.
- [13] Orozco E. and Chiacchiarini H.G., Sliding Mode Control of a Hybrid Fuel Cell-Battery-Supercapacitor Energy Management System, XIX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, San Juan, 2021
- [14] Oldham, K. B. "A Gouy-Chapman-Stern model of the double layer at a (metal)/(ionic liquid) interface." *J. Electroanalytical Chem.* Vol. 613, No. 2, 2008, pp. 131–38.
- [15] Xu, N., and J. Riley. "Nonlinear analysis of a classical system: The double-layer capacitor." *Electrochemistry Communications*. Vol. 13, No. 10, 2011, pp. 1077–81.
- [16] Tremblay, O., L.-A. Dessaint, "Experimental validation of a battery dynamic model for ev applications." *World Electric Vehicle Journal*. Vol. 3, May 13–16, 2009.
- [17] Njoya, S. M., O. Tremblay, and L. -A. Dessaint. A generic fuel cell model for the simulation of fuel cell vehicles. *Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009, VPPC '09, IEEE, Sept. 7–10, 2009, pp. 1722–29.
- [18] Motapon, S.N., O. Tremblay, and L. -A. Dessaint. "Development of a generic fuel cell model: application to a fuel cell vehicle simulation." *Int. J. of Pow. Electronics*. Vol. 4, No. 6, 2012, pp. 505–22.

# Multiphysics simulation of powerpack composed with LiFePO<sub>4</sub> commercial cylindrical battery cell

P. Muñoz

*Centro Regional de Energía y Ambiente para el desarrollo Sustentable (CREAS), CONICET-UNCA*  
San Fernando del Valle de Catamarca, Argentina  
pmunoz.ar@gmail.com, ORCID: 0000-0002-4433-2125

G. Correa Perelmuter

*Centro Regional de Energía y Ambiente para el desarrollo Sustentable (CREAS), CONICET-UNCA*  
*Facultad de Ciencias Exactas y Naturales (FACEN), Universidad Nacional de Catamarca (UNCA)*  
correa.gabriel@conicet.gov.ar, ORCID: 0000-0001-9706-581X

**Abstract**—In this work, a Lithium iron phosphate (LiFePO<sub>4</sub>) commercial cylindrical battery cell is modeled with a pseudo-two-dimensional (P2D) model coupled with a 2D axisymmetric heat transfer model to adequately represent the electrochemical and thermal responses of a battery. Charge and discharge tests at different C-rates with a controlled environment temperature are used to validate the parameters selected for the model. Model simulations and experimental battery measures show good agreement with maximum RMSE of 45 mV and 32 mV in discharge and charge respectively. In addition, it was shown that the total heat generation profile is strongly conditioned by the reversible heat generation and proportional to the derivatives of Open Circuit Voltage with respect to the temperature of the negative electrode.

**Index Terms**—component, formatting, style, styling, insert

## I. INTRODUCTION

Lithium ion (Li-ion) batteries are electrochemical cells whose performance and cycle life depend on the conditions of operation, one of which is the temperature [1]. To ensure a safe operation, the temperature management of the cells is required [2]–[6].

In this context the development of thermal coupled models becomes important as a nexus between investigation and product development. Lithium-ion battery modelling has been subject of interest in electrochemistry and engineering for a long time. The most widely used model is the one published by Doyle, Fuller and Newman in 1993 [7] and called pseudo-two-dimensional model (P2D). Later, Pals and Newman added an energy balance to that model to take into account the heat generation of the cell [8]. The P2D model is regarded today as the standard model for the analysis of thermal effects, and simplified formulations are proposed in recent literature as the next step in battery management systems (BMS) [9]–[12].

To adequately capture the behavior of batteries, P2D models require a long set of parameters [13]–[16] that can be obtained during the production stage of the battery.

Frequently the battery and pack manufacturer are not the same and the parameters needed for the P2D models are

obtained following different approaches [17]–[20], that range from the selection of parameters found in literature to the design of parameterization protocols and tear-down methodologies in order to experimentally determine these quantities. It is important to highlight that the latter approach does not guarantee the best fit between model predictions and experimental measures, and therefore, some parameters may need to be tuned to achieve better results [20].

Thermal coupled models of Li-ion batteries are used in product development to design suitable thermal management systems (TMS) for battery packs that ensure proper conditions during battery operation [16], [21], [22].

In this work, firstly, a brief description of the model. Later, the parameterization of a P2D model is briefly discussed, to simulate the behaviour of the LFP2714897P-27Ah Li-ion battery, based on the data provided in its data-sheet. After finding a set of parameters that provide a good fit between experimental and simulation data, the electrochemical and thermal behaviour of the cell is investigated.

## II. BATTERY MODEL

The battery model consists in two coupled models, one that describes the electrochemical behaviour of the cell and a thermal model that describes the conservation and dissipation of heat in the cell. The electrochemical model is based in P2D model proposed by Newman1993 which consists of two connected 1D domains, the first domain models the macro domain in the x direction which comprehends the layers of the current collectors, the electrodes and the separators, the second dimension models the radial dimension of the electrode particles, where the diffusion of lithium inside the particles is calculated.

The P2D models allow for a good electrochemical behaviour prediction during charge and discharge with a reasonable computing time for a wide range of operative conditions of the battery. This is due to the inclusion of the dominant physical phenomena. The P2D modeling also is flexible and allows the coupling of different battery phenomena such

as thermal behaviour, mechanical tension and aging, among others [8], [23]–[25].

### A. Equations of the electrochemical model

In the P2D models there is an  $x$  dimension that models the mass and charge transport in the porous electrodes and electrolyte and the electrochemical reaction taking place in the interface between the electrode and the electrolyte. For each point defined in the macro domain, the radial  $r$  dimension models the one-dimensional lithium transport due to diffusion

The electrode is considered as a superposition of two phases, a solid electrode phase and an electrolyte phase. At the interface of this two phases the electrochemical reaction takes place. This reaction is described by the Butler-Volmer equation, and the flux of lithium ions at the interface of the pore is described as:

$$j_n = \frac{i_0}{F} \left[ \exp\left(\frac{\alpha_a \cdot F \cdot \eta}{R \cdot T}\right) - \exp\left(\frac{-\alpha_c \cdot F \cdot \eta}{R \cdot T}\right) \right] \quad (1)$$

$$\eta = \phi_s - \phi_l - E_{eq} \quad (2)$$

where:

$j_n$	Pore wall flux of lithium [ $mol \cdot m^{-2} \cdot s^{-1}$ ]
$i_0$	Exchange current density [ $A \cdot m^{-2}$ ]
$F$	Faraday constant [ $C \cdot mol^{-1}$ ]
$\alpha$	Charge transfer coefficient
$\eta$	Over-potential in the electrode surface [V]
$\phi_s$	Electric potential of the solid phase [V]
$\phi_l$	Electric potential of the liquid phase [V]
$E_{eq}$	Electrode equilibrium potential [V]

In the equation (1),  $i_0$  is the exchange current density:

$$i_0 = F \cdot k_c^{\alpha_a} \cdot k_a^{\alpha_c} \cdot (c_{s,max} - c_s)^{\alpha_a} \cdot c_s^{\alpha_c} \cdot \left(\frac{c_l}{c_{l,ref}}\right)^{\alpha_a} \quad (3)$$

Then, the divergence of the current density of ions at the interface of the solid and liquid is expressed as:

$$\nabla \cdot \vec{i}_l = a_v F j_n \quad (4)$$

$$a_v = \frac{3\epsilon_s}{r_p} \quad (5)$$

where:

$a_v$	Area of the solid/liquid interface per unit volume of the electrode
$\epsilon_s$	Volume fraction of the liquid phase
$r_p$	Particle radius [m]

The electronic current in the solid electrode phase is described by the ohm's law:

$$\vec{i}_s = -\sigma_s \cdot \nabla \phi_s \quad (6)$$

where:

$\sigma_s$	electronic conductivity of the solid phase of the electrode [ $S \cdot m^{-1}$ ]
------------	--

The ionic current density is calculated using the concentrated solution theory as:

$$i_l = -\sigma_l \cdot \nabla \phi_l + \frac{2 \cdot \sigma_l \cdot R \cdot T}{F} \cdot \left(1 + \frac{\partial \ln f_{\pm}}{\partial \ln c_l}\right) \cdot (1 - t_+) \cdot \nabla \ln c_l \quad (7)$$

where:

$\sigma_l$	Electrolyte ionic conductivity [ $S \cdot m^{-1}$ ]
$\phi_l$	Electric potential of the liquid phase [V]
$R$	Gas constant [ $J \cdot mol^{-1} \cdot K^{-1}$ ]
$T$	Temperature [K]
$t_+$	Transference number
$f_{\pm}$	Mean molar activity coefficient
$c_l$	Electrolyte salt concentration [ $mol \cdot m^{-3}$ ]

The mass balance on the electrolyte phase yields:

$$\epsilon_l \cdot \frac{\partial c_l}{\partial t} = -\nabla \cdot \left( -D_l \cdot \nabla c_l - (1 - t_+) \frac{i_l}{F} \right) \quad (8)$$

where:

$t$	Time [s]
$\epsilon_l$	Volumetric fraction of the liquid phase
$D_l$	Diffusion coefficient of the electrolyte salt [ $m \cdot s^{-1}$ ]

The lithium concentration on the solid phase is solved in the pseudo dimension that accounts for the particles, where it is solved as:

$$\frac{\partial c_s}{\partial t} = \nabla \cdot (D_s \cdot \nabla c_s) = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left( D_s r^2 \frac{\partial c_s}{\partial r} \right) \quad (9)$$

with the following boundary conditions:

$$\left. \frac{\partial c_s}{\partial r} \right|_{r=0} = 0 \quad (10)$$

$$-D_s \left. \frac{\partial c_s}{\partial r} \right|_{r=r_p} = -\frac{\nabla \cdot i_s}{F \cdot a_v} \quad (11)$$

where:

$D_s$	Diffusion coefficient of lithium in the solid electrode particles [ $m^2 \cdot s^{-1}$ ]
-------	--

The effect of the tortuosity and volume fraction is included correcting the conductivity and diffusivity through the Bruggeman coefficient [26].

### B. Equations of the thermal model

The insertion and extraction of lithium as well as the lithium transport during charge and discharge generates heat due to the irreversible processes that take place. Also, the change in order of the crystal structure during the change in lithium concentrations in both electrodes can generate or absorb heat. The exchange of heat divided in reversible and irreversible can be described as:

$$Q = Q_{irr} + Q_r \quad (12)$$

with the irreversible heat is expressed as:

$$Q_{irr} = i_l \cdot \nabla \phi_l + i_s \cdot \nabla \phi_s + (\nabla \cdot i_l) \cdot \eta \quad (13)$$

where the first and the second term express the heat generation due to resistive heating of electronic and ionic currents in the solid electrode and the electrolyte, respectively. In the other hand, the reversible heat generation is expressed as:

$$Q_r = (\nabla \cdot i_i) \cdot T \cdot \frac{dE_{eq}}{dT} \quad (14)$$

The heat generation model is embedded in the P2D model and offers the heat generated per unit of volume as an output. At the macro level, a 2D axisymmetric thermal model of the battery is developed with three domains with different properties, the jelly roll, its mandrel and the casing. The jelly roll and is considered as an homogeneous domain in which the thermal properties are averaged weighing the properties of each component. This macro model uses the heat transfer equations to solve the temperature evolution based on the heat generation from the electrochemical model and, in turn, the electrochemical model uses the temperature output of the thermal model as an input.

The thermal model accounts for conduction and convection of heat (in the external surface of the battery canister) and uses the general heat transfer equation:

$$\rho \cdot C_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = Q + \nabla \cdot (\lambda \cdot \nabla T) - \nabla \cdot (h \cdot (T - T_a)) \quad (15)$$

where natural convection is the only heat transfer mechanism due to the relatively low temperatures developed in a normal battery operation.

where:

$\rho$	density [ $kg \cdot m^{-3}$ ]
$C_p$	specific heat capacity [ $J \cdot kg^{-1} K^{-1}$ ]
$\lambda$	thermal conductivity [ $W \cdot m^{-1} K^{-1}$ ]
$h$	heat transfer coefficient [ $W \cdot m^{-1} K^{-1}$ ]
$T_a$	room temperature [ $K$ ]

In the manufacturing process Li-ion batteries electrodes can be assembled in two different ways, either stacking layers of electrodes or rolling up tow long electrodes over themselves (commonly known as jelly rolls). Prismatic batteries such as LFP2714897P-27Ah are most likely to arrange the electrodes as flat jelly rolls. As a whole the jelly roll is composite of different materials and the thermal properties are calculated as a volume average of the different cell layers. The thermal conductivity of jelly roll is anisotropic due to the stacking layers. The thermal conductivity in the direction parallel to the layers and perpendicular to the layers are calculated using 16 and 17 respectively, where  $l_i$  represent the thickness of the different layers.

$$\lambda_{\parallel} = \frac{\sum_i l_i \cdot \lambda_i}{\sum_i l_i} \quad (16)$$

$$\lambda_{\perp} = \frac{\sum_i l_i}{\sum_i \frac{l_i}{\lambda_i}} \quad (17)$$

The density and the heat capacity of the jelly roll are calculated as stated in 18 and 19 respectively.

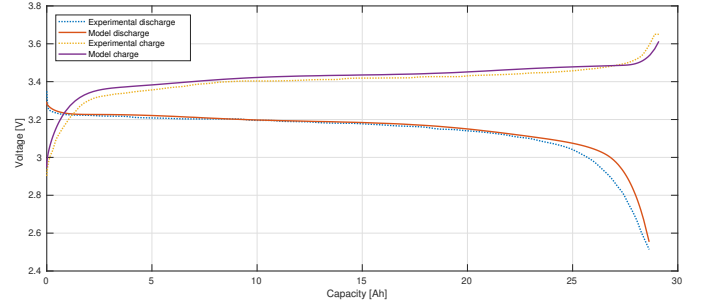


Fig. 1. 2C charge and discharge profiles for the LFP2714897P-27Ah battery and the model.

$$\rho = \frac{\sum_i l_i \cdot \rho_i}{\sum_i l_i} \quad (18)$$

$$C_p = \frac{\sum_i l_i \cdot C_{p_i}}{\sum_i l_i} \quad (19)$$

### C. Battery parameters

The dimensions for the LFP2714897P-27Ah battery can be inferred from the battery model:  $27 \times 148 \times 97$  mm. The casing thickness is unknown an literature reveal values from 0.162 to 0.6 mm [27]. A middle value was of 0.4 mm was adopted for this model.

## III. RESULTS AND DISCUSSION

Based on the dimension of the electrodes, the volume fraction and the maximum capacity of the active materials, the reference current density of 1C is found to be  $15.275$   $Am^{-2}$ . The data states that the charge and discharge were performed at  $25^\circ C$  with a C-rate of 2C. To replicate this conditions, the heat dissipation was overridden an the model temperature was fixed at  $25^\circ C$ . A charge/discharge rate of 1C represents a current of  $27$  A, hence, the current used for both charge and discharge was  $54$  A or  $30.55$   $Am^{-2}$ . At the end of the discharge the average lithium concentration of the anode and cathode were found to be 2.93% and 95.15% respectively. This values were used as initial concentrations for the charge process. The results of the simulation are shown in 1.

The model simulations show to be in good agreement with the experimental data. Furthermore, to quantitatively identify the deviation from the experimental data, four error measurements were calculated: RMSE, mean relative error (MRE) maximum relative error, and mean error. The error values are shown in Table I.

TABLE I  
ERROR MEASUREMENTS FOR THE 2C CHARGE AND DISCHARGE

	Discharge	Charge
RMSE (mV)	45	32
Mean relative error (%)	0.94	0.84
Max. relative error (%)	4.64	2.34
Mean error (mV)	19	24

Both, RMSE and MRE, work with the errors between data points and do not account for their concentration. For the

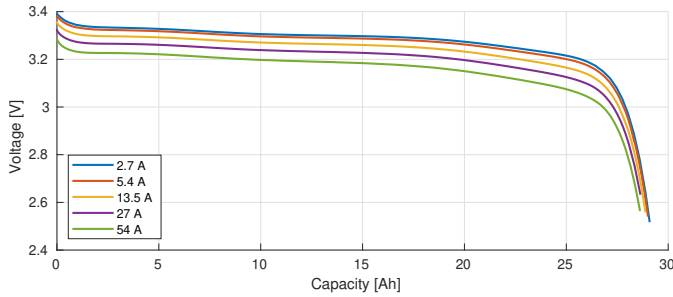


Fig. 2. Battery potential at different discharge currents.

simulation data, during the start of the charge or discharge the solver takes small steps and the data points are concentrated around the initial time, where the data point density could be seven times higher than that of the rest of the curve. Simulation and experimental data points are not ordinarily given the same times or charge states and to provide an error measure it is necessary to interpolate either the experimental data, the simulated data or both. In this study, the first method was applied, meaning that the data points are concentrated around the initial time. A different approach for the error measurement, is to average those errors in time, either through interpolation between data points to produce evenly spaced data or integration of the absolute error and divide it by the integral interval. The latter method yields the mean error listed in table I.

The different error measures are relatively low showing that the model is a good representation of the battery. The discharge errors are mainly due to the voltage difference during the last moments of the discharge where the voltage drops rapidly. If the discharge errors are measured up to 20Ah the RMSE error would be 23mV and the mean error 7mV.

#### A. Battery response

The model proposed previously is considered a good representation of the LFP2714897P-27Ah cell, and is used to study the battery response under different scenarios.

1) *Isothermal constant current discharge*: The model is evaluated with constant current discharges of 0.1C, 0.2C, 0.5C, 1C and 2C that equal to currents of 2.7A, 5.4A, 13.5A, 27A and 54A at a fixed temperature of 25°C. The Voltage response of the battery is shown in Fig. 2.

The most comprehensive efficiency measure for batteries is the coulombic efficiency (CE). The CE is the ratio of output to input electric energy. The coulombic efficiency (CE) of the battery is only measurable by considering a cycle of discharge and charge altogether. Thus, it depends on both the charge and discharge cycles. A slow charge would be more efficient than a fast charge because the charging voltage is lower, as well as the energy used. For this reason, two charging scenarios were simulated to calculate the CE for the different charging modes. As the LFP2714897P-27Ah cell allows a moderately fast charge of 2C, the model was simulated for two constant current (CC) charges of 0.2C and 2C (5.4A and 54A) at a

fixed temperature of 25°C. The charge voltages of the model are shown in Fig. 3.

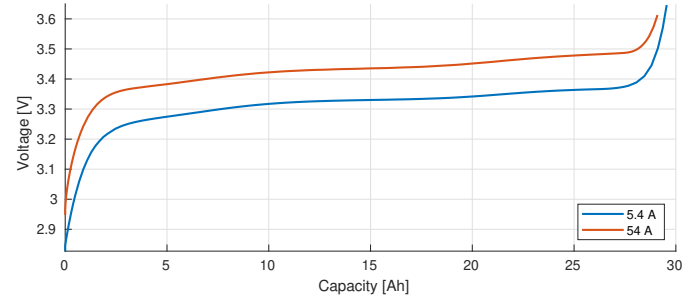


Fig. 3. Battery potential at different charge currents.

With this data, the CE for different combinations of charge and discharge was calculated and the result is shown in table II

TABLE II  
COULOMBIC EFFICIENCY FOR DIFFERENT CC CHARGE AND DISCHARGE AT 25°C

	0.2C charge	2C charge
0.1C discharge	98.54%	95.34%
0.2C discharge	98.26%	95.07%
0.5C discharge	97.47%	94.30%
1C discharge	96.61%	93.47%
2C discharge	95.27%	92.17%

A large simulation job was run for different CC charges and discharges at different temperatures. The C-rates used were 0.1C, 0.2C, 0.5C, 1C and 2C and the temperatures ranged from 0°C to 45°C in 5°C intervals. Fig. 4 shows the voltage profiles for the 0.2C, 1C and 2C CC charges and discharges at different temperatures, where the dark blue curve represent the voltage profile at 0°C and the dark red curve is the voltage at 45°C. In Fig. 4 it can be seen that the temperature effects increase at higher C-rates as the voltage difference between 0°C and 45°C increase with the current for both, charge and discharge cycles. In the model, the higher temperatures results in better lithium diffusion coefficients and electrode kinetics and a better battery performance. Nonetheless, several studies show that high and low operating temperatures relate with higher degradation rates [6], [28].

2) *Constant current discharge with natural convection*: The model was subjected to the same discharge currents as in Section III-A1 but this time the P2D and thermal models were coupled and the cell temperature varied during the battery operation. The thermal model was set to have a natural convection coefficient of  $5 \text{ W K}^{-1} \text{ m}^{-2}$  and a room temperature of 25°C with all its faces being available to dissipate heat except for its base. Fig. 5 shows the thermal model in a different view where it can be seen that the base is not selected as a heat dissipating surface.

Fig. 6 and Fig. 7 show the voltage and average temperature profiles for the different CC discharge cycles. Compared to the profiles obtained in the isothermal discharge, the temperature rise improves the lithium diffusion and charge transfer

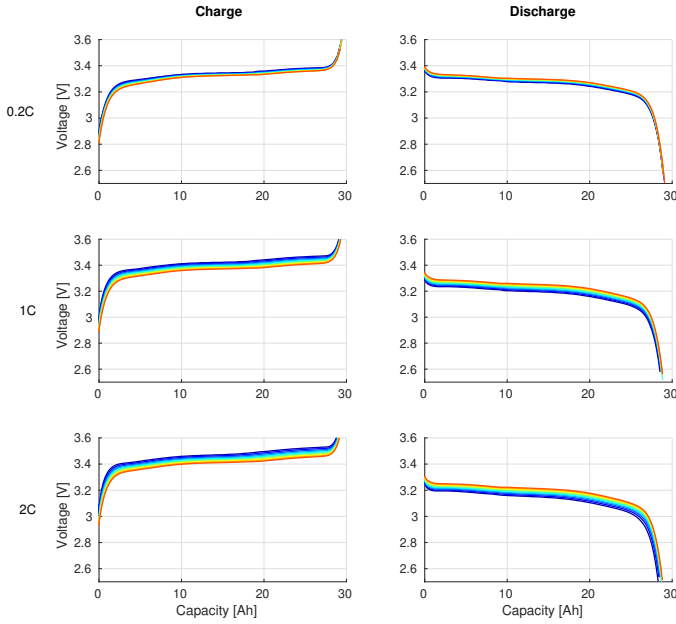


Fig. 4. Voltage profile for CC charge and discharges cycles at different currents and different temperatures.

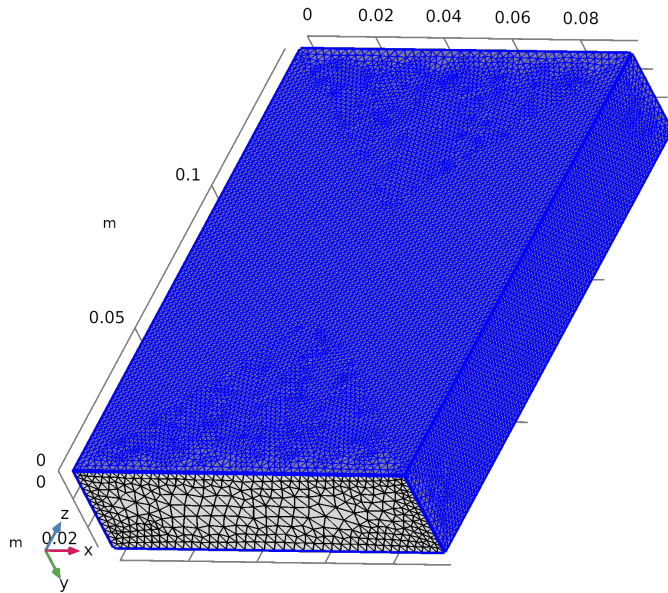


Fig. 5. View of the 3D thermal model

processes resulting in a higher voltage towards the end of the discharge.

From Fig.7 it can be seen that with a moderate room temperature of 25°C, the 2C discharge ends with a temperature of 39°C without achieving an thermal equilibrium, i.e. the heat generation inside the battery is higher than the heat transferred to the environment. A continuous operation of charge and discharge at this c-rate without a more efficient cooling than natural convection could lead to use the battery outside the temperature limits of [0; 45]°C provided by the manufacturer.

The CE for the non-isothermal discharges using an isother-

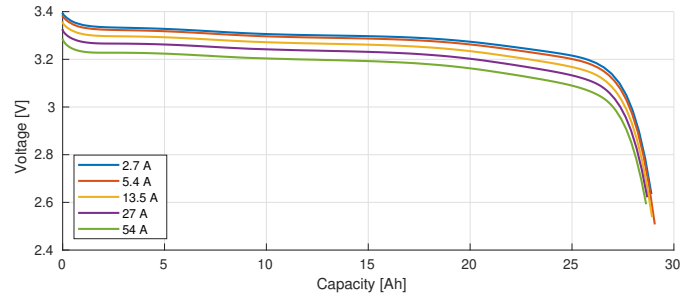


Fig. 6. Battery potential at different discharge currents with natural convection.

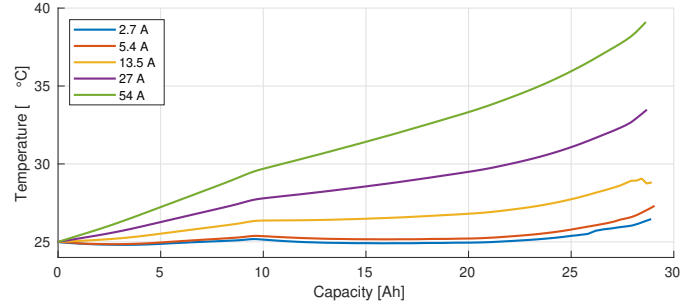


Fig. 7. Average battery temperature for different discharge currents with natural convection.

mal charge is shown in table III. In this case, minor improvements in the CE can be seen, except for the 0.2C discharge.

TABLE III  
COULOMBIC EFFICIENCY FOR DIFFERENT CC ISOTHERMAL CHARGE AND NON-ISOTHERMAL DISCHARGE

	0.2C charge	2C charge
0.1C discharge	98.71%	95.50%
0.2C discharge	98.21%	95.02%
0.5C discharge	97.48%	94.31%
1C discharge	96.71%	93.56%
2C discharge	95.53%	92.42%

The model also allows to measure the heat generation during the battery operation. Fig. 8 shows the heat generation profiles for the different CC discharges.

Fig. 8 shows that the total heat generation profile is strongly conditioned by the reversible heat generation which is defined by eq. (14) and proportional to the derivatives of OCV with respect to the temperature of the negative electrode.

Another measure of efficiency can be obtained comparing electric power flow against the heat generation. The irreversible heat generation of the battery is the conversion from electrochemical energy to internal energy of its materials. This energy is either used by the reversible heat absorption, when it is possible, or it rises the battery temperature. The irreversible heat generation can then be considered as a measure of wasted energy [29] to obtain an instantaneous efficiency for the battery according to eq. (20).

$$\eta_{discharge} = \frac{P_{out}}{P_{out} + \dot{Q}_{irrev}} \quad (20)$$

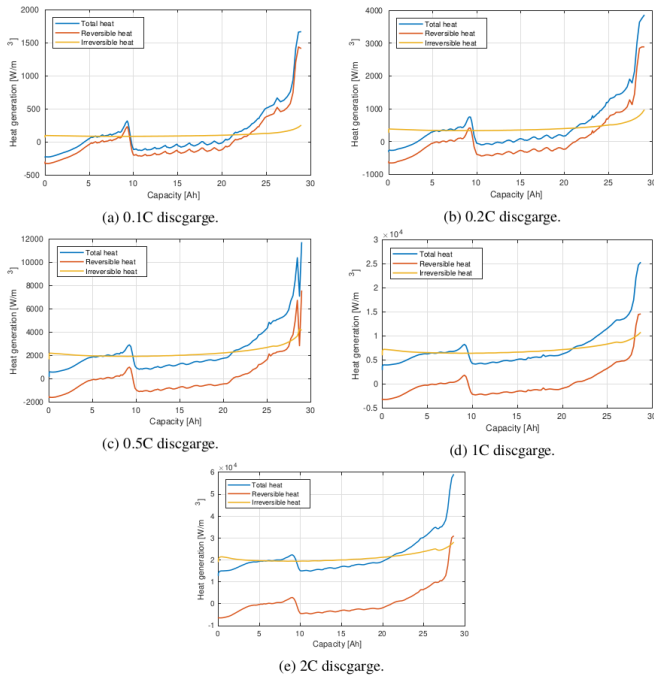


Fig. 8. Heat generation profiles for different discharge rates

Fig. 9 shows the instantaneous efficiency calculated with eq. (20) during the discharges presented previously.

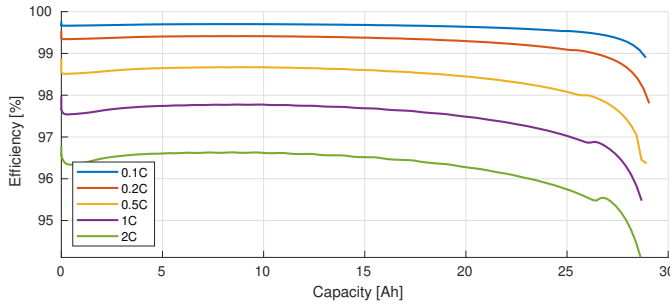


Fig. 9. Efficiency during the discharge.

The instantaneous efficiency data can be rearranged to produce an efficiency map. This map can be displayed either as a fully contour lines map (Fig. 10), showing that the battery can be operated with efficiencies from 99.7% to 94%.

Besides the average temperature (Fig. 7), it is also worthwhile to inspect the temperature distribution of the battery. For that purpose, the worst case scenario (2C CC discharge) will be studied. Fig. 13 shows the temperature at the end of the 2C discharge, both in the surface and inside the battery.

To provide a better visualization, the battery slices shown in Fig. 13 are rearranged in Fig. 14.

The effect of the lack of natural convection in the battery base can be seen in Fig. 14 as the bottom side has a higher temperature than the top side. It is important to note that the temperature range of the slices is lower than  $0.25^{\circ}\text{C}$ .

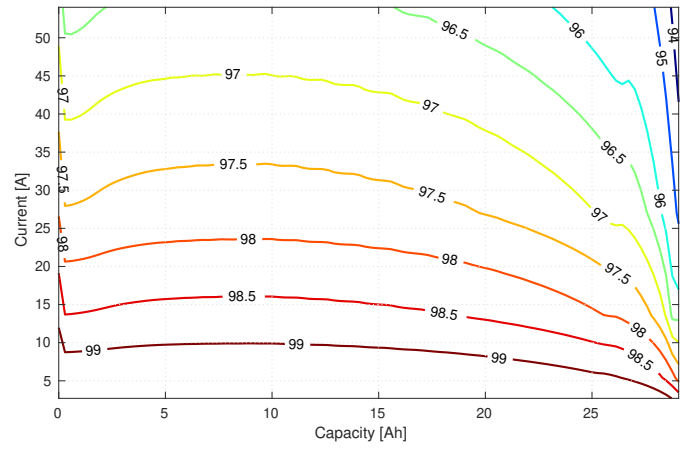


Fig. 10. Efficiency map for the LFP2714897P-27Ah battery plotted as contour lines map.

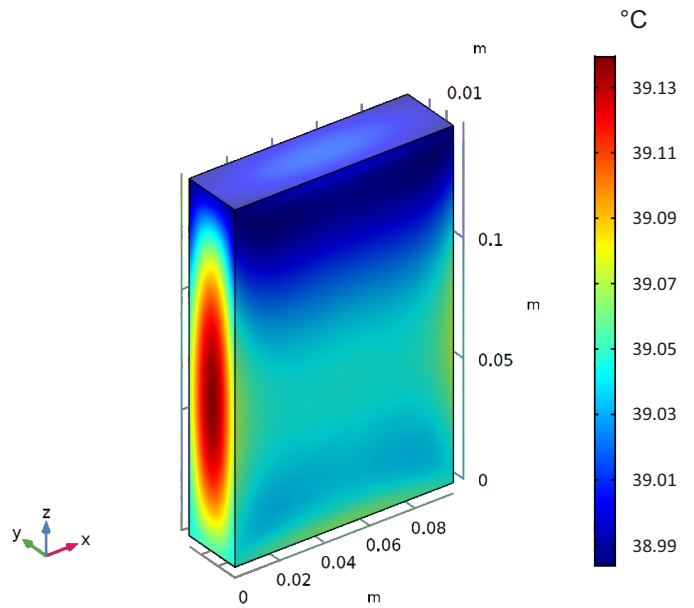


Fig. 11. Battery temperature at the end of a 2C discharge showing the surface temperature

The model is available to track the highest, lowest and mean temperatures of the battery during the discharge, which are shown in Fig. 15. A low temperature difference (less than or equal to  $0.22^{\circ}\text{C}$ ) between the points with lowest and highest temperature during the discharge is seen, in accordance with Fig. 14. This low temperature difference shown in Fig. 14 and Fig. 15 is attributable to a relatively high thermal conductivity in the direction parallel to the cell layers of  $69.9 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$  and a relatively low c-rate.

Lastly, the lithium concentration over the electrode thickness is shown in Fig. 16 for the same 2C discharge. The solid lines show the concentration on the surface of the active material particles and the dashed line shows the average concentration of the particles. The fact that the two concentrations curves are almost overlapped shows a relatively fast diffusion

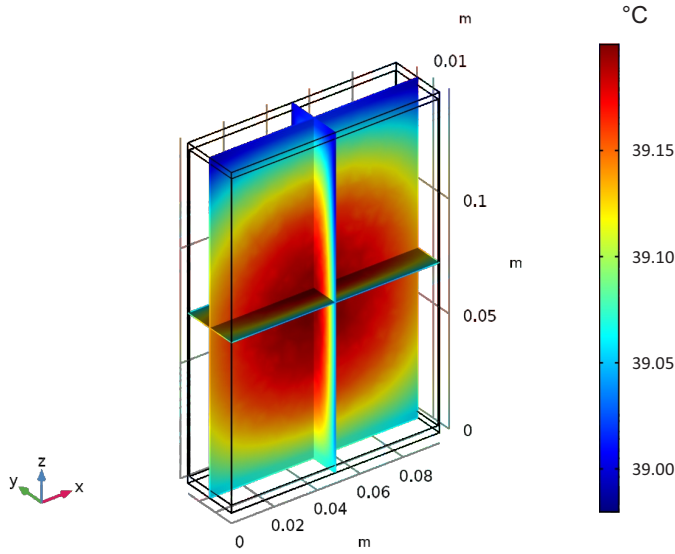


Fig. 12.

Fig. 13. Battery temperature at the end of a 2C discharge showing the temperature inside the battery.

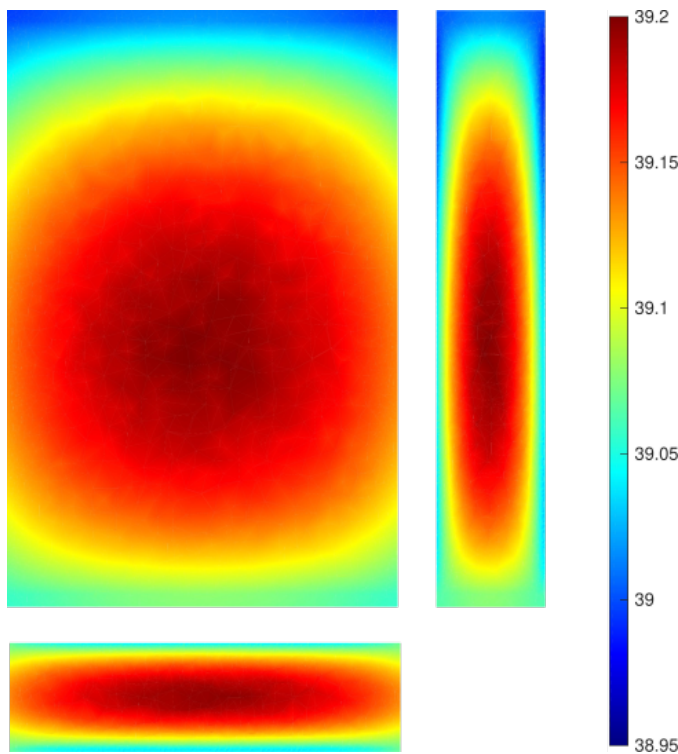


Fig. 14. Slices of the battery showing the temperature distribution inside the battery in °C

which is attributable to the diffusivity and the particle radius size.

#### IV. CONCLUSIONS

In this work, a P2D model coupled to a 2D axisymmetric heat transfer model was developed to adequately simulate

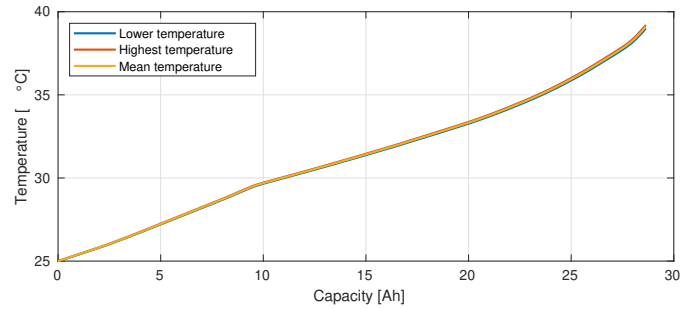


Fig. 15. Higher, lower and mean temperature of the battery during a 2C discharge.

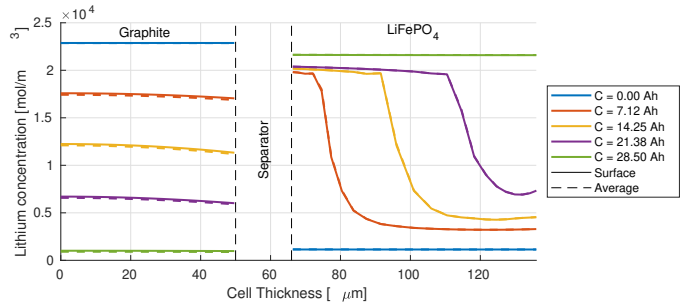


Fig. 16. Lithium concentration on the surface of the active material (solid line) particle and in the averaged active material (dashed line) over the course of a 2C discharge.

the electrochemical and thermal response of a commercial battery. The model has been validated using experimental data performed at the LABSHyL (Laboratory of Hydrogen and Lithium Battery Systems). The simulations of the model and the experimental discharges of the battery show a good match in voltage profiles and temperatures profiles respectively. In addition, the thermal response of the cell was analyzed using the model and the heat generation, from which it is concluded that the sensitivity of the selection of the derivative of the OCV with the temperature is very high. This model could be scaled up to simulate a battery pack to investigate the thermal behaviour of the battery pack and study different TMS that allows the proper battery operation conditions.

#### ACKNOWLEDGMENT

#### REFERENCES

- [1] E. Hosseinzadeh, J. Marco, and P. Jennings, "Combined electrical and electrochemical-thermal model of parallel connected large format pouch cells," *Journal of Energy Storage*, vol. 22, pp. 194–207, 4 2019. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X18305929>
- [2] Q. Wang, B. Jiang, B. Li, and Y. Yan, "A critical review of thermal management models and solutions of lithium-ion batteries for the development of pure electric vehicles," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 64, pp. 106–128, 2016.
- [3] T. M. Bandhauer, S. Garimella, and T. F. Fuller, "A Critical Review of Thermal Issues in Lithium-Ion Batteries," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 158, no. 3, p. R1, 1 2011.
- [4] S. Chacko and Y. M. Chung, "Thermal modelling of Li-ion polymer battery for electric vehicle drive cycles," *Journal of Power Sources*, vol. 213, pp. 296–303, 9 2012. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S037877531200746X>

- [5] X. Feng, M. Ouyang, X. Liu, L. Lu, Y. Xia, and X. He, "Thermal runaway mechanism of lithium ion battery for electric vehicles: A review," *Energy Storage Materials*, vol. 10, pp. 246–267, 1 2018. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2405829716303464>
- [6] S. Ma, M. Jiang, P. Tao, C. Song, J. Wu, J. Wang, T. Deng, and W. Shang, "Temperature effect and thermal impact in lithium-ion batteries: A review," *Progress in Natural Science: Materials International*, vol. 28, no. 6, pp. 653–666, 12 2018. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1002007118307536>
- [7] M. Doyle, "Modeling of Galvanostatic Charge and Discharge of the Lithium/Polymer/Insertion Cell," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 140, no. 6, p. 1526, 6 1993. [Online]. Available: <http://jes.ecsdl.org/cgi/doi/10.1149/1.2221597>
- [8] C. R. Pals, "Thermal Modeling of the Lithium/Polymer Battery," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 142, no. 10, p. 3274, 1995.
- [9] Z. Chu, G. L. Plett, M. S. Trimboli, and M. Ouyang, "A control-oriented electrochemical model for lithium-ion battery, Part I: Lumped-parameter reduced-order model with constant phase element," *Journal of Energy Storage*, vol. 25, p. 100828, 10 2019.
- [10] B. Liu, X. Tang, and F. Gao, "Joint estimation of battery state-of-charge and state-of-health based on a simplified pseudo-two-dimensional model," *Electrochimica Acta*, vol. 344, p. 136098, 6 2020.
- [11] A. Jokar, B. Rajabloo, M. Désilets, and M. Lacroix, "Review of simplified Pseudo-two-Dimensional models of lithium-ion batteries," pp. 44–55, 9 2016.
- [12] Z. Deng, L. Yang, H. Deng, Y. Cai, and D. Li, "Polynomial approximation pseudo-two-dimensional battery model for online application in embedded battery management system," *Energy*, vol. 142, pp. 838–850, 1 2018.
- [13] J. Vazquez-Arenas, L. E. Gimenez, M. Fowler, T. Han, and S.-k. Chen, "A rapid estimation and sensitivity analysis of parameters describing the behavior of commercial Li-ion batteries including thermal analysis," *Energy Conversion and Management*, vol. 87, pp. 472–482, 11 2014. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0196890414006013>
- [14] K. Darcovich, D. MacNeil, S. Recoskie, and B. Kenney, "Coupled electrochemical and thermal battery models for thermal management of prismatic automotive cells," *Applied Thermal Engineering*, vol. 133, pp. 566–575, 3 2018. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1359431117331721>
- [15] M. A. Bamdezh and G. R. Molaeimanesh, "Impact of system structure on the performance of a hybrid thermal management system for a Li-ion battery module," *Journal of Power Sources*, vol. 457, p. 227993, 5 2020.
- [16] S. Basu, K. S. Hariharan, S. M. Kolake, T. Song, D. K. Sohn, and T. Yeo, "Coupled electrochemical thermal modelling of a novel Li-ion battery pack thermal management system," *Applied Energy*, vol. 181, pp. 1–13, 11 2016. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261916311369>
- [17] M. Safari and C. Delacourt, "Modeling of a Commercial Graphite/LiFePO<sub>4</sub> Cell," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 158, no. 5, p. A562, 5 2011. [Online]. Available: <http://jes.ecsdl.org/cgi/doi/10.1149/1.3567007>
- [18] Z. Wei, G. Dong, X. Zhang, J. Pou, Z. Quan, and H. He, "Noise-Immune Model Identification and State of Charge Estimation for Lithium-ion Battery Using Bilinear Parameterization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020.
- [19] C. Lyu, Y. Song, L. Wang, J. Li, B. Zhang, and E. Liu, "A new method for lithium-ion battery uniformity sorting based on internal criteria," *Journal of Energy Storage*, vol. 25, p. 100885, 10 2019.
- [20] C.-H. Chen, F. Brosa Planella, K. O'Regan, D. Gastol, W. D. Widanage, and E. Kendrick, "Development of Experimental Techniques for Parameterization of Multi-scale Lithium-ion Battery Models," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 167, no. 8, p. 080534, 5 2020. [Online]. Available: <https://iopscience.iop.org/article/10.1149/1945-7111/ab9050>
- [21] T. Deng, G. Zhang, Y. Ran, and P. Liu, "Thermal performance of lithium ion battery pack by using cold plate," *Applied Thermal Engineering*, vol. 160, p. 114088, 9 2019. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1359431119323841>
- [22] W. Cao, C. Zhao, Y. Wang, T. Dong, and F. Jiang, "Thermal modeling of full-size-scale cylindrical battery pack cooled by channeled liquid flow," *International Journal of Heat and Mass Transfer*, vol. 138, pp. 1178–1187, 8 2019. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0017931018361489>
- [23] A. Lamorgese, R. Mauri, and B. Tellini, "Electrochemical-thermal P2D aging model of a LiCoO<sub>2</sub>/graphite cell: Capacity fade simulations," *Journal of Energy Storage*, vol. 20, pp. 289–297, 12 2018. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X18302810>
- [24] X. Kong, G. L. Plett, M. Scott Trimboli, Z. Zhang, D. Qiao, T. Zhao, and Y. Zheng, "Pseudo-two-dimensional model and impedance diagnosis of micro internal short circuit in lithium-ion cells," *Journal of Energy Storage*, vol. 27, p. 101085, 2 2020.
- [25] Y. Bai, Y. Zhao, W. Liu, and B. X. Xu, "Two-level modeling of lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 422, pp. 92–103, 5 2019.
- [26] B. Tjaden, S. J. Cooper, D. J. Brett, D. Kramer, and P. R. Shearing, "On the origin and application of the Bruggeman correlation for analysing transport phenomena in electrochemical systems," *Current Opinion in Chemical Engineering*, vol. 12, pp. 44–51, 5 2016. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2211339816300119>
- [27] N. A. Samad, B. Wang, J. B. Siegel, and A. G. Stefanopoulou, "Parameterization of Battery Electrothermal Models Coupled with Finite Element Flow Models for Cooling," *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME*, vol. 139, no. 7, 7 2017.
- [28] F. Leng, C. M. Tan, and M. Pecht, "Effect of Temperature on the Aging rate of Li Ion Battery Operating above Room Temperature," *Scientific Reports*, vol. 5, no. 1, p. 12967, 8 2015. [Online]. Available: [www.nature.com/scientificreports](http://www.nature.com/scientificreports)
- [29] S. Farhad and A. Nazari, "Introducing the energy efficiency map of lithium-ion batteries," *International Journal of Energy Research*, vol. 43, no. 2, pp. 931–944, 2 2019. [Online]. Available: <http://doi.wiley.com/10.1002/er.4332>

# SISTEMA DE TRANSMISIÓN INALÁMBRICA SIMULTÁNEA DE POTENCIA Y DATOS

Inmaculada Casaucao  
Dpto. Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Málaga  
Málaga, España  
icct@uma.es

Alicia Triviño  
Dpto. Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Málaga  
Málaga, España  
atc@uma.es

**Abstract**—Los sistemas inalámbricos de potencia han ganado popularidad en la carga inalámbrica de vehículos eléctricos en los últimos años. Sin embargo, durante el proceso de carga no solo se transmite potencia, sino que también es necesaria la transmisión de datos que informen sobre el estado del vehículo. Para evitar los inconvenientes añadidos a través de las tecnologías comerciales de comunicación, como Bluetooth, Bluetooth Low Energy (BLE), Zig-Bee, Radio Frecuencia (RF) o IEEE 802.11 (Wi-Fi), así como sus problemas de ciberseguridad, se opta por sistemas SWPDT (Simultaneous Wireless Power and Data Transfer), donde la transmisión de datos se realiza a través del mismo circuito empleado para la transmisión de potencia. El objetivo de este trabajo es realizar el diseño de un sistema SWPDT, simular su comportamiento y extraer conclusiones a partir de los resultados finales.

**Index Terms**—SWPDT, PSIM, Coeficiente de acoplamiento, Transmisión de datos

## I. INTRODUCCIÓN

La transmisión inalámbrica de potencia en el ámbito de los vehículos eléctricos está ganando popularidad en los últimos años, debido a las ventajas que presenta con respecto a los vehículos eléctricos enchufables. Además de ser un método más cómodo y sencillo para el usuario, es más seguro, ya que se evita la manipulación de cables que portan corrientes elevadas y que pueden dañar al conductor [1].

En un sistema Wireless power Transfer (WPT), se produce una transmisión inalámbrica de potencia durante el proceso de carga, que puede ser unidireccional o bidireccional, a través de la cual tiene lugar la carga o descarga del automóvil. Esta transmisión debe estar optimizada para conseguir la máxima eficiencia posible, de forma que esta tecnología pueda competir con los vehículos eléctricos enchufables. Existen numerosas tecnologías para llevar a cabo una transmisión de potencia inalámbrica, como transmisión inductiva-resonante, transmisión capacitiva, transmisión basada en microondas o transmisión óptica o láser [1]. De entre todas las posibilidades, la tecnología más robusta, y que será abordada en este artículo para llevar a cabo la carga de un vehículo eléctrico, es la

inductiva-resonante. Siguiendo esta tecnología, el sistema trabaja bajo condiciones de resonancia, para lo cual es necesaria la inclusión de dos sistemas de compensación, uno a cada lado del circuito, formados por componentes activos, como condensadores o nuevas bobinas.

Por otra parte, se debe considerar que en este proceso la potencia no es únicamente la magnitud transmitida, sino que también es necesaria una transmisión de datos para garantizar que el proceso de carga se efectúa de manera adecuada. Variables como el estado de la batería para una carga adecuada [2], la potencia de carga, la demanda de energía o incluso la identificación del vehículo o mensajes de advertencia son relevantes para el proceso de carga [3]. Para llevar a cabo esta transmisión de datos en un sistema inalámbrico, se puede hacer uso de diferentes tecnologías comerciales como Bluetooth, Bluetooth Low Energy (BLE), Zig-Bee, Radio Frecuencia (RF) o IEEE 802.11 (Wi-Fi), sin embargo, presentan algunos inconvenientes que pueden dificultar el proceso de carga de un vehículo eléctrico, como problemas de emparejamiento entre dispositivos, pérdidas de conexión durante el proceso, retardos en la transmisión y problemas de ciberseguridad [4], [5]. Esta última desventaja es especialmente preocupante considerando que la información personal del usuario, como datos de contacto, datos bancarios o datos identificativos, es vulnerable a los posibles ataques informáticos que se pueden llevar a cabo a través de cada una de las tecnologías.

Por este motivo, cada vez son más las investigaciones que se centran en los sistemas Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT) o Simultaneous Wireless Power and Data Transfer (SWPDT) [6], [7]. En estos sistemas, la transmisión inalámbrica de potencia y datos se realiza a través del propio circuito de potencia, sin necesidad de incorporar productos comerciales para la transmisión de datos. La implementación de estos sistemas se puede llevar a cabo de múltiples formas considerando número de señales y canales de transmisión empleados, tipo de modulación, tipo de comunicación o el tipo de combinación entre señales. Además, se debe considerar su comportamiento ante un desalineamiento entre las bobinas, ya que puede suponer un cambio de eficiencia en la transmisión de potencia, así como una alteración en el proceso de comunicación [8]. Una de las variables que

está directamente relacionada con el desalineamiento es el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ), cuyo valor se verá modificado según la posición relativa entre las bobinas y dependerá tanto del acoplamiento mutuo entre ellas, como de sus respectivas inductancias.

En el presente trabajo, se plantea un caso de diseño en el que la transmisión de datos y potencia se lleva a cabo a través de un único canal, empleando una señal diferente para cada variable. Partiendo de este primer diseño, se analizará la influencia del coeficiente de acoplamiento en la transmisión de los datos.

La estructura del artículo es tal y como sigue. En la sección II se realiza una descripción del sistema simulado, posteriormente en la Sección III se presentan los resultados de la simulación planteada. Finalmente, en la Sección IV, se comentan las conclusiones extraídas de los resultados anteriores.

## II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA PROPUESTO

En esta sección, se presenta un diseño inicial de un sistema SWPDT, cuya estructura se puede observar en la Figura 1 y cuyas características se exponen a continuación.

El diseño propuesto sigue una configuración Single Link - Double Carrier (*SL-DC*), donde a través de un único canal, formado por los inductores  $L_1$  y  $L_2$ , se llevará a cabo la transmisión de datos y potencia, de forma simultánea. A continuación, se describe la electrónica necesaria para la transmisión de potencia. En primer lugar, con el fin de convertir la corriente alterna procedente de la red eléctrica en corriente continua, es necesaria la inclusión de un rectificador AC/DC, cuya salida será la entrada a un inversor DC/AC, que proporcionará una señal de salida a una frecuencia ( $f_p$ ) de 85 kHz, siguiendo las pautas establecidas por el estándar SAE TIR J2954 [9]. Para realizar la transmisión inalámbrica de potencia, se emplearán dos bobinas, primaria ( $L_1$ ) y secundaria ( $L_2$ ).

Con objeto de conseguir una máxima eficiencia en la transmisión, será necesaria la inclusión de un sistema de compensación [10]. En este caso, se ha optado por la configuración SS (Serie-Serie) que consiste en la inclusión de un condensador en serie con la bobina, cuyo valor se determina a través de 1 y 2:

$$C_p = \frac{1}{(2\pi f_p)^2(L_p + L_d)} \quad (1)$$

$$C_d = \frac{1}{(2\pi f_d)^2(L_d)} \quad (2)$$

siendo  $f_p$  la frecuencia nominal de operación en la transmisión de potencia,  $f_d$  la frecuencia de la señal de dato,  $L_p$  la inductancia de la bobina principal de potencia, y  $L_d$  la inductancia de la bobina de dato. La capacitancia del condensador calculada se nombra como  $C_p$  y  $C_d$  para la compensación del circuito de potencia y datos, respectivamente.

En el circuito secundario, se incluye un rectificador AC/DC que proporcionará corriente continua a la carga conectada.

TABLE I  
PARÁMETROS DEL CIRCUITO TRANSMISOR DE POTENCIA.

Parámetro	Valor
$L_1$	70.93 $\mu\text{H}$
$L_2$	47.89 $\mu\text{H}$
$C_1$	46.91 nF
$C_2$	67.82 nF
$f_p$	85 kHz

TABLE II  
PARÁMETROS DEL CIRCUITO TRANSMISOR DE DATOS.

Parámetro	Valor
$L_{TX}$	3.9 $\mu\text{H}$
$L_{RX}$	3.9 $\mu\text{H}$
$C_{TX}$	1.66 nF
$C_{RX}$	1.66 nF
$f_d$	2 MHz

Para realizar la transmisión de datos, se incluirán en el sistema dos bobinas toroidales, conectadas en serie ambas partes del circuito. La bobina situada en el circuito primario será la transmisora ( $L_{TX}$ ) mientras que la bobina situada en el circuito secundario será la receptora ( $L_{RX}$ ). Cada una de estas bobinas irá acompañada, nuevamente, de un condensador en serie, formando un sistema de compensación (S.C.) Serie-Serie. Los valores de cada uno de estos elementos están recogidos en la tabla II.

Teniendo en cuenta las condiciones comentadas anteriormente, se ha determinado que para unas inductancias de de  $L_1$  70.93  $\mu\text{H}$  y  $L_2$  47.89  $\mu\text{H}$ , se incluirán unos condensadores de compensación cuyo valor nominal, calculado a través de 1, es  $C_1$  46.91 nF y  $C_2$  67.82 nF, respectivamente, tal y como se recoge en la Tabla I. En cuanto a los inductores propuestos para el envío de datos, se han elegido valores comerciales que no superen los 5  $\mu\text{H}$ , de forma que tengan un valor muy inferior respecto al de las bobinas principales y, de este modo, reducir el impacto que causarían tras su inclusión en el circuito. Este impacto puede ser cuantificado, por ejemplo, analizando la corriente en el circuito primario. Con la inclusión de una nueva inductancia, si se mantiene una tensión de entrada constante, la corriente se verá disminuida al aumentar la impedancia total del circuito, lo cual se podría traducir en una disminución de la corriente inducida en el circuito secundario y, como resultado, una disminución de la potencia transmitida, con respecto a unas condiciones de entrada invariables. Por este motivo, es recomendable que el valor de la inductancia introducida con el circuito de datos sea muy inferior con respecto al valor de las inductancias principales. Los valores de los condensadores de compensación de los circuitos de datos han sido calculados siguiendo 2, considerando la frecuencia de la señal portadora del dato, dando lugar a un valor de 1.66 nF para  $C_{TX}$  y  $C_{RX}$ .

Con el fin de favorecer la coexistencia de dos señales diferentes en un mismo circuito, se empleará la técnica FDM (*Frequency Division Multiplexing*), a través de la cual se realiza una división del ancho de banda disponible en una serie de frecuencias no solapadas entre ellas, cada una de las

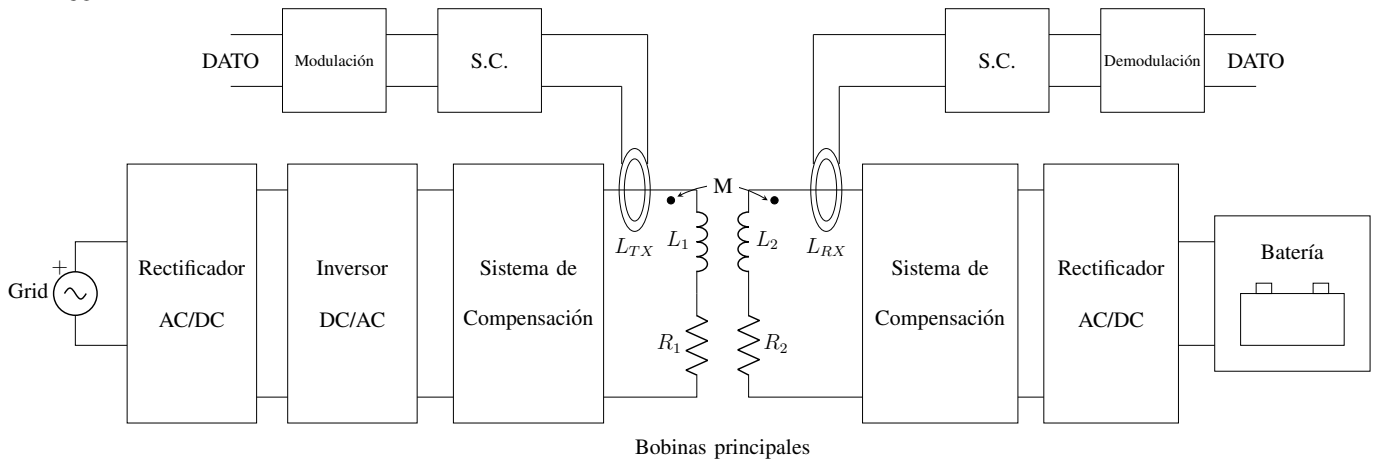


Fig. 1. Esquema genérico del diseño propuesto.

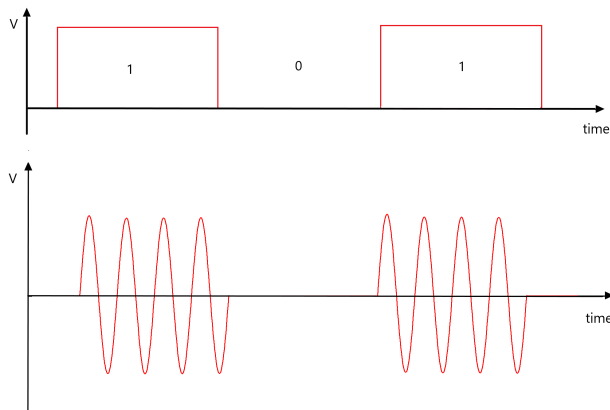


Fig. 2. Ejemplo de modulación OOK.

cuáles se usa para transportar una señal diferente. En este caso, como la señal de potencia tendrá una frecuencia de 85 kHz, se elegirá una frecuencia de, al menos, un orden de magnitud superior. Por este motivo, se ha determinado que la frecuencia empleada para la transmisión de datos ( $f_d$ ) en el sistema será de 2 MHz.

Considerando un dato como una sucesión de "0" y "1" que son transmitidos por el sistema, se debe determinar el tipo de modulación que se empleará en el circuito, así como su correspondiente demodulación. Existen múltiples opciones comúnmente usadas en estos casos, como Phase Shift Keying (PSK), Frequency Shift Keying (FSK) o Amplitude Shift Keying (ASK). Por simplicidad, se ha optado por una modulación On-Off Keying (OOK), como variante de la modulación ASK, en la que la presencia de la señal portadora será tomada como un "1", y la ausencia de esta señal, como un "0", como se muestra en la Figura 2.

Para la implementación del circuito demodulador, se dispondrán múltiples elementos que diferenciarán y modificarán la señal de dato. En primer lugar, se incluirá un filtro

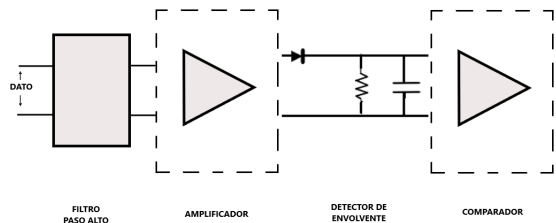


Fig. 3. Esquema genérico de demodulación OOK.

paso alto, que dejará pasar la señales con una frecuencia superior a 2 MHz, valor establecido como frecuencia de corte. Esto atenuará en gran medida la señal de potencia de 85 kHz. Una vez se distinga la señal de dato de la señal de potencia, ésta se deberá amplificar, puesto que se habrá producido una pérdida de amplitud tras el filtrado anterior. Para ello se implementará un amplificador operacional en modo amplificador inversor.

Posteriormente, la señal amplificada pasará a través de un detector de envolvente, que trazará la envolvente de la señal de entrada, y cuya salida estará conectada a un circuito comparador, que determinará el nivel de tensión de referencia a partir del cual se considerará un "1" o un "0". En la Figura 3 se puede observar un esquema genérico del circuito demodulador.

Además, en este caso se considerará un sistema unidireccional, realizando la transmisión tanto de potencia como de datos del circuito primario al secundario. Sin embargo, se prevé ampliar la funcionalidad del sistema llevando a cabo una comunicación y transmisión de potencia bidireccionales en los siguientes trabajos.

### III. SIMULACIÓN DEL SISTEMA PROPUESTO

Con el fin de comprobar el funcionamiento del sistema propuesto, se han llevado a cabo numerosas simulaciones

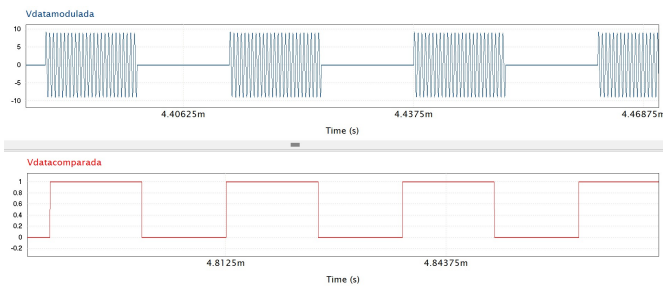


Fig. 4. Señal de dato transmitida (azul) y señal de dato recibida y demodulada (rojo).

haciendo uso del programa PSIM [11], donde se ha replicado el circuito detallado en la sección anterior.

En primer lugar, se han realizado las comprobaciones necesarias para corroborar el funcionamiento del sistema. Con una tensión de entrada de 230 V, se ha introducido una señal de datos en el circuito, cuya transmisión y recepción se ha llevado a cabo a través de los inductores toroidales incluidos en el sistema. La modulación OOK se ha simulado a través de una señal portadora de 2 MHz, junto a un interruptor controlable que abre y cierra el circuito, originando así una secuencia de "1" y "0". De esta forma, se ha inyectado un dato de entrada y, posteriormente, se ha demodulado la señal recibida, dando como resultado la señal observada en la Figura 4. Tal y como se comprueba en dicha figura, la modulación y demodulación del dato se ha realizado de forma correcta, obteniendo en la salida el mismo dato que en la entrada.

Una vez determinada la viabilidad del sistema a través de esta simulación inicial, se ha llevado a cabo un estudio para extraer la relación existente entre el coeficiente de acoplamiento y la transmisión de una señal de dato. Para ello, se realizarán diferentes pruebas modificando el parámetro  $k$ , y observando el comportamiento del circuito.

La simulación inicial se ha llevado a cabo considerando una distancia equivalente a 10 cm de separación entre bobinas, lo que da lugar a coeficiente  $k$  de 0.3242. Sin embargo, se ha querido comprobar si una separación superior supondría un cambio brusco de la señal recibida, dando lugar a una demodulación errónea del dato. Para ello, se han realizado simulaciones con diferentes valores de  $k$ , como  $k=0.3$ ,  $k=0.25$  y  $k=0.2$ , cuyos resultados quedan recogidos en las Figuras 5, 6, 7, 8, 9 y 10, respectivamente. Se debe tener en cuenta que cuanto menor sea  $k$ , mayor será la distancia relativa entre las bobinas, por lo que el objetivo de estas pruebas es comprobar si una separación mayor entre los inductores principales, conlleva un empeoramiento en la transmisión del dato manteniendo el resto de parámetros de sistema constantes.

Tal y como se observa en las Figuras 5, 7 y 9, a medida que disminuye el coeficiente de acoplamiento, disminuye el valor pico de la señal de dato recibida por la bobina, lo que da lugar a una demodulación errónea de la señal del dato. En este caso, se debe considerar que tanto la etapa amplificadora como la etapa comparadora del circuito demodulador, se diseñan con unas condiciones fijas e invariables: la etapa

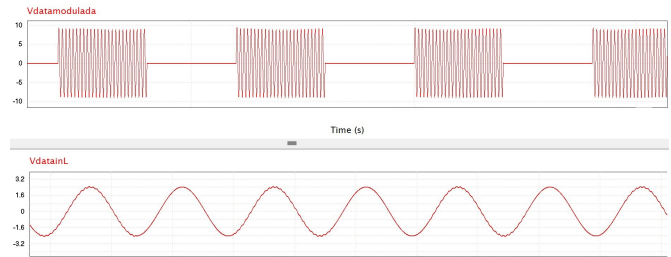


Fig. 5. Señal de dato transmitida (rojo) y señal de dato recibida por la bobina toroidal para  $k=0.3$

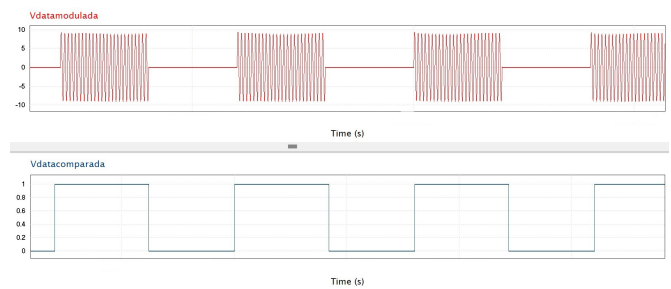


Fig. 6. Señal de dato transmitida y señal de dato demodulada para  $k=0.3$

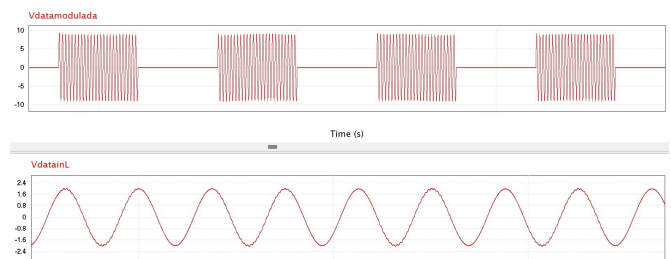


Fig. 7. Señal de dato transmitida y señal de dato recibida por la bobina toroidal para  $k=0.25$

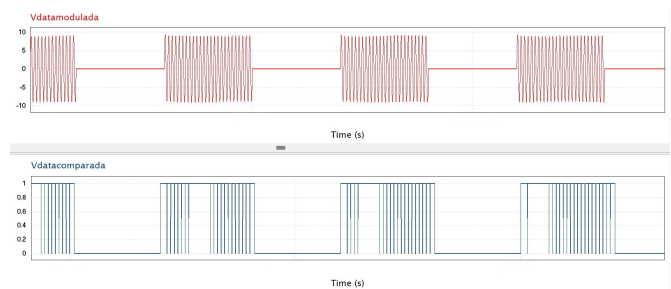


Fig. 8. Señal de dato transmitida y señal de dato demodulada para  $k=0.25$

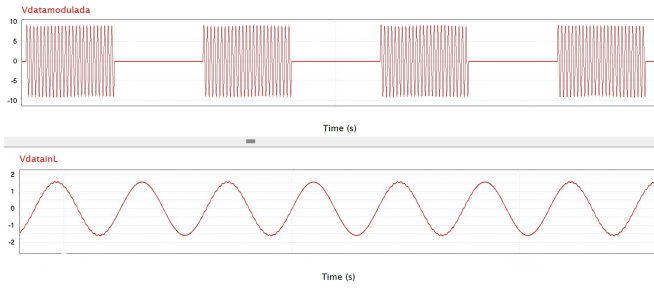


Fig. 9. Señal de dato transmitida y señal de dato recibida por la bobina toroidal para  $k=0.2$

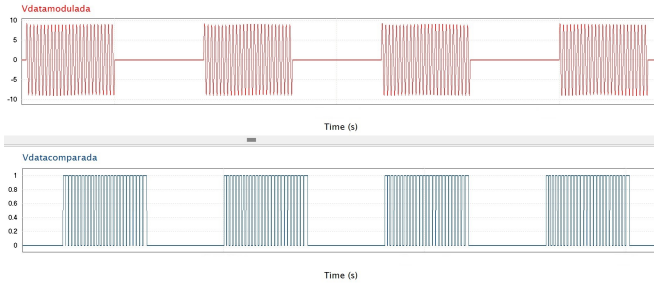


Fig. 10. Señal de dato transmitida y señal de dato demodulada para  $k=0.2$

amplificadora tiene una ganancia constante, mientras que la etapa comparadora mantiene constante el valor de la tensión de referencia, a partir de la cual se determina si la señal se demodula como un "1" o un "0". Si el valor pico de tensión de la señal de dato se reduce de forma proporcional al coeficiente  $k$ , se necesitaría seguir aumentando la ganancia del circuito amplificador para conseguir el mismo resultado que el obtenido con el coeficiente  $k$  inicial ( $k=0.3242$ ). Al no ser posible un aumento de ganancia, ni una variación de la tensión de referencia en el circuito comparador, la demodulación se realiza de forma incorrecta, puesto que la señal de dato queda con un valor inferior al prefijado como mínimo durante el diseño del sistema.

En las figuras 6, 8 y 10 se observa cómo, con una reducción de  $k$  de 0.05, el empeoramiento en la demodulación de la señal de dato es considerable, dando lugar a una señal de salida inestable, con numerosos saltos de valor en la demodulación del bit "1". Se puede observar cómo, cuanto menor es  $k$ , mayor es el número de saltos y, por tanto, mayor es la inestabilidad de la señal de salida de dato.

#### IV. CONCLUSIONES

Tras la simulación del diseño propuesto, se ha observado la viabilidad de llevar a cabo un sistema SWPDT con las características citadas anteriormente. Además, se ha extraído una relación entre el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) y la transmisión de un dato en el sistema: una disminución de  $k$ , reduciría considerablemente el valor de la señal recogida por la bobina de datos receptora, lo que dificultaría su posterior demodulación, siendo necesaria una amplificación con una ganancia más elevada. De esta manera, y considerando que

un valor de  $k$  inferior corresponde con una mayor distancia entre bobinas, se debe tener en cuenta que, cuanto mayor sea la separación entre ellas, la recepción y demodulación del dato se verá empeorada, dando lugar a una interpretación errónea del dato transmitido, con una señal de salida inestable. Tras estas conclusiones, será necesario analizar en siguientes investigaciones si este tipo de compensación es óptima para realizar la transmisión de un dato a través del circuito de potencia, así como hallar la solución adecuada que permita una alta tolerancia a desalineamientos.

#### AGRADECIMIENTOS

La financiación de este proyecto ha sido parcialmente proporcionada por el proyecto del Ministerio de Ciencia e Innovación (MICINN) PID2019-110531-RA-I00 del programa "Proyectos de I+D+i - RTI Tipo A" y por la Red de Investigación en Transferencia Inalámbrica de Potencia para aplicaciones energéticas (RETIPO).

#### REFERENCIAS

- [1] Alicia Triviño, José M. González-González, and José A. Aguado. Wireless Power Transfer Technologies Applied to Electric Vehicles: A Review. *Energies*, 14(6), 2021.
- [2] Alicia Triviño-Cabrera, José M. González-González, and José A. Aguado. *Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach*. 2020.
- [3] Chih Cheng Huang, Chun Liang Lin, and Yuan Kang Wu. Simultaneous Wireless Power/Data Transfer for Electric Vehicle Charging. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(1):682–690, 1 2017.
- [4] Hao Chen, Zeqian Cheng, Zhongnan Qian, Jiande Wu, and Xiangning He. Application of SWPDT in the Feedback Control of Wireless EV Charging. In *ECCE 2020 - IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2020.
- [5] Xiaofei Li, Chunsen Tang, Xin Dai, Pengqi Deng, and Yugang Su. An Inductive and Capacitive Combined Parallel Transmission of Power and Data for Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(6), 2018.
- [6] Zhongnan Qian, Rui Yan, Jiande Wu, and Xiangning He. Full-Duplex High-Speed Simultaneous Communication Technology for Wireless EV Charging. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(10), 2019.
- [7] Yousu Yao, Haisong Cheng, Yijie Wang, Jianwei Mai, Kaixing Lu, and Dianguo Xu. An FDM-Based Simultaneous Wireless Power and Data Transfer System Functioning with High-Rate Full-Duplex Communication. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(10), 2020.
- [8] Alicia Triviño-Cabrera, Zhengyu Lin, and José A. Aguado. Impact of coil misalignment in data transmission over the inductive link of an ev wireless charger. *Energies*, 11(3), 2018.
- [9] SAE International. "J2954B: Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology", 2019.
- [10] Feng Wen, Xiaohu Chu, Qiang Li, and Wei Gu. Compensation parameters optimization of wireless power transfer for electric vehicles. *Electronics (Switzerland)*, 9(5), 5 2020.
- [11] PSIM. The ultimate simulation environment for power conversion and motor control. <https://powersimtech.com/products/psim/capabilities-applications/>. Accessed: 2021-02-04.

# ESTUDIO DE UN CARGADOR INALÁMBRICO SAE J-2954 ANTE DESALINEAMIENTOS

Juan C. Quirós  
Universidad de Málaga  
Málaga, España  
quirosgil76@uma.es

Alicia Triviño  
Dpto. Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Málaga  
Málaga, España  
atc@uma.es

José M. González-González  
Dpto. Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Málaga  
Málaga, España  
josemanuelgonzalez@uma.es

**Abstract**—La carga inalámbrica magnético-resonante es una tecnología viable para la carga de Vehículos Eléctricos. La principal ventaja de esta tecnología frente a otras se encuentra en su eficiencia, pues alcanza valores superiores al 95%. Sin embargo, esta eficiencia se ve afectada por diversos factores, entre los que destaca el desalineamiento entre bobinas. Tradicionalmente, el efecto del desalineamiento se analiza únicamente en términos de la inductancia mutua. Este artículo estudia de forma empírica cómo la variación de las autoinductancias y las resistencias de las bobinas también repercute en la eficiencia. El análisis de los resultados demuestra que la consideración de estos parámetros afecta positivamente a los niveles de eficiencia del cargador.

**Index Terms**—Cargador inalámbrico, Vehículo eléctrico, SAE J2954, desalineamiento

## I. INTRODUCCIÓN

Los cargadores inalámbricos se basan en la transferencia inalámbrica de potencia o WPT (*Wireless Power Transfer*). Existen múltiples tecnologías asociadas a WPT, algunas de ellas aplicadas a Vehículos Eléctricos [1]. Se distinguen dos grandes grupos: las de campo cercano y las de campo lejano. La pertenencia a cada uno de los grupos depende de la relación entre la longitud de onda del campo magnético implicado en la transferencia y la distancia entre el transmisor y el receptor. En el campo cercano, nos encontramos con la tecnología basada en acoplamiento magnético y los sistemas capacitivos, siendo la primera la tecnología más desarrollada dentro de las tecnologías WPT para Vehículos Eléctricos (VE). Consiste en la transmisión de energía a través de dos bobinas acopladas magnéticamente sin un núcleo que las una. Tal y como se define en la Ley de Ampère, una corriente variable con el tiempo produce un campo magnético que también varía a la misma frecuencia. A la bobina transmisora de este campo magnético se la denomina bobina primaria, mientras que a la bobina receptora se denomina bobina secundaria. Al igual que una corriente variable con el tiempo crea un campo magnético también variable, un campo magnético variable crea una tensión variable cuando atraviesa a una bobina. En nuestra aplicación, la bobina secundaria concatena un campo magnético variable que induce en sus terminales una tensión, que depende de la variación de dicho campo magnético. Al considerarse bobinas estáticas, el incremento de

esta variación debe efectuarse aumentando la frecuencia del campo magnético. Por ello, la frecuencia de estos sistemas es del orden de los kHz. En concreto, según la normativa SAE J2954, el rango de frecuencias contemplado se centra en 85 kHz [2]. Este requisito exige incluir convertidores de potencia tanto en el primario como en el secundario. La Figura 1 muestra un esquema genérico de este tipo de sistemas, siendo  $L_1$ ,  $R_1$ ,  $L_2$ ,  $R_2$  la auto-inductancia y las pérdidas internas de la bobina primera y secundaria respectivamente.

$R_{eq}$  representa la impedancia equivalente de la batería. En este esquema, puede observarse la disposición de dos condensadores, que forman el sistema de compensación. Su inclusión se motiva por el hecho de que para esta tecnología de transferencia de potencia inalámbrica se intenta que el sistema funcione en resonancia para así mejorar la transferencia. Para ello, se colocan estructuras resonantes conectadas tanto a la bobina primaria como secundaria. La topología de estas estructuras puede ser diversa, siendo la topología Serie-Serie la más habitual por permitir una configuración sencilla del sistema. En esta topología, se añade un condensador  $C_1$  a la bobina primaria y otro condensador  $C_2$  a la secundaria.

Uno de los requisitos que se le exige a este tipo de sistemas es operar con prestaciones aceptables incluso cuando las bobinas no están alineadas, ya que se espera que frecuentemente el cargador no consiga alinear completamente las bobinas (especialmente si se considera la carga en movimiento). De hecho, la norma SAE J2954 define las prestaciones que se deben alcanzar incluso cuando ocurre el desalineamiento. En concreto, especifica que el eje X contará con una tolerancia de  $\pm 75$  mm, inferior a la tolerancia del eje Y, donde se propone un valor de  $\pm 100$  mm. En cuanto al eje Z, se determinará acorde con cada tipo de cargador WPT, respetando que la diferencia entre el valor nominal de Z y la variación de posición del punto inferior del espacio de separación, debe ser mayor que la diferencia entre el valor nominal de Z y la variación de la posición superior del espacio de separación. Al realizar una distinción entre diferentes tipos de cargadores, se analiza también los distintos valores de eficiencia mínimos requeridos, concluyendo que se deberá obtener una eficiencia  $>85\%$  para WPT1, WPT2, WPT3 en condiciones nominales de alineamiento, y una eficiencia  $>80\%$  para las condiciones de desalineamiento máximas. Para evaluar el cargador en condiciones realistas, es habitual analizar los sistemas cuando

La colaboración de los autores ha sido promovida por RIEMOV (Red Iberoamericana de Investigación en Electromovilidad), bajo el auspicio de la Asociación Universitaria Iberoamericana de Postgrado.

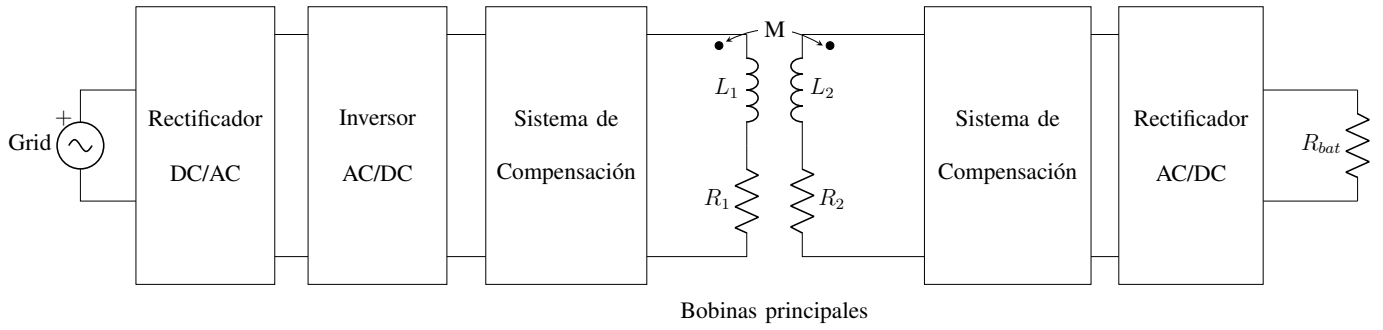


Fig. 1. Diagrama genérico de un cargador inalámbrico de VE.

la inductancia mutua entre las bobinas varía, es decir hay desalineamiento. Sin embargo, en este análisis sólo se asume que hay una variación de este parámetro pero también ocurren cambios en las resistencias internas de las bobinas y en las propias auto-inductancias [3], [4].

El objetivo de este artículo es valorar si el omitir las variaciones de la auto-inductancia y de las resistencias internas de las bobinas tiene un impacto significativo en las prestaciones y variables eléctricas del sistema. Para ello, se realizarán medidas experimentales sobre las variaciones de estos parámetros en un prototipo de cargador inalámbrico compatible con los requisitos de tamaño de SAE J-2954. A partir de estos valores, se analizará el impacto de estos cambios en un modelo teórico del sistema.

El artículo se estructura como sigue. En la Sección II se presenta el modelado del cargador inalámbrico y cómo se derivan las prestaciones del mismo. En la Sección III se describe el prototipo empleado donde se ha comprobado el efecto de la variación de las auto-inductancias. La Sección IV aborda el análisis del cambio que provoca estas variaciones en la eficiencia de la transferencia de potencia. Por último, la Sección V muestra las principales conclusiones del artículo.

## II. MODELADO DEL CARGADOR INALÁMBRICO

El cargador inalámbrico en estudio se diseña con una topología Serie-Serie, que tiene un desempeño aceptable ante el desalineamiento de bobinas a un bajo coste [5]. Considerando un análisis basado en el primer armónico fundamental, es posible sustituir la salida del inversor de entrada por una señal senoidal  $V_1$  como la que se muestra en la Figura 2.

La Resistencia  $R_L$  se corresponde con la impedancia equivalente de la batería a la entrada del rectificador secundario, también suprimido en la Figura anterior. La equivalencia entre ambas es:

$$R_L = \frac{8R_{Bat}}{\pi^2} \quad (1)$$

Con un análisis por malla, se puede afirmar que:

$$\vec{V}_1 = \left( R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) \vec{I}_1 - j\omega M \vec{I}_2 \quad (2)$$

$$\vec{V}_2 = \left[ (R_2 + j\omega L_2) \vec{I}_2 - j\omega M \vec{I}_1 \right] = \left( R_L + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \vec{I}_2 \quad (3)$$

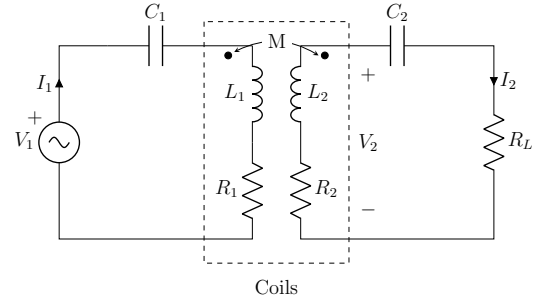


Fig. 2. Estructura equivalente del núcleo de un cargador inalámbrico inductivo.

Con un divisor de tensión, se puede desarrollar la última Ecuación para obtener:

$$\vec{V}_L = \vec{V}_2 \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad (4)$$

La impedancia de entrada percibida por la fuente  $V_1$  puede establecerse como:

$$Z_{in} = \frac{\vec{V}_1}{\vec{I}_1} = R_1 + j \left( \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{22}} \quad (5)$$

donde:

$$Z_{22} = (R_2 + R_L) + j \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \quad (6)$$

Para lograr que la impedancia de entrada sea puramente resistiva (condición para verificar la resonancia), es necesario cumplir la siguiente condición :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (7)$$

Por lo tanto, para diseñar el sistema de compensación, se parte de los valores de auto-inductancia de las bobinas cuando éstas se encuentran perfectamente alineadas. Variaciones dinámicas de las auto-inductancias va a repercutir en las tensiones y las corrientes del sistema, tal y como se recoge en (2) y (3).

Un parámetro clave que caracteriza a un cargador inalámbrico es su eficiencia. Considerando el análisis de mal-las anterior, es posible derivar este parámetro analíticamente como:

$$\eta = \frac{\Re(\vec{V}_L \vec{I}_2^*)}{\Re(\vec{V}_1 \vec{I}_1^*)} \quad (8)$$

### III. DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO

En el laboratorio, se dispone de un prototipo con las siguientes características:

TABLE I  
CARACTERÍSTICAS DEL PROTOTIPO ANALIZADO.

Frecuencia de diseño	85 kHz
Rango de frecuencia de operación [2]	81.39-90 kHz
Dimensiones de la bobina primaria	0.51 m × 0.66 m
Dimensiones de la bobina secundaria	0.35 m × 0.35 m
Distance between coils assumed in the design (gd)	0.10 m
Topología de compensación	Serie - Serie
Capacitancia del lado primario ( $C_1$ )	56.50nF
Capacitancia del lado secundario ( $C_2$ )	82.83 nF
Resistencia de la batería ( $R_{batt}$ )	25 $\Omega$
Tensión del lado primario ( $V_p$ )	200 V

La Figura 3 muestra el prototipo implementado en el laboratorio. La etapa encargada de incrementar la frecuencia de la red a los 85 kHz de operación del cargador se realiza utilizando electrónica de potencia. En el proceso, la corriente de la red se rectifica para después ser convertida a alterna de alta frecuencia mediante un inversor de tipo puente completo (i). La corriente alterna circula por el sistema de compensación, compuesto por condensadores de película de polipropileno (ii), y la bobina primaria, fabricada utilizando hilo de Litz (iii). El campo magnético generado por la bobina primaria atraviesa la bobina secundaria, en la que se induce una tensión de la misma frecuencia. Esta bobina también va acompañada de un sistema de compensación compuesto también por condensadores de polipropileno (iv). La corriente de alta frecuencia es rectificad mediante un rectificador de puente completo (v), obteniendo de este modo la corriente continua utilizada por las baterías de litio.

Empleando el medidor LCR HM812, se ha procedido a medir la inductancia y la resistencia de las bobinas primaria y secundaria para cada valor de desalineamiento  $d$ , considerado en el eje horizontal tal y como se muestra en la Figura 4.

Además de estos valores también se ha medido el valor de la inductancia mutua  $M$ . En la Tabla II se pueden observar los valores obtenidos para cada configuración de desalineamiento.

De esta Tabla, se puede observar que la autoinductancia de la bobina primaria aumenta con el desalineamiento mientras que la de la bobina secundaria apenas varía. Al ser mayor el área ocupada por la bobina primaria, ésta se ve más afectada por los cambios de la posición relativa con la secundaria. La variación en las resistencias internas de las bobinas también es menos notable en la secundaria. Sin embargo, para la bobina primaria sí que se aprecia una disminución significativa de la misma de hasta un 25%.

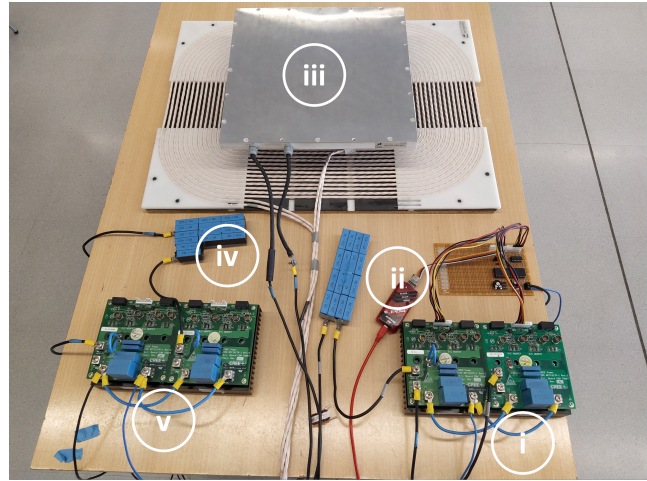


Fig. 3. Prototipo de carga inalámbrica.

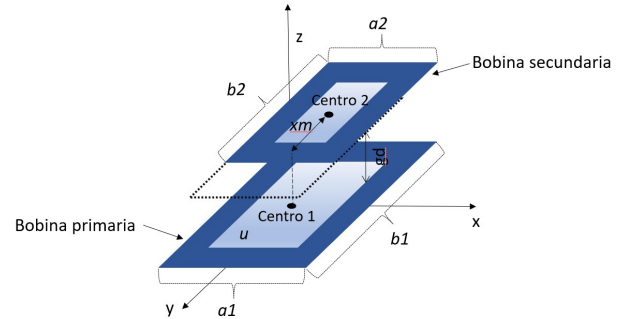


Fig. 4. Desalineamiento entre bobinas del cargador inalámbrico.

### IV. ANÁLISIS DEL IMPACTO

Una vez medidas las variaciones en los parámetros eléctricos que conlleva un desalineamiento, se procede a evaluar cuál es el impacto de estos cambios. Para ello, empleando el análisis circuital expuesto en la Sección II, se ha obtenido la eficiencia asumiendo que los valores de las autoinductancias  $L_1$ ,  $L_2$  y de sus resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  no varían. A continuación se ha derivado este mismo parámetro considerando los cambios producidos en estas características eléctricas y medidas en el laboratorio, tal y como se recoge en la Sección anterior.

Como puede observarse, el incluir unas variaciones en los parámetros eléctricos de las bobinas aisladas sí que repercute en la eficiencia pero no significativamente ya que el cambio es de 1.5%. A pesar del reducido valor de este cambio, sí que debe considerarse cuando se trabaja con el cargador buscando la máxima eficiencia de potencia ya que puede modificar el punto óptimo de operación del mismo en algoritmos dinámicos donde el control adapta su configuración ante condiciones de desalineamiento [6]–[9].

### V. CONCLUSIONES

La transferencia inalámbrica de potencia es una tecnología válida para facilitar el proceso de carga en los vehículos eléctricos. En condiciones realistas, se espera que las bobinas

TABLE II

MEDIDA DE INDUCTANCIA, RESISTENCIA E INDUCTANCIA MUTUA PARA LAS BOBINAS PRIMARIA Y SECUNDARIA.

d [cm]	0	2	4	6	8	10
$L_1$ [ $\mu H$ ]	57.171	57.379	58.011	59.108	60.206	61.435
$R_1$ [ $m\Omega$ ]	39.101	38.468	37.073	34.586	32.316	29.185
$L_2$ [ $\mu H$ ]	47.026	46.993	46.966	46.984	46.980	46.937
$R_2$ [ $m\Omega$ ]	55.296	55.080	54.897	54.537	54.527	54.627
$M$ [ $\mu H$ ]	16.294	16.162	15.635	14.727	13.523	12.05

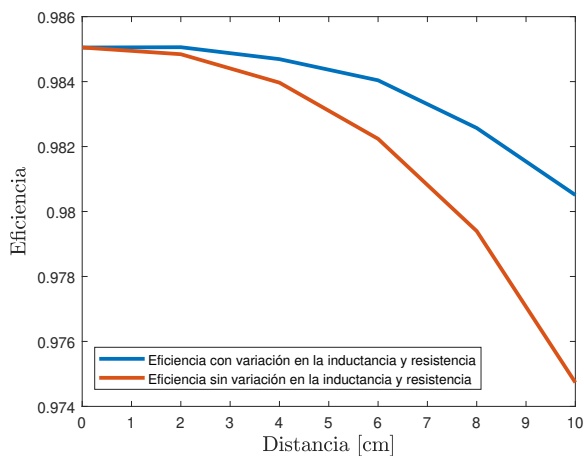


Fig. 5. Análisis de eficiencia con y sin variación de los parámetros eléctricos de las bobinas.

que forman el núcleo de estos sistemas no estén perfectamente alineadas por lo que en este trabajo nos hemos planteado el análisis de cómo afecta estas condiciones en la eficiencia del cargador. Específicamente, se ha valorado cómo las variaciones de las autoinductancias y de las resistencias internas de las bobinas (además de la inductancia mutua) hace variar la eficiencia del cargador. Asumiendo un cambio conjunto de estos parámetros en vez del procedimiento clásico que sólo considera la variación de la inductancia mutua, se observa que la eficiencia puede cambiar hasta un 1.5 %.

Como líneas de trabajo futuras, se analizará cómo afecta la variación de estos parámetros en la implementación de algoritmos de control que ajustan su configuración para que el sistema funcione con máxima eficiencia incluso cuando hay desalineamiento.

#### AGRADECIMIENTOS

La financiación de este proyecto ha sido parcialmente proporcionada por el proyecto del Ministerio de Ciencia e Innovación (MICINN) PID2019-110531-RA-I00 del programa "Proyectos de I+D+i - RTI Tipo A" y motivada por la Red Iberoamericana de Investigación en Electro-Movilidad (RIEMOV) y ha sido también financiado parcialmente por la Universidad de Málaga a través de su Plan Propio de Investigación, Transferencia y Divulgación Científica en la modalidad de Ayudas de Iniciación a la Investigación para estudiantes de Grado y Máster.

#### REFERENCES

- [1] Alicia Triviño, José M. González-González, and José A. Aguado. Wireless Power Transfer Technologies Applied to Electric Vehicles: A Review. *Energies*, 14(6), 2021.
- [2] SAE International. J2954B: Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology, 2020.
- [3] Ahsan Elahi, Arslan Ahmed Amin, Umar Tabraiz Shami, Muhammad Tayyab Usman, and Muhammad Sajid Iqbal. Efficient wireless charging system for supercapacitor-based electric vehicle using inductive coupling power transfer technique. *Advances in Mechanical Engineering*, 11, 2019.
- [4] Do Hyeon Kim and Dukju Ahn. Self-tuning lcc inverter using pwm-controlled switched capacitor for inductive wireless power transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66, 2019.
- [5] Peter K. Joseph, D. Elangovan, and G. Arunkumar. Linear control of wireless charging for electric bicycles. *Applied Energy*, 255:113898, 12 2019.
- [6] Jose Manuel González-González, Alicia Triviño-Cabrera, and José A. Aguado. Model predictive control to maximize the efficiency in ev wireless chargers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(2):1244–1253, 2022.
- [7] Tobias Diekhans and Rik W. De Doncker. A dual-side controlled inductive power transfer system optimized for large coupling factor variations and partial load. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11):6320–6328, 2015.
- [8] Wenxing Zhong and S. Y. Ron Hui. Charging time control of wireless power transfer systems without using mutual coupling information and wireless communication system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(1):228–235, 2017.
- [9] Hongchang Li, Jie Li, Kangping Wang, Wenjie Chen, and Xu Yang. A maximum efficiency point tracking control scheme for wireless power transfer systems using magnetic resonant coupling. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(7):3998–4008, 2015.

# Control de convertidor *boost interleaved* para sistemas de almacenamiento híbrido en VE

Maximiliano Asensio

Laboratorio de Control Automático (LCA)  
Facultad de Ingeniería y Ciencias Agropecuarias (FICA),  
Universidad Nacional de San Luis (UNSL) y CONICET  
Villa Mercedes, Argentina  
emasensio@unsl.edu.ar

Juan Astrada

Grupo de Electrónica Aplicada (GEA)  
Instituto de Investigaciones en Tecnologías  
Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA)  
Facultad de Ingeniería  
Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) – CONICET  
Río Cuarto, Argentina  
jastrada@ing.unrc.edu.ar

Federico Serra

Laboratorio de Control Automático (LCA)  
Facultad de Ingeniería y Ciencias Agropecuarias (FICA),  
Universidad Nacional de San Luis (UNSL) y CONICET  
Villa Mercedes, Argentina  
fmserra@unsl.edu.ar

Cristian De Angelo

Grupo de Electrónica Aplicada (GEA)  
Instituto de Investigaciones en Tecnologías  
Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA)  
Facultad de Ingeniería  
Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) – CONICET  
Río Cuarto, Argentina  
cdeangelo@ing.unrc.edu.ar

**Abstract**—En este trabajo se presenta una estrategia de control de un convertidor CC/CC *boost* del tipo *interleaved* utilizando linealización por realimentación. La estrategia implementa controladores independientes para lograr el balance de las corrientes de rama y la regulación de la tensión de salida a través de un esquema de control indirecto. La propuesta se verifica mediante resultados de simulación sobre un convertidor *boost* de tres ramas.

**Palabras clave** — linealización por realimentación, *boost*, *interleaved*

## I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad los vehículos eléctricos (VE) a base de baterías se han posicionado como una de las tecnologías con mayor proyección para sustituir el transporte terrestre con motores de combustión interna (MCI). Las características principales que promueven esta sustitución son la nula emisión de gases tóxicos, bajos costos de mantenimiento del vehículo y una gran eficiencia a la hora de transformar la energía eléctrica almacenada en energía mecánica útil [1]. Sin embargo, las principales limitaciones de los VE radican en sus altos costos, elevados tiempos de recarga, baja autonomía del vehículo a causa de una reducida capacidad de almacenamiento de energía y una vida útil acotada de las baterías.

Para contrarrestar estas limitaciones se ha propuesto el uso de sistemas híbridos de almacenamiento de energía (SHAE) [2], [3], que combinan almacenadores de diferentes características. El objetivo de un SHAE es lograr un intercambio de energía con el sistema de tracción del VE que sea eficiente y preservar a su vez la salud de los elementos más delicados y costosos. En un VE a base de baterías, la hibridación

más simple se consigue con un elemento de características complementarias, como es el uso de ultracapacitores (UC). Esta combinación resulta beneficiosa debido a la gran densidad de energía de las baterías y a la alta densidad de potencia que presentan los UC. En este esquema de almacenamiento, las baterías proveen la energía media requerida por el sistema de tracción, mientras que los UC entregan las demandas rápidas y elevadas que se dan durante las aceleraciones y frenados.

Los convertidores de CC/CC cumplen un rol importante en aplicaciones de VE [4], sobre todo cuando se combinan almacenadores para conformar un SHAE. Se utilizan para controlar el flujo de energía y adaptar niveles de tensión entre los almacenadores y el bus de CC. Por tanto, en el diseño y dimensionamiento de estos convertidores se deben considerar múltiples exigencias: deben ser extremadamente eficientes, robustos, poseer una alta densidad de potencia y se debe mantener acotado el peso, el volumen y el costo. Existen diferentes topologías de convertidores que cumplen con estos requerimientos, pero la tendencia tecnológica consiste en utilizar convertidores multifásicos o *interleaved* [4]–[6]. Un convertidor CC/CC *interleaved* está compuesto por varias etapas de potencia en paralelo, con el objetivo de repartir la corriente y reducir las pérdidas por conducción [7]. Esta técnica de paralelizado puede ser aplicada a la mayoría de las topologías de convertidores y en particular es fácilmente aplicable a los clásicos convertidores no aislados, como el convertidor reductor o *buck*, el elevador o *boost*, y otros. Las ventajas de los convertidores CC/CC *interleaved* o multifase son varias, principalmente en aplicaciones de baja tensión y alta potencia: presentan bajo *ripple* de corriente y tensión de

salida, lo que permite en cierta forma la reducción de los elementos pasivos del convertidor como inductores y capacitores, reducen el estrés en los semiconductores de potencia y logran una alta densidad de potencia [8]. Todas estas ventajas permiten que, con un diseño adecuado, el convertidor CC/CC interleaved pueda ser más eficiente, más pequeño y en algunos casos más económico.

El principal desafío que presenta esta clase de convertidores está relacionado con el balance o ecualización de las corrientes de fase. La ausencia de una estrategia de balance de corrientes puede provocar una distribución desigual de las pérdidas del convertidor y el consecuente estrés sobre las llaves semiconductoras e incluso, para altos requerimientos de carga, ello puede provocar daños en los dispositivos como consecuencia de este desbalance.

En la bibliografía existen varias propuestas para lograr un adecuado balance de corrientes en convertidores *interleaved* [9]–[12]. Existen esquemas basados en técnicas de control lineal aplicando, por ejemplo, controladores del tipo Proporcional - Integral (PI) [13]. En este caso, el diseño de las ganancias se basa en el modelo de pequeña señal para un determinado punto de operación y, en consecuencia, no puede asegurarse un buen desempeño del controlador en puntos para los que no fue diseñado. Existen propuestas que también utilizan el modelo linealizado, como control predictivo basado en modelo (MPC, del inglés *Model Predictive Control*) [14], [15] y si bien se obtienen buenos resultados, esto se logra a costa de una mayor complejidad de implementación.

Debido a la naturaleza no lineal de la mayoría de los convertidores de potencia, generalmente es necesario utilizar técnicas específicas (no lineales) para esta clase de sistemas. Las estrategias de control basadas en modos deslizantes (MD) resultan atractivas porque permiten obtener soluciones específicas respecto al balance de corriente, mientras se logra una reducción del *ripple* sin requerir costos computacionales elevados [16]. En [10] se propone una estrategia para el balance y la sincronización de corrientes que permite disminuir el *ripple* de salida prescindiendo de un módulo PWM. En [17] se utiliza un modulador PWM para lograr la disminución del rizado de corriente y se utiliza el control por MD para modificar el ciclo de trabajo de la señal de conmutación. Por otra parte, la técnica de linealización por realimentación es bien conocida y proporciona buenos resultados cuando se aplica a convertidores CC/CC clásicos. Sin embargo no se han encontrado trabajos dedicados a resolver el problema del balance de corriente en convertidores *boost interleaved* usando esta estrategia.

En este trabajo se presenta una estrategia de control para un convertidor CC/CC *boost* del tipo *interleaved* utilizando linealización por realimentación. La misma permite regular la tensión de salida mientras que, al mismo tiempo, se realiza el balance de corrientes de cada rama del convertidor. La estrategia es robusta ya que propone el uso de controladores independientes para cada rama, permitiendo el funcionamiento en caso de falla de alguna de las fases. Mediante un análisis de simulación se evalúa el desempeño de la estrategia y se

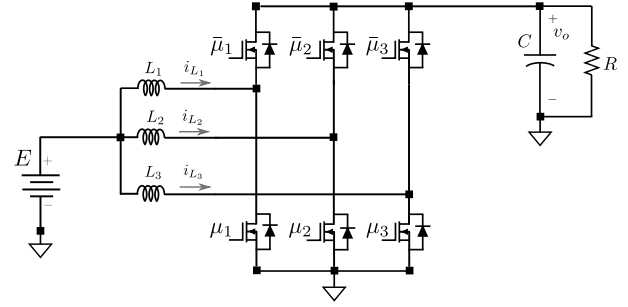


Fig. 1. Esquema de un convertidor *boost interleaved* de 3 ramas.

comprueba su robustez frente a diferentes condiciones de funcionamiento y variaciones de parámetros.

La organización del trabajo es la siguiente: en la Sección II se describe el modelo de un convertidor *boost* del tipo *interleaved*; en la Sección III se propone una estrategia de control indirecto de tensión con balance de las corrientes de ramas, basada en linealización por realimentación; en la Sección IV se presentan resultados de simulación, y en la Sección V se brindan las conclusiones de esta propuesta.

## II. MODELO DEL CONVERTIDOR

En la Fig. 1 se muestra el esquema de un convertidor CC/CC *boost* del tipo *interleaved* de tres ramas. Cada rama está constituida por dos llaves semiconductoras y una inductancia  $L_j$ , donde el subíndice  $j = 1, 2, 3$  representa el número de ramas. Todas las etapas se conectan a un capacitor de salida  $C$  y alimentan una carga resistiva  $R$ . El modelo dinámico del convertidor se puede escribir como sigue:

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = E - v_o \bar{\mu}_1, \quad (1)$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = E - v_o \bar{\mu}_2, \quad (2)$$

$$L_3 \frac{di_{L_3}}{dt} = E - v_o \bar{\mu}_3, \quad (3)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_{L_1} \bar{\mu}_1 + i_{L_2} \bar{\mu}_2 + i_{L_3} \bar{\mu}_3 - \frac{v_o}{R}, \quad (4)$$

donde  $i_{L_j}$  son las corrientes de inductor de cada rama,  $E$  es la tensión de entrada y  $v_o$  es la tensión de salida del convertidor. Finalmente,  $\mu_j$  y  $\bar{\mu}_j = 1 - \mu_j$  representan las señales de control de las llaves inferiores y superiores de cada rama  $j$ , respectivamente.

## III. CONTROL INDIRECTO DE TENSIÓN Y BALANCE DE CORRIENTES

Para el caso del convertidor considerado en este trabajo, se desea cumplir con los siguientes objetivos de control:

- Regulación de la tensión de salida del convertidor a partir de una referencia deseada.
- Balance de corriente entre las ramas; es decir, las corrientes que circulan por los inductores deben ser iguales.

Con estos objetivos, en este trabajo se propone un control indirecto de tensión donde se aplican controles en cascada o anidados: tres controles internos e independientes de corriente basados en la técnica de linealización por realimentación y un lazo de control externo de tensión que genera la referencia de corriente necesaria. Para diseñar el control de corriente de cada rama se eligen las siguientes salidas:

$$\phi_1 = L_1 \dot{i}_{L_1}, \quad (5)$$

$$\phi_2 = L_2 \dot{i}_{L_2}, \quad (6)$$

$$\phi_3 = L_3 \dot{i}_{L_3}. \quad (7)$$

Debe resaltarse que la selección del número de salidas es debido a que el sistema dado por (1) - (4) posee tres entradas. Derivando estas salidas respecto al tiempo se tiene:

$$\dot{\phi}_1 = L_1 \ddot{i}_{L_1}, \quad (8)$$

$$\dot{\phi}_2 = L_2 \ddot{i}_{L_2}, \quad (9)$$

$$\dot{\phi}_3 = L_3 \ddot{i}_{L_3}. \quad (10)$$

El grado relativo de cada salida,  $r_i$ , es igual a 1 (debido a que las entradas de control aparecen en las primeras derivadas) por lo que el grado relativo del sistema  $r = r_1 + r_2 + r_3 = 3 < n = 4$ . Que el grado relativo sea menor que el orden del sistema,  $n = 4$ , implica que existirá una dinámica interna, o dinámica cero, precisamente la correspondiente a la tensión de salida.

Se puede escribir el sistema en nuevas coordenadas como:

$$\dot{\phi}_1 = w_1, \quad (11)$$

$$\dot{\phi}_2 = w_2, \quad (12)$$

$$\dot{\phi}_3 = w_3. \quad (13)$$

Este nuevo sistema es lineal donde  $w_1, w_2, w_3$  son las acciones de control del sistema linealizado y pueden relacionarse con las entradas originales del sistema no lineal usando (11) - (13) y (1) - (3) de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E - v_o \\ E - v_o \\ E - v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_o & 0 & 0 \\ 0 & v_o & 0 \\ 0 & 0 & v_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \\ \mu_3 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

De donde se pueden obtener las señales de control que linealizan el sistema:

$$\begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \\ \mu_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (w_1 - E + v_o)/v_o \\ (w_2 - E + v_o)/v_o \\ (w_3 - E + v_o)/v_o \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Por otro lado, las acciones de control  $w_j$  se definen como

$$w_j = -k_j(\phi_j - \phi_j^*), \quad (16)$$

lo que lleva a que las soluciones de las ecuaciones diferenciales sean de la forma:

$$i_j(t) = i_j^*(1 - e^{-t/k_j}) + i_j(0). \quad (17)$$

De (17) se puede apreciar que la dinámica de primer orden de las corrientes dependerán de las ganancias  $k_j$ .

1) *Dinámica cero*: Debido a que el grado relativo es 3 (menor que el orden del sistema), debe comprobarse la dinámica interna del sistema (dinámica cero), en este caso la tensión del capacitor de salida. Si se considera que las corrientes alcanzan su valor de referencia  $i_{L,j} = i_{L_T}^*/3$ , se puede asumir que  $w_1 = w_2 = w_3 = 0$ . Reemplazando entonces las entradas dadas en (15) en el sistema original se obtiene:

$$\dot{v}_o = \frac{i_{L_T}^* E}{C v_o} - \frac{v_o}{CR}. \quad (18)$$

La dinámica de la tensión de salida en torno a una condición de equilibrio dada por  $V_{o_{eq}} = \sqrt{E R i_{L_T}^*}$ , se obtiene de (18) mediante linealización:

$$\dot{\tilde{v}}_o = \frac{E}{C V_{o_{eq}}} \tilde{i}_{L_T}^* - \left( i_{L_T}^* \frac{E}{C V_{o_{eq}}^2} + \frac{1}{CR} \right) \tilde{v}_o, \quad (19)$$

siendo  $\tilde{v}_o$  e  $\tilde{i}_{L_T}^*$  las variaciones de pequeña señal de la tensión y la corriente en torno al punto de operación, respectivamente. La expresión (19) determina una condición de operación estable para  $i_{L_T}^* \geq 0$  y  $V_{o_{eq}} \geq 0$ , lo que siempre se cumple en esta aplicación.

Para controlar la tensión de salida, en este trabajo se propone una referencia de corriente de la forma:

$$i_{L_T}^* = w_4 \frac{v_o}{E} + \frac{v_o^2}{ER}. \quad (20)$$

De esta manera, se linealiza la dinámica de  $v_o$ , resultando de la siguiente manera,

$$\dot{v}_o = \frac{w_4}{C}, \quad (21)$$

donde  $w_4$  es una entrada ficticia que se define en este caso como

$$w_4 = -k_4(v_o - v_o^*) - k_5 \int (v_o - v_o^*) dt. \quad (22)$$

Es importante resaltar que el diseño de este controlador está sujeto a que la tensión de salida posea una respuesta lenta en comparación con las dinámicas de las corrientes para que la suposición  $i_{L,j} = i_{L_T}^*/3$  sea correcta. Ello permite el diseño del controlador del lazo externo mediante la cancelación de la dinámica no lineal de la tensión. Por tanto, una cancelación incompleta como resultado de variaciones paramétricas o en las condiciones de operación, estará supeditada a la estabilidad de la dinámica cero (19).

En la Fig. 2 se muestra la estructura del sistema de control del convertidor, en conjunto con los bloques de linealización.

#### IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

El control indirecto de tensión se implementó en simulación mediante *Matlab-Simulink* utilizando *ODE4 Runge Kutta* con un paso fijo de  $t_f = 1\mu s$  y para los parámetros del convertidor que se muestran en la Tabla I.

En la Fig. 3 se muestra la tensión de salida y las corrientes de rama para una referencia de tensión  $v_o^* = 30V$  para  $t < 0.05s$  y de  $v_o^* = 45V$  para  $t \geq 0.05s$ . La figura muestra la regulación de la tensión de salida sin error en estado estable y una respuesta dinámica con un sobrepaso de aproximadamente el 5% y tiempo de asentamiento de

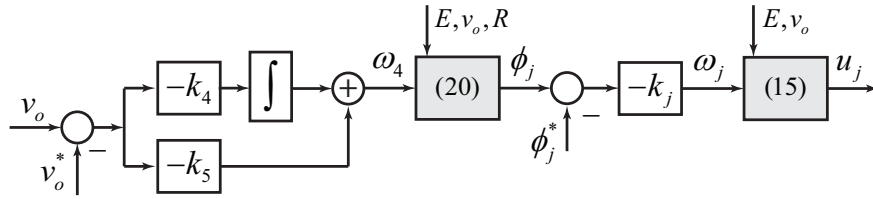


Fig. 2. Estructura del sistema de control con linealización por realimentación de un convertidor *boost* con *interleaved*.

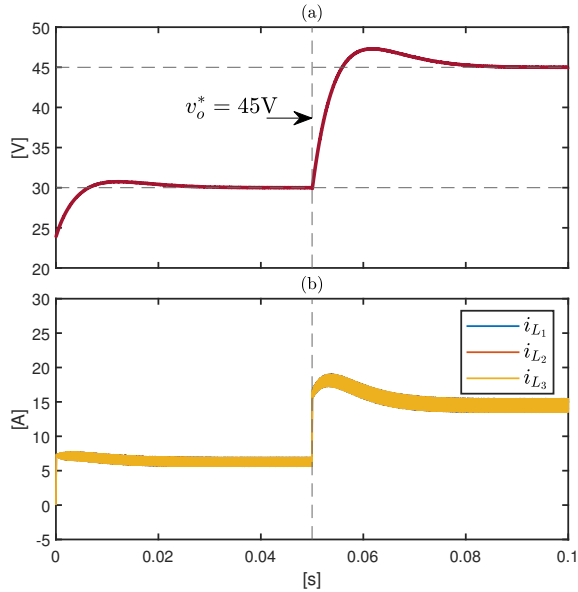


Fig. 3. Resultados de simulación para un cambio de referencia  $v_o^* = 30\text{V} \rightarrow v_o^* = 45\text{V}$  en  $t = 0.05\text{s}$  con control indirecto de tensión: a) Tensión de salida  $v_o$  y b) corrientes de inductores  $i_{L_1}$ ,  $i_{L_2}$  e  $i_{L_3}$ .

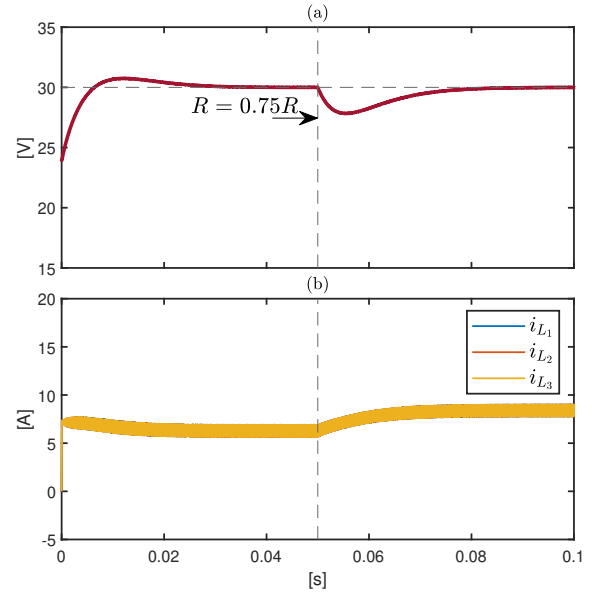


Fig. 4. Resultados de simulación para un cambio de carga  $R = 2\Omega \rightarrow R = 1.5\Omega$  en  $t = 0.05\text{s}$  con control indirecto de tensión: a) Tensión de salida  $v_o$  y b) corrientes de inductores  $i_{L_1}$ ,  $i_{L_2}$  e  $i_{L_3}$ .

$t_a = 30\text{ms}$  por diseño de  $k_4$  y  $k_5$ . Las corrientes en los inductores de cada rama se mantienen balanceadas durante el transitorio e independientemente de las condiciones de operación. En régimen permanente, para  $v_o = v_o^* = 30\text{V}$  con  $i_{L_j} = v_o^*/(3ER) = 6.25\text{A}$ . En tanto que para  $v_o^* = 45\text{V}$ ,  $i_{L_j} = v_o^*/(3ER) = 14.06\text{A}$ .

Debido a que el control de tensión definido por (20) depende del valor de la resistencia de carga  $R$ , se realizó una prueba de

TABLE I  
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN.

Parámetro	Descripción	Valor
$E$	Tensión de entrada	24 V
$R$	Resistencia de carga	2 $\Omega$
$C$	Capacitor de salida	4.7 mF
$L_j$	Inductancia de rama	90 $\mu\text{Hy}$
$f_s$	Frecuencia de conmutación	20 kHz
<b>Control de corrientes (<math>\phi_j</math>) con <math>j = \{1, 2, 3\}</math></b>		
$k_j$	Ganancia proporcional	3300
<b>Control de tensión</b>		
$k_4$	Ganancia proporcional	1.5
$k_5$	Ganancia Integral	17

variación de la misma. En la Fig. 4 se muestran resultados para un cambio de carga del convertidor de  $R = 2\Omega \rightarrow R = 1.5\Omega$  manteniendo una referencia de  $v_o^* = 30\text{V}$ . Se observa que el cambio de carga genera una caída en la tensión de salida y que luego de un transitorio el controlador logra regular la tensión correctamente. En la figura se verifica el balance de las corrientes de rama durante el transitorio y frente al nuevo requerimiento de carga.

En la Fig. 5 se muestran resultados de la estrategia en caso de falla de una de las ramas. En este caso, se realiza una prueba desactivando uno de los controladores de corriente para emular esta condición. Nuevamente se aplica una referencia de tensión de  $v_o^* = 30\text{V}$  y en el instante  $t = 0.05\text{s}$  se desactiva el controlador de la rama 3, indicado en la figura como PWM<sub>3</sub>. Esto provoca una disminución repentina de  $i_{L_3}$  a cero, mientras que la tensión de salida presenta una breve caída. Sin embargo, luego del transitorio el convertidor logra regular la tensión de salida utilizando sólo dos ramas y manteniendo las corrientes  $i_{L_1}$  e  $i_{L_2}$  balanceadas.

## V. CONCLUSIÓN

En este trabajo se propuso una estrategia de control indirecto de la tensión de un convertidor *CC/CC boost interleaved* de

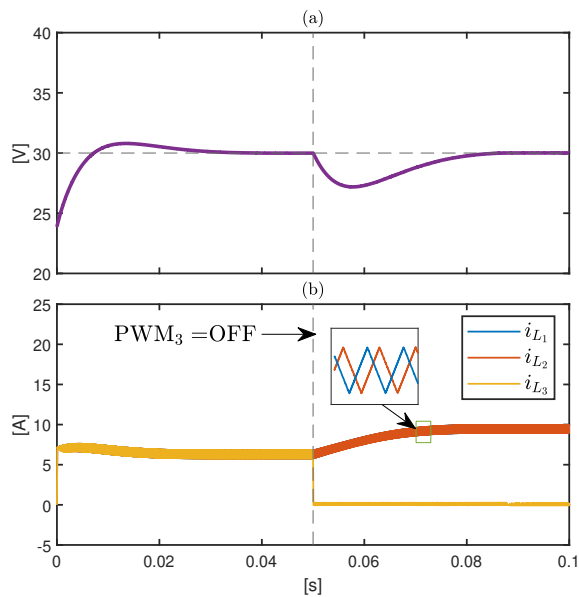


Fig. 5. Resultados de simulación para el caso de falla de una de las ramas en  $t = 0.05s$  con control indirecto de tensión para  $v_o^* = 30V$ : a) Tensión de salida  $v_o$  y b) corrientes de inductores  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  e  $i_{L3}$ .

3 ramas con balance de corriente. La estrategia consiste en un único control de tensión y controladores independientes de la corriente de inductor de cada rama implementados a través de la técnica de linealización por realimentación. Se realizó el análisis de estabilidad de la dinámica cero y se comprobó, mediante resultados de simulación, el correcto balance de la corriente y la regulación de la tensión de salida para cambios de referencia y de carga. Además, se mostró que en caso de falla de una de las ramas, el convertidor continúa regulando la tensión de salida a la referencia deseada y mantiene el balance de corriente de las ramas restantes.

#### AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo es financiado por la Universidad Nacional de San Luis (UNSL), la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) y el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET).

#### BIBLIOGRAFÍA

- [1] V. Krithika and C. Subramani, "A comprehensive review on choice of hybrid vehicles and power converters, control strategies for hybrid electric vehicles," *International journal of energy research*, vol. 42, no. 5, pp. 1789–1812, 2018.
- [2] T. Zimmermann, P. Keil, M. Hofmann, M. F. Horsche, S. Pichlmaier, and A. Jossen, "Review of system topologies for hybrid electrical energy storage systems," *Journal of Energy Storage*, vol. 8, pp. 78–90, 2016.
- [3] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, 2010.
- [4] S. Chakraborty, H.-N. Vu, M. M. Hasan, D.-D. Tran, M. E. Baghdadi, and O. Hegazy, "DC-DC converter topologies for electric vehicles, plug-in hybrid electric vehicles and fast charging stations: State of the art and future trends," *Energies*, vol. 12, no. 8, 2019.

- [5] W. Thammasiroj, V. Chunkag, M. Phattanasak, S. Pierfederici, B. Davat, and P. Thounthong, "Nonlinear single-loop control of the parallel converters for a fuel cell power source used in DC grid applications," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 65, pp. 41–48, 2015.
- [6] M. L. Alghaythi, R. M. O'Connell, N. E. Islam, M. M. S. Khan, and J. M. Guerrero, "A High Step-Up Interleaved DC-DC Converter with Voltage Multiplier and Coupled Inductors for Renewable Energy Systems," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 123 165–123 174, 2020.
- [7] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, "High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1141–1151, 2012.
- [8] J. A. Abu Qahouq, L. Huang, and D. Huard, "Sensorless current sharing analysis and scheme for multiphase converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2237–2247, 2008.
- [9] A. Cid-Pastor, R. Giral, J. Calvente, V. I. Utkin, and L. Martinez-Salamero, "Interleaved converters based on sliding-mode control in a ring configuration," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 58, no. 10, pp. 2566–2577, 2011.
- [10] R. Ramos, D. Biel, E. Fossas, and R. Griño, "Sliding mode controlled multiphase buck converter with interleaving and current equalization," *Control Engineering Practice*, vol. 21, no. 5, pp. 737–746, 2013.
- [11] W. Jiang, X. Zhang, P. Lin, X. Zhang, X. Zhang, H. H. C. Iu, and T. Fernando, "Combined Sliding-Mode Control for the IFDBC Interfaced DC Microgrids with Power Electronic Loads," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6777, no. c, pp. 1–1, 2020.
- [12] S. Cuoghi, R. Mandrioli, L. Ntogramatzidis, and G. Gabriele, "Multileg interleaved buck converter for EV charging: Discrete-time model and direct control design," *Energies*, vol. 13, no. 2, 2020.
- [13] F. S. Garcia, J. A. Pomilio, and G. Spiazzi, "Modeling and control design of the interleaved double dual boost converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3283–3290, 2013.
- [14] W. Zhan and W. Wang, "Observer-based adaptive model predictive control for interleaved boost DC-DC converter," *2019 4th International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid, IGBSG 2019*, no. Ccm, pp. 452–455, 2019.
- [15] D. Zhao, H. Li, Z. Liang, R. Ma, and Y. Huangfu, "Continuous model predictive control of interleaved boost converter with current compensation," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 17, pp. 4079–4088, 2020.
- [16] M. Kanzian, H. Gietler, M. Agostinelli, R. Priewasser, and M. Huemer, "Comparative study of digital control schemes for interleaved multiphase buck converters," *Elektrotechnik und Informationstechnik*, vol. 135, no. 1, pp. 54–60, 2018.
- [17] M. H. Mahmud and Y. Zhao, "Sliding mode duty cycle control with current balancing algorithm for an interleaved buck converter-based PV source simulator," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 13, pp. 1–8, 2018.

# DISEÑO DE UNA MICRO-RED ELÉCTRICA UNIVERSITARIA DE INVESTIGACIÓN

Norberto Garcia  
(Fac. Ingeniería Eléctrica)  
Universidad Michoacana  
Morelia, México  
norberto.garcia@umich.mx

Alicia Triviño  
(Dpto. Ingeniería Eléctrica)  
Universidad de Málaga  
Málaga, España  
atc@uma.es

Inmaculada Casaucao  
(Dpto. Ingeniería Eléctrica)  
Universidad de Málaga  
Málaga, España  
icct@uma.es

**Abstract**—La industria eléctrica se enfrenta a un reto extraordinario en el siglo XXI para proveer la creciente demanda de energía y al mismo tiempo controlar las emisiones de gases de efecto invernadero. En este sentido, el concepto de una micro-red eléctrica basada en fuentes renovables de energía representa una solución factible para proveer la demanda de energía en el futuro próximo, eliminar las emisiones de  $CO_2$ , minimizar la dependencia de combustibles fósiles y mejorar la eficiencia y confiabilidad de la red eléctrica de potencia convencional. Desde el sector investigador y docente, la micro-red constituye, por tanto, un tema de actualidad. En este artículo se describen dos proyectos de investigación orientados a la construcción de micro-redes universitarias, que servirán de apoyo a los dos ámbitos anteriores proporcionando una plataforma de pruebas que facilite la ejecución de tareas eléctricas (operación y control de micro-redes eléctricas) así como de otras tareas complementarias (detección de ataques de ciberseguridad). En concreto, se describe el proyecto Smart and Secure EV Urban Lab II, de la Universidad de Málaga (España) y el proyecto de investigación de la Universidad Michoacana de México. Ambos diseños cuentan con generación fotovoltaica, cargadores de vehículos eléctricos, sistemas de almacenamiento eléctrico e integración a red.

**Index Terms**—Micro-red, generación distribuida, almacenamiento de energía, vehículos eléctricos.

## I. INTRODUCCIÓN

El incremento en la demanda de energía ha generado esfuerzos en todo el mundo para optimizar la producción, transporte y distribución de la energía. En particular, la red eléctrica requiere ser confiable, flexible e inteligente para cubrir la demanda pico creciente y evitar interrupciones en el suministro de energía. La red eléctrica inteligente es un concepto que se ha creado para resolver varios problemas de la red eléctrica y para dotarla de características que la permitan ser flexible e inteligente. La transformación de las redes eléctricas modernas hacia redes eléctricas inteligentes se logra mediante la incorporación de tecnologías de información y comunicaciones para recolectar y usar información de forma automatizada para la producción y el uso de energía eléctrica en forma eficiente y confiable [1].

Para facilitar el control de las futuras redes eléctricas así como para favorecer la generación distribuida, la red eléctrica

La colaboración de los autores ha sido promovida por RIEMOV (Red Iberoamericana de Investigación en Electromovilidad), bajo el auspicio de la Asociación Universitaria Iberoamericana de Postgrado.

del futuro estará compuesta de un gran número de micro-redes colaborando y comunicadas para proveer energía eléctrica a los consumidores de energía. El uso de un sistema adicional de energía a escala menor operando en paralelo con la red eléctrica tradicional o en forma aislada se le conoce como micro-red [2]. La micro-red provee la infraestructura necesaria para mejorar la eficiencia del consumo de energía de cargas como edificios [3] y se espera un crecimiento importante del despliegue de estos sistemas en la presente década, tal y como se muestra en la Figura 1 de Navigant Research [4].

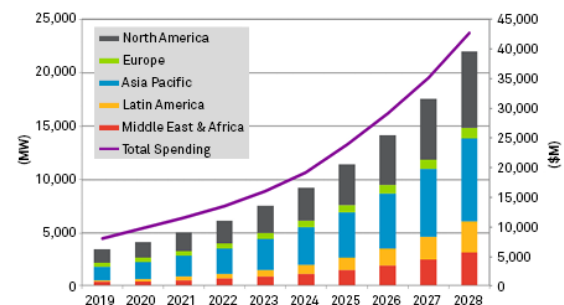


Fig. 1. Evolución estimada de la capacidad e inversión de micro-redes.

Las micro-redes usualmente incorporan diversos tipos de fuentes de generación distribuida tales como generadores fotovoltaicos, micro-turbinas y celdas de combustible de hidrógeno. Además, la micro-red posee sistemas de almacenamiento de energía distribuidos, convertidores de electrónica de potencia, interruptores de transferencia, sistemas de comunicación, sistemas de protecciones y un sistema de control maestro o Energy Management System (EMS). Respecto a las cargas, éstas pueden ser no controlables o controlables, destacando en este último campo los vehículos eléctricos (VE).

Debido a sus numerosas ventajas, diversas universidades en el mundo llevan experimentando desde hace varios años con micro-redes inteligentes en sus campus universitarios y las utilizan como instalaciones de prueba para estudiar la integración y evaluación de nuevas ideas y tecnologías. El British Columbia Institute of Technology (BCIT) se eligió para ser la sede de la primera micro-red en Canadá [5]. Este

proyecto se desarrolló en dos fases. La primera fase consistió en modelar y simular el campus BCIT en una plataforma de simulación en el dominio del tiempo. La segunda fase de este proyecto consistió en la instalación de equipo de medición, protección y control para llevar a cabo la detección, aislamiento y restablecimiento de la micro-red posterior a una falla. Los resultados de simulación realizados en la plataforma de simulación PSCAD/EMTDC indicaron que el sistema de gestión de la energía era eficiente, los controladores eran rápidos y robustos, y el algoritmo de detección y eliminación de fallas funcionaba correctamente.

La Universidad de California en San Diego (UCSD), gracias a su relación con las compañías de suministro de energía locales, ha creado una micro-red sostenible. Esta micro-red es un sistema de 42 MW, donde el 85% de la energía generada se utiliza para autoconsumo y el 15% restante para su importación a San Diego Gas Electric. La micro-red de la UCSD se alimenta con sistemas de generación distribuidos del tipo solar ubicados al interior y exterior del campus universitario [6]. Este proyecto demostró la viabilidad de alcanzar importantes ahorros económicos y objetivos ambientales, mientras se mantiene la estabilidad de la red eléctrica.

En 2008, el Instituto de Tecnología de Illinois (IIT) tomó la iniciativa de construir una micro-red eficiente y con capacidad de auto-protegerse. En este proyecto de investigación colaboraron varias entidades interesadas en implementar sistemas energéticos inteligentes y confiables. La micro-red del IIT consiste de un sistema de distribución altamente confiable localizado en el campus principal en Chicago, turbinas de 24 MW, un sistema de monitorización de los controladores, infraestructura de medición, tecnología inalámbrica Zigbee, sistema de almacenamiento de energía basado en baterías, estaciones de recarga de vehículos eléctricos y un generador eólico [7].

Por su parte, la Universidad de Savona en Italia inició en el año 2010 un proyecto para construir una micro-red inteligente. La creación de esta micro-red persigue alcanzar resultados económicos y ambientales mediante la construcción de una instalación de investigación, la optimización del uso de la energía eléctrica y térmica en el campus y minimizar las emisiones de CO<sub>2</sub> [8]. Para alcanzar estos objetivos, la micro-red se alimenta con micro-turbinas alimentadas con gas natural, generación fotovoltaica, concentradores solares, dos turbinas eólicas, sistemas de almacenamiento con baterías de Sodio-Níquel, dos cargadores de vehículos eléctricos y medidores inteligentes.

La micro-red Sendai, diseñada en 2004, opera en el campus de la Universidad Tohoku Fukushi en la ciudad Sendai en Japón. La micro-red Sendai posee fuentes de energía tales como dos turbinas de gas, celdas de combustible de hidrógeno y arreglos fotovoltaicos. La micro-red posee la capacidad de proveer no solo electricidad sino también energía térmica [9]. El 11 de marzo de 2011 Japón atestiguó uno de los terremotos más devastadores con una magnitud de 9.0. Este fenómeno causó efectos devastadores debido al colapso de mucha infraestructura y plantas de generación. El suministro

de energía por parte del sistema eléctrico tradicional en los alrededores de la micro-red Sendai no se restauró durante tres días. A pesar de las consecuencias del terremoto, la micro-red Sendai abasteció de manera ininterrumpida a hospitales y guarderías que dependían no solo del suministro eléctrico sino también del suministro térmico. A partir de esta experiencia, Japón decidió optar por la creación de varias micro-redes con fuentes de energía diversificadas a lo largo del país para mantener el suministro de energía durante desastres naturales.

En la Universidad de Kookmin, se ha desarrollado una herramienta denominada MDSTool, que consiste en un modelo económico y de rendimiento para el análisis y planificación de micro-redes y sistemas energéticos híbridos. El modelo propuesto usa cuatro etapas para la planificación de una micro-red: dimensionamiento óptimo de las tecnologías DER (*Distributed Energy Resources*), análisis de producción energética, análisis de viabilidad financiera y análisis de incertidumbre. Esta nueva herramienta presenta ventajas con respecto a otros modelos comerciales de planificación de micro-redes, ya que ofrece la posibilidad de aplicar impuestos, modelos de depreciación o leyes financieras específicas a una región, así como una variedad de opciones para aplicar y analizar diversos incentivos y políticas en materia de energías renovables [10].

En la Universidad de Aalborg se propone una arquitectura donde se incluye un controlador local que actúa directamente sobre los componentes de la micro-red, como generadores diésel, inversores, interruptores y cargas. Además, cuenta con una comunicación bidireccional con el controlador central de la micro-red. El controlador central requiere una base de datos que almacene la información más relevante, que posteriormente se pueda usar para el análisis de datos o tareas de predicción. En cuanto al interfaz de usuario, se proponen lenguajes de programación como C, C++, Python, MATLAB o LabVIEW. La micro-red también está equipada con una infraestructura avanzada de monitorización (*AMI*), que permita recoger información y enviarla a un sistema de almacenamiento denominado *data concentrator* [11].

Siguiendo el enfoque de las implementaciones anteriores, la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo (UMSNH) en México se ha propuesto la implementación de una micro-grid en su Smart Campus para desplegar y verificar técnicas relacionadas con el control eléctrico de estos sistemas. Esta Universidad cuenta con experiencia en el modelado y simulación de micro-redes eléctricas ya que desde hace diez años se han desarrollado diversos proyectos con estudiantes de posgrado de nivel maestría y doctorado. Por ejemplo, en [12] se aplica el método del mapa de Poincaré para determinar la solución periódica de estado estable en parques "Custom Power". El modelo implementado del parque "Custom Power" incorporó una celda de combustible de hidrógeno en lugar de un generador diésel de respaldo. Además, se incorporaron soluciones de electrónica de potencia del tipo STAT (*Static*) y DVR (*Dynamic Voltage Restorer*) para proveer un suministro eléctrico de alta calidad a los usuarios del parque. Por otra parte, en [13] se propuso una micro-red eléctrica de CC con presencia de generación distribuida solar fotovoltaica,

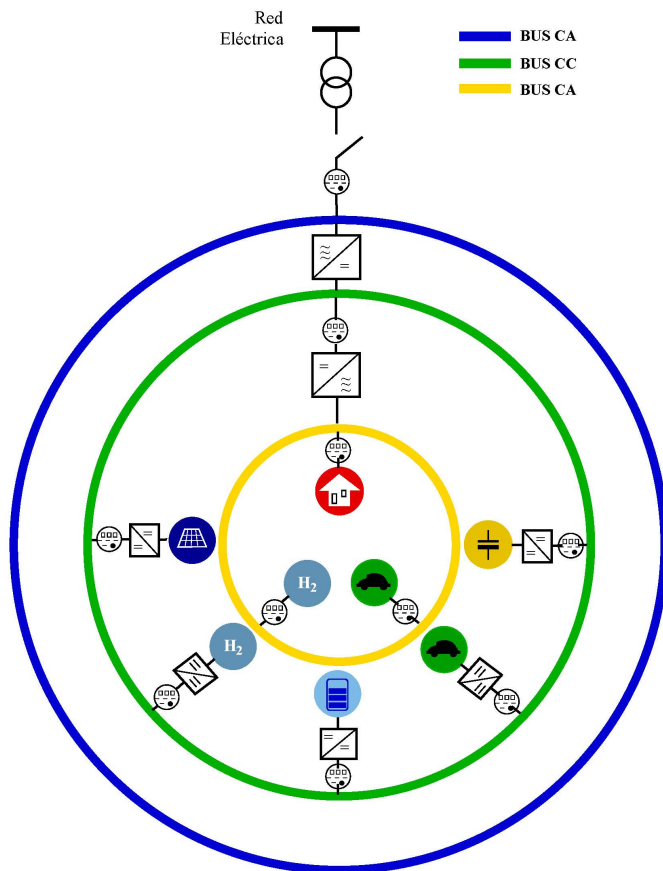


Fig. 2. Topología de la micro-red propuesta en la UMSNH.

una estación de recarga de vehículos eléctricos, cargas de CC y conexión a la red eléctrica en CA. Los sistemas de control de los convertidores de electrónica de potencia se diseñan mediante un enfoque tipo “Droop”. Las simulaciones se realizaron utilizando una plataforma de simulación de transitorios electromagnéticos PSCAD/EMTDC.

Por otro lado, en la Universidad de Málaga (UMA) en España también se está diseñando y desplegando en la actualidad una micro-red para su Smart Campus. El propósito de esta red es probar técnicas de detección de amenazas y ataques de ciberseguridad en las estaciones de carga eléctrica de los VE. El enfoque interdisciplinar de este proyecto exige la consideración de elementos adicionales, sobre todo de medidores inteligentes o smart meters, para así monitorizar de manera continua el estado de la red.

El objetivo de este artículo es mostrar el diseño realizado de estas dos micro-redes, para así identificar pautas comunes que puedan servir para el desarrollo de futuras micro-redes en entornos universitarios.

El artículo se estructura como sigue. En las Secciones II y III se describen el diseño llevado a cabo por UMSNH y por UMA respectivamente. La Sección IV identifica puntos en común y diferencias de ambas estructuras, relacionándolos con los objetivos de los respectivos proyectos. Por último, la

Sección V resume las principales conclusiones de este trabajo.

## II. DISEÑO DE LA MICRO-RED EN UMSNH

La topología de la micro-red propuesta en la UMSNH se describe en la Fig. 2. Se puede apreciar que la estructura de la micro-red posee un bus externo de CA de 220V, un bus de CC y un bus interno de CA de 220V. El bus de CA externo permite el acoplamiento con la red de distribución con la micro-red. Por su parte, el bus de CC permite la incorporación de un conjunto de sistemas de generación, sistemas de almacenamiento de energía y cargas que operan en CC. Se puede apreciar en la Fig. 2 que al bus de CC se conecta un sistema de generación fotovoltaico, un sistema de generación basado en una celda de combustible de hidrógeno, un sistema de almacenamiento de baterías Li-ion, un sistema de almacenamiento de energía basado en supercapacitores y cargadores de vehículos eléctricos. Finalmente el bus de CA interno tiene como finalidad el proveer un suministro de energía de alta calidad que estará respaldado por el bus de CA externo y el bus de CC de la micro-red. De esta manera las cargas que se alimentaran de dicho bus de CA interno se beneficiarán del respaldo de la red de distribución sino también de los sistemas de generación y de almacenamiento de energía localizados en el bus de CC. El tipo de cargas que se considerarán son edificios, cargadores de vehículos eléctricos y un generador de hidrógeno.

El acoplamiento de los buses de CA y CC de la micro-red se realiza mediante rectificadores e inversores de electrónica de potencia. Además, los sistemas de generación y almacenamiento de energía se conectan al bus de CC a través de convertidores de CC-CC bidireccionales. Además, la micro-red se conecta a la red de distribución mediante un transformador.

### A. Sistema de generación fotovoltaico

El generador fotovoltaico tendrá una potencia nominal de 5 kW con módulos fotovoltaicos de 325W. Un convertidor CC-CC y un seguidor del punto de máxima potencia permitirán acoplar el generador fotovoltaico al bus de CC de la micro-red.

### B. Sistema de almacenamiento de H<sub>2</sub>

El sistema de almacenamiento de energía basado en hidrógeno consiste de un generador de hidrógeno de 1 kW y una celda de combustible de hidrógeno de 1 kW. El generador de hidrógeno se encarga de transformar el agua en hidrógeno gaseoso aplicando la energía proveniente del generador fotovoltaico de la micro-red. Por lo tanto, la energía adicional que no se pueda almacenar en el sistema de baterías se almacenará en la forma de hidrógeno. El generador de hidrógeno operará a 220V, 60 Hz y se alimentará del bus de CA interno de la micro-red. De esta manera se garantizará que la energía requerida para proveer el hidrógeno será producida con el generador fotovoltaico. El hidrógeno se convierte en electricidad mediante una celda de combustible de hidrógeno usando el principio de electrólisis inversa. La celda de combustible de hidrógeno inyecta la energía generada mediante un convertidor

de electrónica de potencia que garantiza la calidad de energía suministrada.

### C. Sistema de almacenamiento de baterías

Los sistemas de almacenamiento de energía basados en baterías usadas de vehículos eléctricos se han identificado como alternativas sustentables y accesibles en comparación con las baterías nuevas. Esas baterías poseen alrededor de un 80% de su capacidad inicial y se pueden utilizar en soluciones de almacenamiento de grandes cantidades de energía [14]. Con el propósito de promover el desarrollo de soluciones avanzadas basadas micro-redes con un enfoque de responsabilidad ambiental y social, en este proyecto se promueve el desarrollo de sistemas de almacenamiento de energía basados en el reciclaje de baterías de ion de litio. De esta manera, la micro-red representa no solo en una plataforma para proveer energía de alta calidad y sustentable, sino también se convierte en una estructura de reciclaje. De hecho, los usuarios de la micro-red, por ejemplo los propietarios de vehículos eléctricos, tendrán la certeza que la energía requerida para propulsar sus vehículos eléctricos provendrá de fuentes renovables de energía y, al mismo tiempo, las baterías de sus vehículos eventualmente podrán pasar a formar parte del sistema de almacenamiento de energía de la micro-red cuando su vida útil en el vehículo eléctrico llegue a su fin.

El sistema de almacenamiento de energía de la micro-red esta constituido por un conjunto las baterías usadas, controladores de eléctrica de potencia y el sistema de manejo de baterías. Se utilizarán baterías usadas provenientes no solo de vehículos eléctricos sino también de equipos eléctricos que utilizan celdas de ion de litio. En el caso de baterías recicladas provenientes de equipo electrónico se construirán paquetes de baterías con un voltaje nominal de 48 V y usando circuitos PCB y unidades BMS. En este proyecto se eligió el uso de baterías de Ion-Litio basadas en la tecnología LiNiCoMnO<sub>2</sub> y LiFePO<sub>4</sub> ya que cumplen con las especificaciones anteriores y representan en la actualidad la tecnología más usada para el desarrollo de vehículos eléctricos y de equipo electrónico.

### D. Sistema de almacenamiento de super-capacitores

El sistema de almacenamiento de energía basado en baterías tiene la finalidad de proveer energía a la micro-red bajo condiciones de estado estable. Sin embargo, el uso de baterías para alimentar cargas altamente fluctuantes puede degradar la vida útil de la batería. Esta desventaja de las baterías se puede subsanar incorporando super-capacitores en la micro-red con el propósito de proveer energía durante transitorios. Los super-capacitores poseen una alta densidad de potencia, una moderada densidad de energía y, por lo tanto, son adecuados para aplicaciones de suministro de flujos de potencia transitorios [15].

### E. Estrategia de manejo de energía

La Representación Macroscópica Energética (RME) es una descripción gráfica para la definición de los esquemas de control de sistemas energéticos complejos [16]. La representación

RME se basa en un principio de acción-reacción, lo cual permite organizar el sistema como un conjunto de subsistemas interconectados de acuerdo a la causalidad integral. Además, el esquema de control se define directamente a partir de la representación RME del sistema usando reglas de inversión. La RME se utilizará en este proyecto para desarrollar la estrategia de manejo de energía de la micro-red eléctrica universitaria. En particular, la RME se usará para coordinar la demanda de energía en el inversor híbrido de la micro-red eléctrica. La micro-red contendrá un generador distribuido basado en generación fotovoltaica y un sistema híbrido de almacenamiento de energía basado en baterías de ion de litio, super-capacitores y un generador de hidrógeno.

### F. Sistema de medición y comunicaciones

Con el propósito de garantizar el monitoreo y control de la microred se implementará un sistema de medición bidireccional soportado por una infraestructura de comunicación de alta velocidad. El objetivo del sistema de medición es medir diversos parámetros de calidad de la energía al interior de la microred. Por su parte, el sistema de comunicaciones permitirá controlador de forma remota los diferentes sistemas de generación, almacenamiento y cargas. Además, el sistema de comunicación permitirá recolectar información que será almacenada en bases de datos. Dicha información permitirá conocer el estado de operación de la microred y desarrollar algoritmos avanzados para el control de la micro-red.

## III. DISEÑO DE LA MICRO-RED EN UMA

En la Universidad de Málaga se ha propuesto, a través de un proyecto de investigación, el diseño e implementación de una micro-red, situada en la Escuela de Ingenierías. El objetivo principal de esta micro-red es realizar una gestión inteligente de energía de una estación de carga de vehículos eléctricos, que será sometida a diversas pruebas para identificar los problemas de ciberseguridad a los que se exponen estos equipos.

La arquitectura de la micro-red diseñada se puede observar en la Figura 3. La micro-red se compone de un sistema de generación solar fotovoltaica, acompañado de un sistema de almacenamiento de baterías, así como una conexión a la red eléctrica. Estos tres elementos se conectarán conjuntamente a un inversor, desde el que se gestionará la procedencia de la energía que será suministrada a las cargas a través de una aplicación web. Además, el sistema contará con la inclusión de una serie de sensores inteligentes o *Smart Meters*, que monitorizarán la energía existente en diferentes puntos de la instalación. La estación de carga incluirá un total de dos cargadores de vehículos eléctricos.

Como se puede comprobar en la Figura 3, en el sistema existen dos buses principales de potencia: bus en corriente continua CC y bus en corriente alterna AC. El bus en corriente continua conformará la conexión tanto del sistema de baterías como de los módulos fotovoltaicos con el inversor. Por otra parte, el bus en corriente alterna será el encargado de conectar

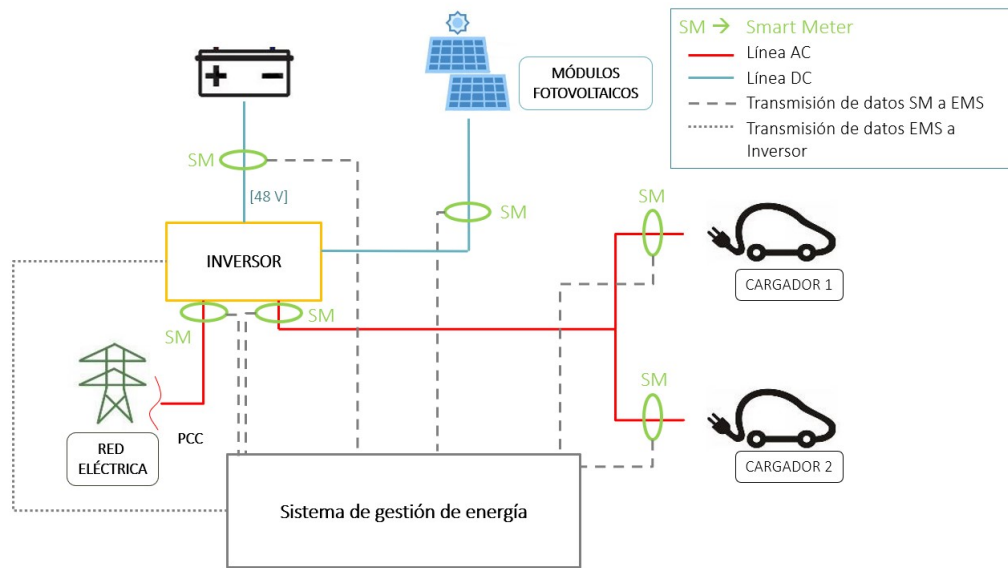


Fig. 3. Topología de la micro-red propuesta en UMA.

el inversor con los cargadores de vehículos eléctricos, así como la conexión de la red eléctrica con el inversor.

#### A. Inversor

Tras analizar diferentes opciones, se ha optado por el uso del inversor Huawei SUN2000 5KTL. Este modelo es un inversor de conexión a red destinado a instalaciones de autoconsumo. Debido a sus características técnicas, permite la conexión simultánea del sistema de generación fotovoltaica, el sistema de baterías y la conexión con la red eléctrica. Además, cuenta con una aplicación web denominada Fusion Solar que facilita la gestión de la energía dentro del sistema, así como la monitorización de la misma.

#### B. Sistema de generación fotovoltaica

El sistema de generación fotovoltaica estará formado por 12 módulos Longi MONO PERC de 450 Wp, que entregarán una potencia total de salida de 5.4 kW. Para realizar el dimensionamiento se han considerado diversos factores, como la potencia de carga de cada vehículo eléctrico y el presupuesto total disponible, así como la inclusión de un sistema de baterías de respaldo y la conexión a la red eléctrica. Los módulos irán dispuestos en una conexión serie-paralelo (6+6), y se conectarán al inversor con sus respectivas protecciones.

#### C. Sistema de almacenamiento de baterías

Para el almacenamiento de baterías se ha optado por la inclusión de tres módulos de 5kWh cada uno (formando un total de 15 kWh), junto con un sistema de gestión de baterías (BMS), compatible con el inversor Huawei citado anteriormente. El dimensionamiento del sistema de baterías se ha realizado de forma que sea capaz de suministrar la potencia restante a las cargas en caso de que la potencia generada por los módulos fotovoltaicos sea insuficiente.

#### D. Sistema de monitorización

Con el objetivo de monitorizar la energía del sistema, se incluirán sensores inteligentes o *Smart Meters* en diferentes puntos de la instalación. De esta forma, se ha optado por la inclusión de vatímetros bidireccionales inteligentes compatible con el inversor, modelo Huawei Smart Power Sensor DDSU666-H. El protocolo de comunicación empleado por estos sensores es Modbus RTU.

## IV. COMPARATIVA

Desde el punto de la generación, se observa que en el caso de la micro-red propuesta por la UMSNH se emplean dos fuentes diferentes, que son un sistema de generación fotovoltaico y un sistema de generación basado en una celda de combustible de hidrógeno, así como una conexión con la red eléctrica. Realizando una comparativa con la solución propuesta para la Universidad de Málaga, se observa que la generación fotovoltaica es un elemento común, sin embargo, mientras que UMSNH opta además por celdas de combustible de hidrógeno, la UMA cuenta únicamente con un sistema de generación, junto con una conexión a la red eléctrica que servirá como respaldo constante al sistema de generación solar.

Por otra parte, se puede apreciar que en ambos proyectos se utilizan baterías para desarrollar el sistema de almacenamiento de energía. Mientras que el proyecto de la UMA se propone el uso de un conjunto de paquetes de baterías compatibles con el inversor seleccionado, en el proyecto de la UMSNH se opta por incorporar una estrategia de reciclaje de baterías usadas que permita aprovechar baterías de vehículos y equipo eléctrico.

Respecto a las cargas, también se pueden observar diferencias, ya que mientras la UMSNH considera tanto la carga de vehículos eléctricos como de edificios, en la UMA se

TABLE I  
COMPARATIVA ENTRE LAS SOLUCIONES PROPUESTAS POR UMSNH Y UMA.

Elemento del sistema	UMSNH	UMA
Generación de energía	Generación solar, Celdas de combustible de H <sub>2</sub> + Red Eléctrica	Generación solar + Red Eléctrica
Almacenamiento	Baterías usadas Li-ion, super-capacitores y H <sub>2</sub>	Baterías nuevas
Cargas	Edificios y vehículos eléctricos	Vehículos eléctricos
Control	RME	Fusion Solar
Monitorización	Sistema de medición bidireccional	Sensores inteligentes

prevé la conexión de únicamente dos cargadores de vehículos eléctricos, sin considerar otros elementos.

En relación al control, existen dos opciones diferentes para cada sistema. Por un lado, se encuentra la RME, empleada por la UMSNH para coordinar la demanda de energía en el inversor. Sin embargo, y aprovechando el modelo de inversor empleado, en la UMA se hará uso de la aplicación web Fusion Solar, que integrará tanto los datos proporcionados por el inversor, como las mediciones llevadas a cabo por los sensores inteligentes, a través de la cual se realizará la gestión de energía.

Sobre la monitorización, se observa que ambas soluciones persiguen el objetivo de tener un control sobre el sistema, atendiendo al estado en el que se encuentre en cada momento. En la UMSNH se propone un sistema de medición bidireccional soportado por una infraestructura de comunicación de alta velocidad, mientras que en la UMA se harán uso de una serie de sensores inteligentes o Smart Meters situados en diferentes puntos de la instalación, cuyo protocolo de comunicación será Modbus RTU, y cuyos datos serán accesibles a través de la propia aplicación web del inversor, Fusion Solar.

Toda la comparativa se puede ver reflejada de forma breve en la Tabla I.

## V. CONCLUSIONES

El estudio y experimentación en micro-redes es una actividad de interés en la actualidad tanto en el sector empresarial, como en el investigador y docente. Por ello, múltiples universidades están desplegando este tipo de infraestructuras para poder experimentar dentro de sus Campus. En este artículo, se muestran dos diseños efectuados en la Universidad Michoacana de México y en la Universidad de Málaga de España con dos objetivos diferentes. Por un lado, la Universidad Michoacana ha diseñado e implementado la red para probar algoritmos de control y gestión de energía. Por otro lado, el objetivo de la implementación de la UMA es analizar problemas de ciberseguridad de cargadores de vehículos eléctricos en microredes. A través de la descripción de ambas propuestas, se han identificado puntos comunes, que puede facilitar el diseño de micro-redes por parte de otras instituciones a la vez que favorece la potencial colaboración entre las dos Universidades implicadas.

## AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo ha sido parcialmente financiado por el proyecto Smart and Secure EV Urban Lab II, dentro del plan propio de la Universidad de Málaga (España) y por la Coordinación de la Investigación Científica de la Universidad Michoacana (México), y motivado por la Red Iberoamericana de Investigación en Electro-Movilidad (RIEMOV).

## REFERENCIAS

- [1] X. Fang, S. Misra, G. Xue, and D. Yang. Smart grid — the new and improved power grid: A survey. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 14(4):944–980, 2012.
- [2] R. Masiello and S.S. Venkata. Microgrids: There may be one in your future [guest editorial]. *IEEE Power and Energy Magazine*, 11(4):14–93, 2013.
- [3] X. Guan, Z. Xu, and Q-S. Jia. Energy-efficient buildings facilitated by microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 1(3):243–252, 2010.
- [4] Microgrids ramp up in latin america but asia pacific remains the global leader. <https://microgridknowledge.com/microgrids-navigant/>. Accessed: 2022-02-31.
- [5] M. Z. Kamh, R. Irvani, and T. H. M. EL-Fouly. Realizing a smart microgrid — pioneer canadian experience. In *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pages 1–8, 2012.
- [6] Sushil Silwal, Colton Mullican, Yi An Chen, Avik Ghosh, John Dilliot, and Jan Kleissl. Open-source multi-year power generation, consumption, and storage data in a microgrid. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 13, 2021.
- [7] A. Flueck and Z. Li. The journey to perfect power at illinois institute of technology. *IEEE Power and Energy Magazine*, 6:36–47, 2008.
- [8] F. Delfino. Smart energy supply for the university campus of savona. *Siemens AG*, 2014.
- [9] K. Hirose et al. The sendai microgrid operational experience in the aftermath of the tohoku earthquake: A case study. 03 2013.
- [10] Munir Husein and Il-Yop Chung. Optimal design and financial feasibility of a university campus microgrid considering renewable energy incentives. *Applied Energy*, 225:273–289, 2018.
- [11] Lexuan Meng, Adriana Luna, Enrique Rodríguez Díaz, Bo Sun, Tomislav Dragicevic, Mehdi Savaghebi, Juan C. Vasquez, Josep M. Guerrero, Moisés Graells, and Fabio Andrade. Flexible system integration and advanced hierarchical control architectures in the microgrid research laboratory of aalborg university. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(2):1736–1749, 2016.
- [12] A. Tapia and N. Garcia. Time-domain analysis of custom power parks based on the poincaré map method. *Electric Power Systems Research*, 105:20–32, 12 2013.
- [13] C.A. Chávez. *Diseño, simulación y comparación de estrategias de control para la estabilización de micro-redes en CC con presencia de vehículos eléctricos y generación fotovoltaica*. PhD thesis, 2019.
- [14] B. Faessler. Stationary, second use battery energy storage systems and their applications: a research review. *Energies*, 14(8):1–19, 2021.
- [15] A. Berrueta. Supercapacitors: electrical characteristics, modeling, applications, and future trends. *IEEE Access*, 7(1):1–28, 2019.

- [16] A. Bouscayrol et al. Control structures for multi-machine multi-converter systems with upstream coupling. *Mathematics and Computers in Simulation*, 63(3):261–270, 2003. Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems.

# Estrategia de detección y localización de fallas en sensor de velocidad y llaves del inversor para accionamientos eléctricos de tracción

Luis E. Venghi  
*Grupo de Electrónica Aplicada*  
 IITEMA, UNRC - CONICET  
 Río Cuarto, Córdoba, Argentina  
 evenghi@ing.unrc.edu.ar

Facundo Aguilera  
*Grupo de Electrónica Aplicada*  
 IITEMA, UNRC - CONICET  
 Río Cuarto, Córdoba, Argentina  
 faguilera@ing.unrc.edu.ar

Pablo M. de la Barrera  
*Grupo de Electrónica Aplicada*  
 IITEMA, UNRC - CONICET  
 Río Cuarto, Córdoba, Argentina  
 pbarrera@ing.unrc.edu.ar

Cristian H. De Angelo  
*Grupo de Electrónica Aplicada*  
 IITEMA, UNRC - CONICET  
 Río Cuarto, Córdoba, Argentina  
 cdeangelo@ing.unrc.edu.ar

**Resumen**—En este trabajo se propone una estrategia de detección y localización de fallas en accionamientos eléctricos para tracción que permite distinguir entre fallas en el sensor de velocidad y en las llaves del inversor. Esta estrategia utiliza un observador por modos deslizantes para generar y comparar sus estimaciones con las señales medidas por un sensor de velocidad y dos sensores de corriente para obtener las señales de diagnóstico de fallas. A través de resultados de simulación se analiza la sensibilidad del observador a las variaciones paramétricas y del punto de operación. Además, se valida el desempeño de la estrategia propuesta ante diferentes tipos de fallas, considerando el comportamiento dinámico de un vehículo eléctrico.

**Palabras Clave**—Vehículo eléctrico, accionamiento eléctrico, detección de falla, localización de falla, sensor de velocidad, inversor.

## I. INTRODUCCIÓN

Los Vehículos Eléctricos (VE) utilizan Accionamientos Eléctricos (AE) para su tracción, compuestos generalmente por una máquina eléctrica, un inversor, un sistema de control y sensores [1]. Estos AE son susceptibles a diferentes tipos de fallas [2], siendo las fallas en los sensores una de las principales causas de pérdida de control de los AE [3]. Más aún en el contexto automotriz donde las mediciones de los sensores pueden corromperse o interrumpirse, provocando un deterioro en el funcionamiento general del VE [4].

Particularmente, los sensores de velocidad se encuentran expuestos a golpes, vibraciones y esfuerzos mecánicos, por lo tanto las fallas se manifiestan con mayor frecuencia en este tipo de sensor y en consecuencia han adquirido un tratamiento importante en la literatura [5].

Este trabajo fue realizado gracias al financiamiento otorgado por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT) y la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC).

Por esta razón, para evitar que las fallas en el sensor de velocidad afecten el desempeño de control del AE, lo primero que se debe realizar es detectar la falla para luego reconfigurar el control. Generalmente se utilizan métodos basados en modelos matemáticos que permiten estimar la velocidad. A partir de la comparación entre la velocidad estimada y la medida se genera una señal de residuo que permite diagnosticar la presencia de fallas [6], [7]. Para estimar la velocidad en este tipo de estrategias de detección de fallas pueden utilizarse diferentes métodos, tales como los que utilizan en observadores de alta ganancia [8], observadores adaptativos [9] y sistemas adaptativos con modelos de referencia [10], entre otros.

Sin embargo, estas estrategias de estimación se basan en un modelo idealizado de Motor de Inducción (MI) alimentado por un sistema trifásico simétrico y balanceado. En consecuencia, si ocurre una falla en una llave del inversor se producen incrementos en los errores de estimación que afectan la señal de residuo, provocando diagnósticos incorrectos [11]. Por otra parte, en muchas propuestas de Sistemas de Control Tolerantes a Fallas (SCTF) en sensores de velocidad, la velocidad estimada se utiliza para hacer la reconfiguración del lazo de control cuando se detecta una falla, reemplazando la señal del sensor por la estimación para mantener el AE en funcionamiento. En este tipo de SCTF, un diagnóstico incorrecto debido a una falla en el inversor puede ser más perjudicial para el desempeño del control que la presencia de la falla en el AE [12]. Si bien se han propuesto diferentes estrategias para el diagnóstico de fallas en las llaves del inversor (transistores) de un AE [13], [14], éstas no permiten diferenciar si las fallas se producen en un sensor de velocidad o en las llaves.

Por lo tanto, en este trabajo se propone una estrategia de Detección y Localización de Fallas (DLF) en AE para tracción que permite distinguir entre fallas en el sensor de velocidad y fallas en las llaves del inversor. La estrategia está basada en

un Observador por Modos Deslizantes (OMD) que estima las corrientes del estator y la velocidad angular del rotor. Estas estimaciones se utilizan para generar los residuos que mediante una etapa de post-procesamiento permiten diagnosticar las fallas. A partir de resultados de simulación se demuestra que las señales de diagnóstico obtenidas permiten localizar el origen de las fallas y evitar falsas alarmas.

El resto del trabajo se organiza de la siguiente manera. En la sección II se describe el modelado matemático del VE y del AE. Luego, en la sección III se describe la estrategia de DLF propuesta. Finalmente, en la sección IV se muestran los resultados de simulación.

## II. MODELADO DEL SISTEMA BAJO ESTUDIO

Esta sección describe el modelo del VE y de su AE de tracción. Además, se describe el observador usado para detectar y localizar las fallas.

### II-A. Modelo del vehículo eléctrico

Se utiliza un modelo que considera la dinámica longitudinal de un VE con tracción trasera, basado en [15]. Este modelo considera la transferencia de carga entre los ejes, una pendiente en la carretera, un modelo de neumático y las fuerzas de rozamiento para obtener la velocidad longitudinal del chasis. A partir de estas consideraciones, la dinámica del vehículo se expresa como:

$$\dot{v}_x = \frac{1}{m} [2F_{xr} + 2F_{xf} - F_a - m g \sin(\theta)] \quad (1)$$

$$\dot{\omega}_{wk} = \frac{1}{J_k} (T_k - r F_{xk} - \sigma_\omega \omega_{wk}) \quad (2)$$

donde  $k \in \{r, f\}$  es un subíndice que denota trasero y delantero, respectivamente;  $v_x$ ,  $\omega_{wk}$ ,  $F_{xk}$ ,  $T_k$ ,  $J_k$ ,  $\sigma_\omega$  representan la velocidad longitudinal del VE, la velocidad angular de la rueda, las fuerzas de tracción, el par aplicado a los ejes de las ruedas, la inercia de las ruedas y el coeficiente de rozamiento viscoso del eje de la rueda, respectivamente. El parámetro  $m$  representa la masa del vehículo;  $g$  la aceleración de la gravedad;  $\theta$  la pendiente de la carretera y  $r$  el radio de las ruedas.

La fuerza de resistencia aerodinámica  $F_a$  se modela según se describe en [15]. Las fuerzas de tracción  $F_{xk}$  se obtienen a partir de un modelo estático de neumático propuesto en [16].

### II-B. Modelado del accionamiento eléctrico

Para traccionar el VE se utiliza un AE con MI operado a través de un Control Orientado por el Campo (COC), tal como se muestra en la Fig. 1. Este COC utiliza como entradas las mediciones de la velocidad del rotor  $\omega_r$  y las corrientes del estator  $i_a$  e  $i_b$ . A partir de estas mediciones se obtienen las corrientes directa y en cuadratura,  $i_d$  e  $i_q$ , y una estimación de la posición de flujo del rotor  $\hat{\rho}$ , mediante un estimador de posición de flujo estándar, representado por el bloque EPFR [17]. Estas señales se utilizan en los lazos de control dentro del COC para obtener las tensiones de referencia  $u_\alpha^*$  y  $u_\beta^*$  utilizadas para la conmutación de las llaves del inversor

y como señales de entrada del OMD. A continuación se describen las partes mencionadas.

El modelo del MI se describe en un marco de referencia estacionario, denotado por  $(\alpha, \beta)$ , de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\omega_r) \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C} \mathbf{x} \end{aligned} \quad (3)$$

donde,

$$\mathbf{A}(\omega_r) = \begin{bmatrix} -a & 0 & bc & b\omega_r \\ 0 & -a & -b\omega_r & bc \\ L_m c & 0 & -c & -\omega_r \\ 0 & L_m c & \omega_r & -c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} d & 0 \\ 0 & d \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (4)$$

$$a = \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right); \quad b = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r};$$

$$c = \frac{R_r}{L_r}; \quad d = \frac{1}{\sigma L_s}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}.$$

Aquí,  $\mathbf{x} = [i_\alpha, i_\beta, \lambda_\alpha, \lambda_\beta]^T$  representa las corrientes del estator y los flujos del rotor,  $\mathbf{y} = [i_\alpha, i_\beta]^T$  representa las corrientes del estator,  $\mathbf{u}_{\alpha\beta} = [u_\alpha, u_\beta]^T$  representa las tensiones de estator,  $R$  y  $L$  representan resistencias e inductancias, respectivamente. Los subíndices  $s, r$  y  $m$  representan variables relacionadas con el estator, el rotor y mutuas, respectivamente; y  $\omega_r$  representa la velocidad angular del rotor.

El par generado por el motor se puede expresar como:

$$T_m = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_\alpha i_\beta - \lambda_\beta i_\alpha) \quad (5)$$

donde  $P$  representa el número de polos.

El acoplamiento de los modelos del AE y del VE se realiza utilizando las siguientes expresiones:

$$\omega_r = n_t \omega_{wr}, \quad T_m = \frac{T_r}{n_t e_t}, \quad (6)$$

donde  $n_t$  es la relación de transmisión y  $e_t$  es la eficiencia de transmisión.

El inversor, ilustrado en la Fig. 1, se modela utilizando transistores ideales. La tensión de salida se obtiene utilizando una modulación vectorial (SVPWM) con una frecuencia de conmutación de 10 kHz, considerando constante la tensión del DC-link.

El OMD propuesto se basa en el modelo del MI (3) y se describe en la Fig. 2 [18]. A partir de las tensiones de control  $u_\alpha^*$ ,  $u_\beta^*$  y las corrientes medidas  $\mathbf{i}_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ , se estiman las corrientes del estator  $\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta\omega} = [\hat{i}_{\alpha\omega} \ \hat{i}_{\beta\omega}]^T$ , los flujos del rotor  $\hat{\lambda}_{\alpha\omega}$ ,  $\hat{\lambda}_{\beta\omega}$ ; y la velocidad angular del rotor,  $\hat{\omega}_r$ .

La estimación de velocidad se obtiene a partir de una función discontinua:

$$\hat{\omega}_r = K \text{signo}(\hat{S}_n) \quad (7)$$

donde  $\hat{S}_n = (\hat{i}_{\beta\omega} - i_\beta) \hat{\lambda}_{\alpha\omega} - (\hat{i}_{\alpha\omega} - i_\alpha) \hat{\lambda}_{\beta\omega}$  representa la superficie de deslizamiento del observador y  $K$  una ganancia

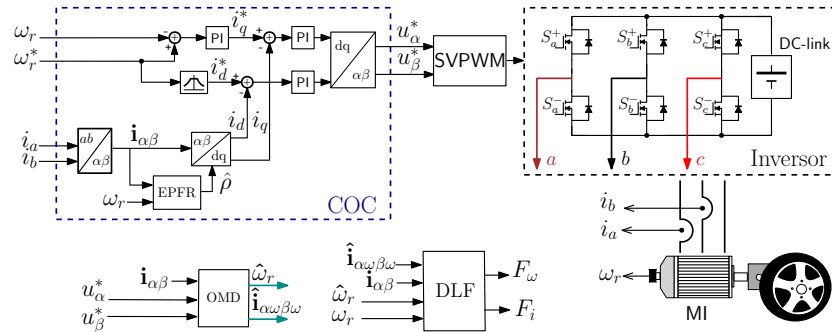


Fig. 1. Accionamiento eléctrico de tracción con estrategia de DLF en sensor de velocidad y llaves del inversor.

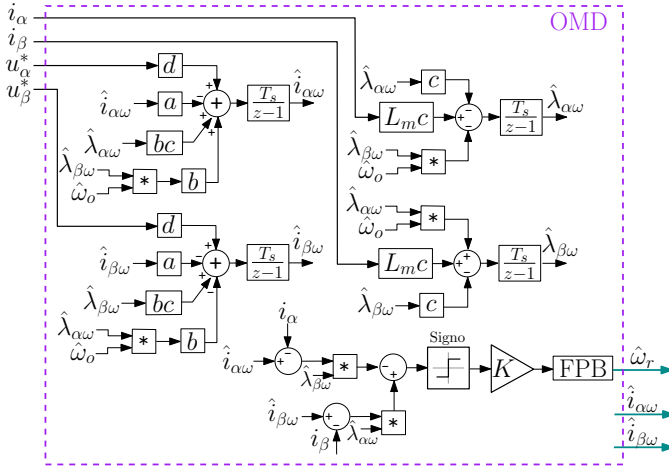


Fig. 2. Observador por modos deslizantes.

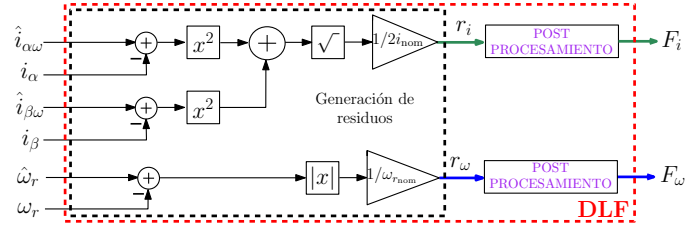


Fig. 3. Estrategia de detección y localización de fallas propuesta.

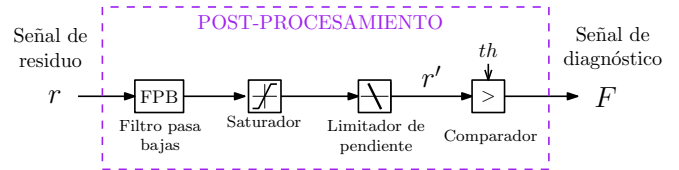


Fig. 4. Etapa de post-procesamiento.

positiva lo suficientemente grande como para asegurar la convergencia del observador. Luego, las estimaciones obtenidas del OMD son utilizadas por la estrategia de DLF que se describe a continuación.

### III. ESTRATEGIA DE DETECCIÓN Y LOCALIZACIÓN DE FALLAS

La estrategia de DLF se conforma por una etapa de generación de residuos y otra de post-procesamiento, tal como se ilustra en la Fig. 3. Como se puede observar, la estrategia utiliza como entradas los valores medidos de las corrientes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  y la velocidad angular del rotor  $\omega_r$ . Además, utiliza los valores estimados de  $\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\omega\beta} = [\hat{i}_{\alpha\omega} \ \hat{i}_{\beta\omega}]^T$  y  $\hat{\omega}_r$ , obtenidos del OMD. A partir de estas señales se generan los residuos  $r_i$  y  $r_\omega$  descritos mediante las siguientes ecuaciones:

$$r_i = \frac{\sqrt{(\hat{i}_{\alpha\omega} - i_\alpha)^2 + (\hat{i}_{\beta\omega} - i_\beta)^2}}{2 i_{\text{nom}}} \quad (8)$$

$$r_\omega = \frac{|\hat{\omega}_r - \omega_r|}{\omega_{r\text{nom}}} \quad (9)$$

donde  $i_{\text{nom}}$ , que representa la corriente nominal, y  $\omega_{r\text{nom}}$ , que representa la velocidad nominal del rotor, se utilizan para normalizar los residuos.

Luego, los residuos obtenidos a partir de (8) y (9) pasan a través de una etapa de post-procesamiento (ver Fig. 4), a fin de reducir sus oscilaciones y eliminar posibles ruidos. Para esto, se utiliza un detector de envolvente compuesto por un filtro pasa bajas (FPB), un saturador y un limitador asimétrico de pendiente [19]. El limitador de pendiente tiene una velocidad de subida ilimitada y una velocidad de bajada limitada. Esta velocidad de bajada se establece a partir de una relación de compromiso entre el nivel de rizado obtenido y el tiempo que debe transcurrir para retornar a la condición de funcionamiento normal, en el caso de que el sistema se restablezca de una condición de falla. Finalmente, cada residuo obtenido se comparan con un nivel de umbral para realizar el diagnóstico para generar las señales  $F_\omega$  y  $F_i$ . Para el residuo  $r_\omega$  se establece un umbral  $th_\omega$  y para el residuo  $r_i$  se establece un umbral  $th_i$ .

De esta manera, cuando se produce una falla en el sensor de velocidad, la diferencia entre  $\omega_r$  y  $\hat{\omega}_r$  se incrementa y por lo tanto el residuo  $r_\omega$  aumenta, supera el nivel de umbral  $th_\omega$  y produce la activación de la señal de falla  $F_\omega$ .

Por otro lado, cuando se produce una falla en las llaves del

Tabla I  
DLF EN SENSOR DE VELOCIDAD Y LLAVES DEL INVERSOR

$F_\omega$	$F_i$	Diagnóstico
0	0	Condición normal
1	0	Falla en sensor de velocidad
X*	1	Falla en inversor

Tabla II  
CARACTERÍSTICAS Y PARÁMETROS DEL MI

Potencia nominal	3 kW	
Frecuencia nominal	50 Hz	
Tensión de línea nominal	48,5 V	
Velocidad nominal	1410 RPM	
$R_s$	0,0288 $\Omega$	$R_r$ 0,0384 $\Omega$
$L_s, L_r$	0,0041 H	$L_m$ 0,0039 H
$P$	4	$J$ 0,0294 kgm <sup>2</sup>

inversor, el observador deja de estimar correctamente porque las tensiones de referencia  $u_\alpha^*$  y  $u_\beta^*$  difieren de las tensiones que proporciona el inversor. Por lo tanto, la diferencia entre  $\hat{i}_{\alpha\omega}$  e  $i_\alpha$  y entre  $\hat{i}_{\beta\omega}$  e  $i_\beta$  se incrementa, lo que produce el incremento del residuo  $r_i$  y la activación de la señal de falla  $F_i$ . Sin embargo, la estimación de velocidad también se ve afectada y puede suceder que el residuo  $r_\omega$  se incremente y produzca la activación de la señal de falla  $F_\omega$ . Por esta razón, la identificación del origen de la falla se realiza en base a las señales activadas, de acuerdo a la Tabla I.

Cabe mencionar que esta estrategia de DLF no permite localizar las llaves del inversor bajo falla. Sin embargo, una vez que se identifica que la falla es en el inversor, es posible utilizar alguna de las estrategias de la literatura para realizar la localización [13], [14].

#### IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En esta sección se presentan los resultados de simulación obtenidos para validar la estrategia de DLF propuesta. Para esto, se implementó el AE para tracción descrito en la Fig. 1 en un entorno de simulación MATLAB/Simulink utilizando un método de resolución de paso variable TR-BDF (ode23tb2). El lazo de control y de DLF se implementó en tiempo discreto, con una frecuencia de muestreo de 10 kHz. Los parámetros del VE fueron tomados de [15], mientras que las características y parámetros del MI se listan en la Tabla II.

Para determinar la efectividad de la estrategia de DLF propuesta se realizaron ensayos en tres escenarios diferentes: variaciones paramétricas y del punto de operación para la determinación de umbrales, falla en el sensor de velocidad y fallas en diferentes llaves del inversor. A continuación, se muestran los resultados obtenidos.

##### IV-A. Metodología para la determinación de los umbrales

Se realizaron ensayos de simulación considerando variaciones del par de carga, de velocidad y paramétricas del MI con el fin de analizar los niveles de residuo cuando el sensor de velocidad y el inversor se encuentran sanos. Los valores

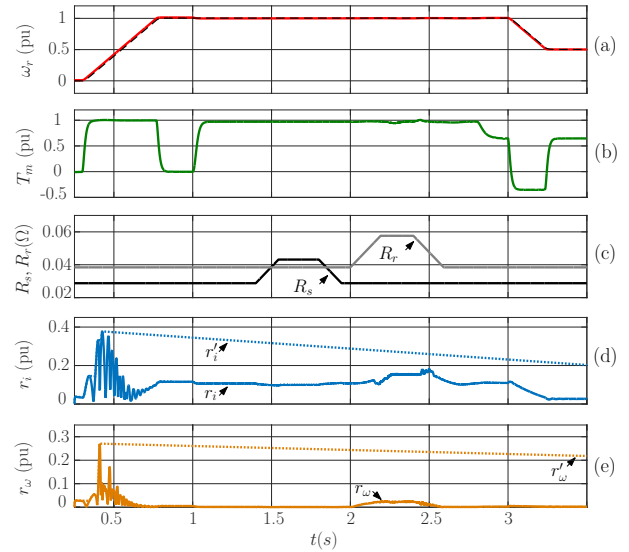


Fig. 5. Análisis ante variación del punto de operación y variaciones paramétricas. (a) Referencia de velocidad,  $\omega_r^*$  y velocidad angular del rotor,  $\omega_r$ . (b) Par motor,  $T_m$ . (c) Resistencia de estator,  $R_s$  y resistencia de rotor,  $R_r$ . (d) Residuos  $r_i$  y  $r_i'$ . (e) Residuos  $r_\omega$  y  $r_\omega'$ .

máximos alcanzados en estos ensayos sin fallas se utilizan para definir los niveles de umbral de la estrategia de DLF con el fin de evitar falsos diagnósticos.

Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 5. Con el fin de analizar las variaciones del punto de operación, en este ensayo no se considera el modelo de VE y el par de carga es impuesto durante la simulación. Como se puede apreciar en la Fig. 5(a) y Fig. 5(b), el MI arranca desde una velocidad cero en vacío y en  $t = 0.8$  s alcanza la velocidad nominal. Luego, en  $t = 1$  s, el par de carga aumenta a 1 pu hasta  $t = 2.8$  s y luego reduce a 0.6 pu. Posteriormente, en  $t = 3$  s disminuye la velocidad del MI a 0.5 pu. Respecto a las variaciones paramétricas, el ensayo inicia con valores nominales en el modelo del MI, luego, en  $t = 1.4$  s se realiza un incremento de la resistencia del estator en un 50% hasta  $t = 1.8$  s, momento en el que retorna a su valor nominal. Luego, en  $t = 2$  s se realiza un incremento del 50% de la resistencia del rotor hasta  $t = 2.6$  s, ver Fig. 5(c).

En la Fig. 5(d) y Fig. 5(e) se muestran los residuos para las llaves del inversor  $r_i$  y sensor de velocidad  $r_\omega$ , respectivamente. Debe distinguirse que estos residuos se representan de dos formas diferentes. En línea de trazo continuo se muestran los residuos antes de la etapa de post-procesamiento ( $r_i$  y  $r_\omega$ ) y en líneas de punto los residuos luego del limitador de pendiente ( $r_i'$  y  $r_\omega'$ ), ver Fig. 4.

En la Fig. 5(d) se puede observar que el residuo  $r_i$  presenta un pico máximo de 0.38 pu en  $t = 0.3$  s debido a las variaciones de velocidad y otro valor máximo local de 0.18 pu en  $t = 2.5$  s debido a las variaciones de  $R_r$ . Por otro lado, el residuo  $r_\omega$  presenta un pico máximo de 0.27 pu en  $t = 0.3$  s debido a las variaciones de velocidad y de 0.024 pu en  $t = 2.2$  s debido a las variaciones de  $R_r$ , ver Fig. 5(e). A partir de los valores máximos obtenidos de los residuos bajo el ensayo

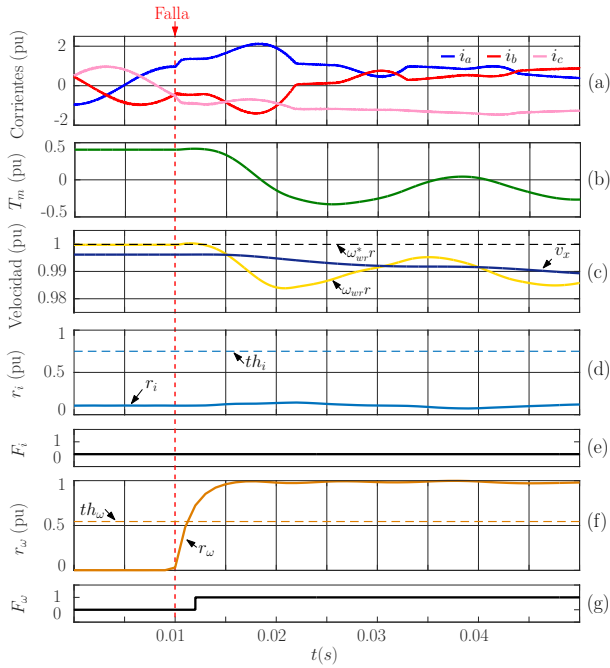


Fig. 6. Falta por desconexión del sensor de velocidad. (a) Corrientes de fase  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ . (b) Par motor  $T_m$ . (c) Velocidad de la rueda  $\omega_{wrr}$  y del vehículo  $v_x$ . (d) Residuo para las llaves del inversor  $r_i$ . (e) Señal de falla para las llaves del inversor,  $F_i$ . (f) Residuo de velocidad  $r_w$ . (g) Señal de falla de velocidad,  $F_w$ .

descripto, se definieron los niveles de umbral  $th_i = 0.75$  pu para el residuo  $r_i$  y  $th_w = 0.55$  pu para el residuo  $r_w$ .

#### IV-B. Análisis de falla en sensor de velocidad

Se presentan los resultados de simulación obtenidos cuando se aplica una falla de desconexión del sensor de velocidad en  $t = 0.01$  s, cuando el AE se encuentra traccionando al VE, funcionando a una velocidad de 1 pu sobre una rampa ascendente con  $5^\circ$  de pendiente.

En la Fig. 6(a) se puede observar que luego de ocurrida la falla, se produce un incremento transitorio de las corrientes de fase. Este efecto en las corrientes produce la disminución y oscilación del par desarrollado que alcanza valores negativos, con un valor pico de aproximadamente  $-0.25$  pu, ver Fig. 6(b). En la Fig. 6(c) se observa que debido a las fuerzas de rozamiento entre el neumático y el suelo, se presenta una diferencia en régimen permanente entre la velocidad de la rueda  $\omega_{wrr}$  y la velocidad del vehículo  $v_x$  antes de la falla. Cuando se produce la falla del sensor, la velocidad de la rueda  $\omega_{wrr}$  disminuye con un comportamiento oscilatorio similar al par desarrollado mientras que la velocidad del vehículo  $v_x$  disminuye sin oscilaciones apreciables. Esto se debe a que el VE tiene una inercia lo suficientemente grande como para filtrar las oscilaciones de par.

Por otro lado, se puede observar en la Fig. 6(d) que el residuo para las llaves del inversor  $r_i$  presenta un valor de aproximadamente 0.1 pu y que a pesar de manifestarse la falla en el sensor de velocidad este residuo no supera el valor de umbral  $th_i$ . Mientras que el residuo de velocidad  $r_w$  que

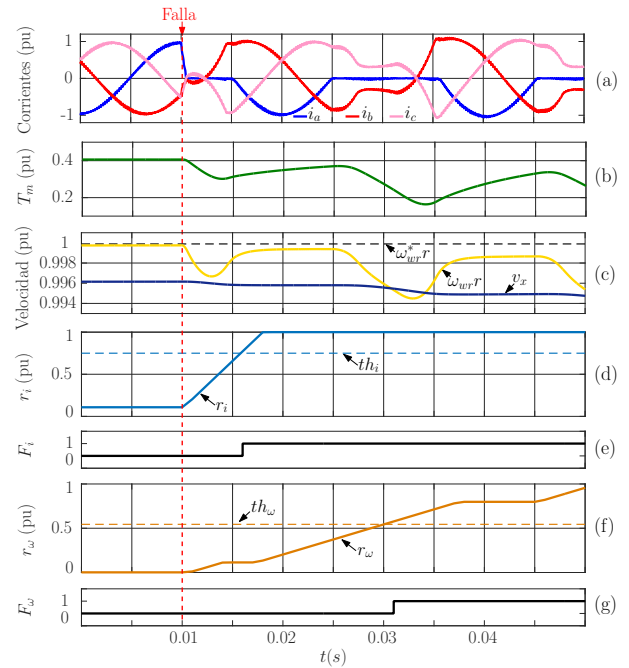


Fig. 7. Falta en la llave  $S_a^+$  del inversor. (a) Corrientes de fase  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ . (b) Par motor  $T_m$ . (c) Velocidad de la rueda  $\omega_{wrr}$  y del vehículo  $v_x$ . (d) Residuo para las llaves del inversor  $r_i$ . (e) Señal de falla para las llaves del inversor,  $F_i$ . (f) Residuo de velocidad  $r_w$ . (g) Señal de falla de velocidad,  $F_w$ .

se muestra en la Fig. 6(e), supera el valor de umbral 4 ms después de ocurrida la falla y produce la activación de la señal de falla  $F_w$ . Cabe mencionar que cuando se producen fallas en el sensor de velocidad, el desempeño del control del AE se ve afectado, sin embargo el OMD sigue estimando correctamente. Por esta razón, al diagnosticar una falla en el sensor de velocidad, los SCTF pueden reemplazar la medición por la estimación para mantener el desempeño de control del AE.

#### IV-C. Análisis con fallas simples y múltiples en el inversor

En las Fig. 7 y 8 se muestran los resultados de simulación obtenidos cuando se produce una falla simple en la llave  $S_a^+$  y fallas simultáneas en las llaves  $S_a^+$  y  $S_b^-$ , respectivamente, bajo las mismas condiciones de operación que en el ensayo de la sección previa, pero sin fallas en el sensor de velocidad.

Si se analiza el caso de falla simple en las llaves del inversor, se puede ver en la Fig. 7(a) que luego de manifestarse la falla, el semiciclo positivo de la corriente de fase  $i_a$  se hace igual a cero debido a la llave que se encuentra bajo falla. A partir de este instante, el par desarrollado que se muestra en la Fig. 7(b), empieza a oscilar con una disminución de su valor medio a 0.3 pu aproximadamente. Como resultado de estas variaciones de par, en la Fig. 7(c) se puede ver que  $\omega_{wrr}$ , disminuye con un comportamiento oscilatorio mientras que  $v_x$  también disminuye debido a la falla.

Por otro lado, como se muestra en la Fig. 7(d), el residuo  $r_i$  se incrementa y supera el umbral  $th_i$  luego de 6 ms de ocurrida la falla, lo que produce la activación de la señal de falla  $F_i$ .

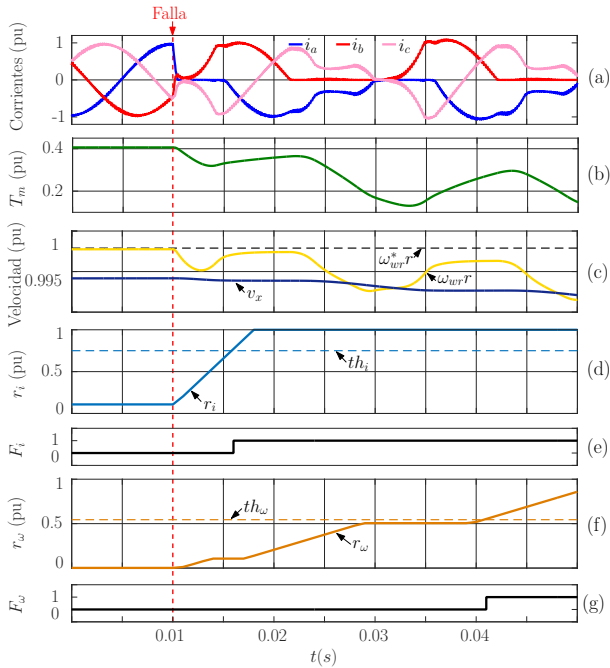


Fig. 8. Falla en las llaves  $S_a^+$  y  $S_b^-$  del inversor. (a) Corrientes de fase  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ . (b) Par motor  $T_m$ . (c) Velocidad de la rueda  $\omega_{wr}r$  y del vehículo  $v_x$ . (d) Residuo para las llaves del inversor  $r_i$ . (e) Señal de falla para las llaves del inversor,  $F_i$ . (f) Residuo de velocidad  $r_w$ . (g) Señal de falla de velocidad,  $F_w$ .

Además, debido a que el observador comienza a estimar de manera incorrecta, en la Fig. 7(e) se muestra que el residuo  $r_w$  también se incrementa y supera el umbral  $th_w$ , activando la señal de falla  $F_w$  luego de 20 ms de ocurrida la falla.

En base a los resultados obtenidos, se puede determinar que a partir del uso del residuo  $r_i$  es posible diagnosticar una falla en el inversor mientras que si no se dispusiera del mismo, ocurriría un diagnóstico incorrecto de falla en el sensor de velocidad.

Los efectos producidos en el AE cuando se producen fallas simultáneas en las llaves  $S_a^+$  y  $S_b^-$  del inversor se muestran en la Fig. 8. Como se puede apreciar en la Fig. 8(a), luego de la falla, se rectifica el semiciclo positivo de la corriente  $i_a$  y el semiciclo negativo de la corriente  $i_b$ . Como consecuencia, el par que se muestra en la Fig. 8(b) presenta oscilaciones y su valor medio disminuye a 0.2 pu. La velocidad  $\omega_{wr}r$  que se muestra en la Fig. 8(c) disminuye con un comportamiento oscilatorio mientras que la velocidad  $v_x$  también disminuye.

Por otro lado, como se muestra en la Fig. 8(d), el residuo  $r_i$  supera el umbral  $th_i$  luego de 9 ms de ocurrida la falla, lo que produce la activación de la señal de falla  $F_i$ . Además, tal como en el caso anterior, el residuo  $r_w$  también supera el umbral  $th_w$  y activa la señal de falla  $F_w$ , ver Fig. 8(e).

Cabe mencionar, que para el caso de fallas simultáneas en las llaves  $S_a^+$  y  $S_b^-$ , se manifiesta en el VE efectos similares al caso de una falla simple  $S_a^+$ , pero el par desarrollado disminuye en mayor medida. Además, tal como en el caso de falla simple, a partir del uso del residuo  $r_i$  es posible identificar que la falla se produce en el inversor. En base a

los resultados obtenidos se desprende que la utilización de la señal  $F_i$  permite evitar un falso diagnóstico de falla en el sensor de velocidad cuando se produce una falla en el inversor. Esto representa un aporte a la literatura respecto a estrategias de DLF basadas en el modelo, debido a que el diagnóstico adecuado permite tomar las decisiones correctas para realizar la reconfiguración en un SCTF [12].

## V. CONCLUSIONES

En este trabajo se desarrolló una estrategia de DLF en sensor de velocidad y llaves del inversor para un AE de tracción con MI. Se utilizó un OMD basado en el modelo del MI para generar los residuos sensibles a las fallas. Se mostraron resultados de simulación respecto al desempeño de la estrategia de DLF ante variaciones paramétricas, fallas de desconexión del sensor de velocidad y fallas en las llaves del inversor para demostrar los efectos sobre la dinámica del AE de tracción y sobre los residuos obtenidos. Se demostró que es posible definir un umbral que permita detectar las fallas y evitar un falso diagnóstico ante diferentes condiciones de funcionamiento. Además, se mostró que la estrategia propuesta permite distinguir entre las fallas en el sensor de velocidad y las fallas en el inversor, evitando que se produzcan diagnósticos incorrectos.

Como trabajo futuro se propone incluir a la estrategia de DLF propuesta un algoritmo que permita localizar la llave bajo falla cuando se diagnostica una falla en el inversor.

## REFERENCIAS

- [1] B. Tabbache, M. Benbouzid, A. Kheloui, J.-M. Bourgeot, and A. Mamoune, "An improved fault-tolerant control scheme for PWM inverter-fed induction motor-based EVs," *ISA Transactions*, vol. 52, no. 6, pp. 862–869, Nov. 2013.
- [2] D. Campos-Delgado, D. Espinoza-Trejo, and E. Palacios, "Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey," *IET Electric Power Applications*, vol. 2, no. 2, pp. 121–134, Mar. 2008.
- [3] G.-A. Capolino, J. A. Antonino-Daviu, and M. Riera-Guasp, "Modern Diagnostics Techniques for Electrical Machines, Power Electronics, and Drives," *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1738–1745, Mar. 2015.
- [4] X. Shi and M. Krishnamurthy, "Survivable Operation of Induction Machine Drives With Smooth Transition Strategy for EV Applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 3, pp. 609–617, Sep. 2014.
- [5] M. Bourogaoui, H. B. A. Sethom, and I. S. Belkhdja, "Speed/position sensor fault tolerant control in adjustable speed drives—a review," *ISA transactions*, vol. 64, pp. 269–284, 2016.
- [6] B. Tabbache, M. E. H. Benbouzid, A. Kheloui, and J.-M. Bourgeot, "Virtual-sensor-based maximum-likelihood voting approach for fault-tolerant control of electric vehicle powertrains," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 62, no. 3, pp. 1075–1083, 2012.
- [7] M. Dymbkowski, K. Klimkowski, and T. Orłowska-Kowalska, "Speed and current sensor fault-tolerant-control of the induction motor drive," in *Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters*. Springer, 2017, pp. 141–167.
- [8] A. Raisemche, M. Boukhifer, C. Larouci, and D. Diallo, "Two Active Fault-Tolerant Control Schemes of Induction-Motor Drive in EV or HEV," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 1, pp. 19–29, Jan. 2014.
- [9] Y. Azzoug, A. Menacer, R. Pusca, R. Romary, T. Ameid, and A. Ammar, "Fault tolerant control for speed sensor failure in induction motor drive based on direct torque control and adaptive stator flux observer," in *2018 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.

- [10] C. D. Tran, P. Brandstetter, M. C. H. Nguyen, S. D. Ho, H. D. Bach, and P. N. Pham, "A robust diagnosis method for speed sensor fault based on stator currents in the RFOC induction motor drive," *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 10, no. 3, p. 3035, 2020.
- [11] R. Maamouri, M. Trabelsi, M. Boussak, and F. M'Sahli, "Mixed model-based and signal-based approach for open-switches fault diagnostic in sensorless speed vector controlled induction motor drive using sliding mode observer," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 5, pp. 1149–1159, 2019.
- [12] L. E. Venghi, F. Aguilera, G. N. Gonzalez, P. M. de la Barrera, and C. H. De Angelo, "Effects of open-switch faults over speed sensor fault-tolerant scheme for electric traction drive," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Feb. 2020, pp. 731–736.
- [13] D. Espinoza-Trejo, D. Campos-Delgado, E. Barcenas, and F. Martínez-Lopez, "Robust fault diagnosis scheme for open-circuit faults in voltage source inverters feeding induction motors by using non-linear proportional-integral observers," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 7, pp. 1204–1216, 2012.
- [14] J. Zhang, J. Zhao, D. Zhou, and C. Huang, "High-performance fault diagnosis in PWM voltage-source inverters for vector-controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 6087–6099, 2014.
- [15] F. Aguilera, P. M. de la Barrera, and C. H. De Angelo, "Behavior of electric vehicles and traction drives during sensor faults," in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Ind. Applicat.*, 2012.
- [16] H. B. Pacejka and E. Bakker, "The magic formula tyre model," *Vehicle system dynamics*, vol. 21, no. S1, pp. 1–18, 1992.
- [17] W. Leonhard, *Control of electrical drives*. Springer Science & Business Media, 2001.
- [18] S. Xepapas, A. Kaletsanos, F. Xepapas, and S. Manias, "Sliding-mode observer for speed-sensorless induction motor drives," *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, vol. 150, no. 6, pp. 611–617, Nov. 2003.
- [19] F. Aguilera, P. de la Barrera, C. De Angelo, and D. Espinoza Trejo, "Current-sensor fault detection and isolation for induction-motor drives using a geometric approach," *Control Engineering Practice*, vol. 53, pp. 35–46, aug 2016.

# Segunda Vida de Celdas de $\text{LiFePO}_4$ Provenientes de un Vehículo Eléctrico

Mariana Bustillo

*Departamento de Potencia*  
*Facultad de Ingeniería - UdelaR*  
Montevideo, Uruguay  
marianabustillo97@gmail.com

Federico Calvello

*Departamento de Potencia*  
*Facultad de Ingeniería - UdelaR*  
Montevideo, Uruguay  
federicocalvello12@gmail.com

Juan José Perez

*Departamento de Potencia*  
*Facultad de Ingeniería - UdelaR*  
Montevideo, Uruguay  
perezjuanjo15@gmail.com

Ing. Federico Arismendi

*Departamento de Potencia*  
*Facultad de Ingeniería - UdelaR*  
Montevideo, Uruguay  
farismendi@fing.edu.uy

Ing. Juan Pedro Carriquiry

*Departamento de Potencia*  
*Facultad de Ingeniería - UdelaR*  
Montevideo, Uruguay  
jpcarriquiry@fing.edu.uy

Dr. Ing. Mario Vignolo

*Departamento de Potencia*  
*Facultad de Ingeniería - UdelaR*  
Montevideo, Uruguay  
jesus@fing.edu.uy

**Resumen**—En las últimas décadas, han comenzado a tener relevancia los vehículos eléctricos como medio de transporte, principalmente debido a factores económicos, tecnológicos y medioambientales. Sin embargo, uno de los principales desafíos que tienen los vehículos eléctricos para su consolidación en el mercado, es reducir su elevado costo inicial, que es notoriamente mayor al de un vehículo tradicional.

Teniendo en cuenta que gran parte de este costo se debe a la batería y que el aumento de la cantidad de vehículos eléctricos implicará realizar un tratamiento adecuado de estas, resulta de gran interés el estudio de su reutilización. De ser posible la reutilización de las baterías, no solo se podría reducir el costo inicial de los vehículos eléctricos, sino también el impacto ambiental de los mismos y sus desechos.

Además, las baterías de los vehículos eléctricos son reemplazadas cuando alcanzan el 80 % de su capacidad original, por lo que las mismas se pueden emplear de forma exitosa en aplicaciones con una baja tasa de consumo de corriente, como por ejemplo en el almacenamiento estacionario de energía.

En este artículo se presentan los resultados obtenidos en el marco de un proyecto de tesis de grado, en el que se ensayaron celdas cuyo cátodo es un compuesto de Litio - Fosfato de Hierro ( $\text{LiFePO}_4$ ) provenientes de una batería dañada de un vehículo eléctrico, con el objetivo de identificar las celdas potencialmente reutilizables y a partir de ellas construir una nueva batería.

**Index Terms**—Baterías de Litio-ion, reutilización, segunda vida, electromovilidad.

## I. INTRODUCCIÓN

En la historia del automóvil han sido varias las tecnologías que han competido por el dominio de la industria automotriz. Los primeros vehículos eléctricos funcionales surgieron en el siglo XIX, pero por razones prácticas y económicas, los vehículos con motores de combustión interna han dominado el mercado durante prácticamente todo el siglo pasado. Sin embargo, actualmente el uso de vehículos de combustión frente a los eléctricos está siendo reconsiderado [1].

El factor económico es uno de los motivos con más peso en dicha transición, ya que el costo operativo de un vehículo eléctrico es menor que el de uno con motor de combustión.

Otro factor que motiva la transición son los avances tecnológicos en las baterías y sistemas de carga rápida, que han permitido aumentar la autonomía de los vehículos eléctricos.

El factor medioambiental también constituye un motivo crucial en la transición hacia los vehículos eléctricos, ya que actualmente gran parte de los gases de efecto invernadero emitidos hacia la atmósfera provienen del sector transporte. En el caso puntual de Uruguay, en el año 2020 el sector transporte representó el 56 % de las emisiones de gases de efecto invernadero [2]. Considerando que actualmente la matriz eléctrica de Uruguay se basa casi en su totalidad en generación eólica e hidráulica [3], desde el punto de vista medioambiental, Uruguay representa un escenario ideal para impulsar la movilidad eléctrica, ya que se reducirían considerablemente las emisiones de gases de efecto invernadero.

Sin embargo, una de las principales desventajas de los vehículos eléctricos es su elevado costo inicial, que es notoriamente mayor al de un vehículo de combustión tradicional. Gran parte de este elevado precio se debe a la batería del vehículo y se incrementa conforme aumenta la autonomía [4]. Además, una vez que los vehículos eléctricos se introduzcan de forma masiva en los mercados, es muy importante realizar un tratamiento adecuado de las baterías que han llegado al fin de su vida útil. Considerando que generalmente estas baterías son cambiadas cuando llegan al 80 % de su capacidad inicial, resulta de gran interés el estudio de la reutilización y reciclado de las mismas, tanto para disminuir el costo de los vehículos como también el impacto ambiental de los mismos.

De esta manera, el presente artículo trata sobre un proyecto de tesis de grado en el que se buscó diseñar y realizar una serie de ensayos a celdas de  $\text{LiFePO}_4$  provenientes de una batería dañada de un vehículo eléctrico. Con dichos ensayos se buscó determinar el estado de degradación de cada celda e identificar las potencialmente reutilizables para formar una nueva batería con las mismas. El pack de baterías construido a partir de las celdas reutilizadas también es ensayado para

determinar sus características y sus posibles aplicaciones en electromovilidad o uso estacionario.

Este trabajo se desarrolló en el marco del Proyecto ANII\_FSE\_S\_2020\_1\_165336, “Segundo uso de baterías de vehículos eléctricos”, el cual es financiado por la Agencia Nacional de Investigación e Innovación (ANII) de Uruguay.

## II. ESTADO DEL ARTE

### II-A. Baterías de litio-ion

Las baterías de litio-ion surgieron en la década del 90, primeramente como baterías secundarias destinadas a dispositivos electrónicos portátiles y luego se extendieron rápidamente a diversas aplicaciones [5]. Ventajas como su elevada energía específica (Wh/kg), elevada densidad de potencia (W/l), mínimo efecto memoria, gran cantidad de ciclos de vida y baja tasa de autodescarga, han convertido a las celdas de litio-ion como una de las tecnologías actualmente más utilizadas para baterías destinadas a electromovilidad. Sin embargo, una de las principales desventajas de estas celdas es que, debido a su química, son más inseguras que otras tecnologías, lo que requiere el uso de un circuito auxiliar de gestión y control de carga y descarga (también conocidos como o, en inglés, battery management system (BMS) para mantener un funcionamiento seguro [6].

Las celdas de litio-ion están compuestas por un ánodo (electrodo negativo), un cátodo (electrodo positivo), un electrolito y un separador. Los materiales utilizados para ambos electrodos contienen litio; el cátodo está compuesto por un óxido metálico de litio, mientras que el ánodo está formado por carbono grafito con litio. Dichos materiales tienen una estructura atómica en capas que permite la inserción de los iones de litio en el espacio existente entre capas. Como electrolito se utiliza sal de litio y solventes orgánicos y el material separador es una membrana micro-porosa que evita el cortocircuito entre el cátodo y el ánodo, permitiendo que los iones de litio fluyan de un electrodo a otro durante la carga y descarga de la celda [5]–[8].

Los tipos de celdas de litio-ion más comunes son: litio-óxido de cobalto ( $\text{LiCoO}_2$  o de forma resumida solamente LCO), litio-óxido de manganeso ( $\text{LiMn}_2\text{O}_4$  o LMN), litio-hierro fosfato ( $\text{LiFePO}_4$  o LFP), litio-óxido de níquel-manganeso-cobalto ( $\text{LiNiMnCoO}_2$  o NMC), litio-óxido de níquel-cobalto-aluminio ( $\text{LiNiCoAlO}_2$  o NCA) y titanato de litio ( $\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$  LTO) [6]–[8]. Si bien las prestaciones de potencia y energía de las celdas de LFP no son las mejores dentro de las baterías de litio-ion, las mismas son aceptables para determinadas aplicaciones, tales como electromovilidad y almacenamiento de energía. Además, cuentan con un costo relativamente adecuado y poseen la química térmicamente más segura dentro de litio-ion [6], por lo que son ampliamente utilizadas en electromovilidad [8].

En la Figura 1 se representa la característica de descarga de una celda de LFP para varias tasas de corriente, observándose que la tensión se mantiene constante durante casi la totalidad de la descarga. Por otra parte, la carga de las celdas de litio se realiza con un perfil de corriente constante seguido de tensión

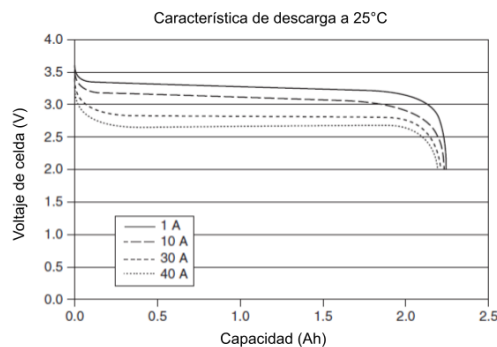


Figura 1: Característica de descarga de una celda de LFP [6].

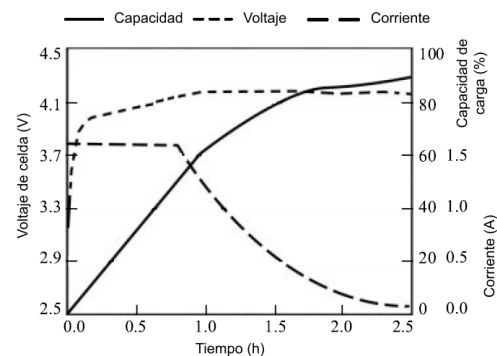


Figura 2: Perfil CC-CV de carga utilizado para una celda de litio-ion [7].

constante (CC-CV) [5], [7] que consiste en un primer paso de carga a corriente constante (CC), en el que la tensión de la celda va aumentando a medida que la misma acepta carga. Cuando la celda alcanza un cierto valor de tensión preestablecido, la carga continúa manteniendo dicha tensión constante (CV) y reduciendo la corriente a medida que la carga se va completando. Este proceso culmina cuando se ha sobrepasado el tiempo determinado para la carga o cuando la corriente alcanza un valor menor que un cierto umbral. Un ejemplo de un perfil de carga CC-CV para una celda de litio-ion se ilustra en la Figura 2.

### II-B. Reciclado, reutilización y segunda vida de baterías de electromovilidad

Actualmente, en muchos países aún no existen demasiadas baterías de litio-ion de electromovilidad que hayan llegado al fin de su vida útil (EOL) en el vehículo, debido a que cuentan con una vida estimada entre 10 y 20 años y los vehículos con este tipo de baterías se han comenzado a introducir al mercado hace pocos años. Sin embargo existen empresas y universidades que están llevando a cabo desarrollos e investigaciones en métodos de reutilización de dichas baterías [8].

Debido a que las baterías de electromovilidad son recambiadas cuando su capacidad o potencia alcanza el 80 % de su valor original y también que en algunos casos las baterías pueden ser descartadas totalmente cuando solo cuentan con daños en algunas de sus celdas, es posible extraer las mejores celdas que

conforman la batería y reusarlas para construir un nuevo pack capaz de entregar por varios años energía útil a una baja tasa de descarga, por ejemplo en aplicaciones de almacenamiento estacionario de energía [8].

Lo habitualmente realizado en la reutilización de celdas es ensayar la batería para determinar su capacidad y voltaje, luego se desmantela para extraer las celdas, las que también son ensayadas individualmente. De acuerdo a un criterio de selección, se determinan las celdas que pueden ser reutilizadas para formar un nuevo pack y las que se deben reciclar por no alcanzar dicho criterio. Al igual que en la fabricación de una batería multicelda, cuando se ensambla una batería a partir de celdas reutilizadas, el pack estará limitado por la celda con menor rendimiento. Por lo tanto, se suele utilizar como criterio de selección, elegir celdas que cuenten con una capacidad, un voltaje y un estado de vida (SoH: State of Health) similar [8].

Por otra parte, también existen técnicas de reciclaje que permiten obtener materiales como litio, cobalto, manganeso, níquel, aluminio, cobre, hierro y plásticos. Sin embargo, los procesos de reciclaje tienen un alto consumo energético y un elevado costo, que en muchos casos supera el de los propios materiales [8].

Fabricantes como General Motors, BMW, Renault y Nissan cuentan con proyectos de reutilización de las baterías de sus modelos de vehículos eléctricos para almacenamiento estacionario de energía [9].

### III. BATERÍA ESTUDIADA

#### III-A. Características

La batería estudiada fue conseguida mediante donación de un importador y distribuidor de vehículos eléctricos en Uruguay. La misma estaba compuesta por 24 celdas prismáticas de litio-ion, con un cátodo de  $\text{LiFePO}_4$  y era utilizada en un vehículo monoplaza totalmente eléctrico.

Según datos proporcionados por el proveedor, la batería fue descartada por un fallo debido a que el usuario elevó el límite de tensión de carga del BMS (Battery Management System), a la espera de una carga más rápida. Como se observa en la Figura 3, este aumento de tensión en bornes de cada celda (con un correlativo aumento de corriente) provocó un aumento de presión en el interior que derivó en el flujo del electrolito hacia el exterior de algunas de estas, a través de la válvula de alivio. En algunos casos, el electrolito derramado provocó la corrosión de la envolvente de la celda y de su borne. Cabe destacar que

En cuanto a las características y prestaciones eléctricas de las celdas, el proveedor suministró solo los datos de tensiones máximas y mínimas de operación y la capacidad de cada celda. No se pudo conocer procedencia ni fabricante de las mismas, por lo que dada la falta de información al respecto, se tomó como referencia la información de las celdas modelo IFP23140160-50Ah del fabricante HEFEI HOYE ECOLOGIC TECHNOLOGY CO., LTD, debido a que cuentan con la misma tecnología y similares características. Los parámetros más relevantes de las celdas se detallan en el Cuadro I y fueron utilizados para diseñar los ensayos.



Figura 3: Vista general de la batería estudiada, tal como fue recibida.

Cuadro I: Valores nominales de celda declarados por el fabricante de referencia

Característica	Valor
Tecnología	LFP
Capacidad	50 Ah
Voltaje límite de carga	3.65 V
Voltaje límite de descarga ( $T > 0^\circ\text{C}$ )	2.5 V
Rango de temperatura de descarga	$-30^\circ\text{C}$ a $60^\circ\text{C}$
Rango de temperatura de carga	$0^\circ\text{C}$ a $60^\circ\text{C}$
Corrientes de carga/descarga máximas	1C
Corrientes de descarga/descarga máximas (30s)	2C
Retención de carga ( $25^\circ\text{C}$ , 100% SOC, 30 días)	$\geq 96\%$
Ciclos de vida ( $25^\circ\text{C}$ , 1C de descarga)	$\geq 2000$

#### III-B. Proceso de desmantelamiento y criterios de seguridad

Para obtener las celdas individuales que componen el pack recibido fue necesario desmantelar por completo el mismo. Se debió tener especial precaución con los bornes de las celdas, ya que se encontraban al descubierto, siendo la tensión del pack de 72 Vcc. Para ambientes secos, más de 50 Vac se consideran peligrosos para la vida humana, por lo que fue necesario aislar los bornes principales con cinta y además usar guantes dieléctricos y protección mecánica para baja tensión.

Posterior a esto, se procedió a quitar todo cableado auxiliar (medidas de tensión de cada celda o de temperatura). En este caso las celdas estaban conectadas en serie, unidas mediante una plancha de aluminio soldada con láser al borne. Esto implicó un procedimiento invasivo para romper las soldaduras y lograr separar las celdas.

Durante el procedimiento de desmantelamiento se utilizaron herramientas como sierra, pinza, alicate y destornilladores. Dado que son herramientas metálicas, es importante tener especial precaución, ya que debido a la proximidad de los bornes, la manipulación descuidada de las mismas podría dar lugar a un accidente, como puede ser un cortocircuito en bornes de la celda. Para evitar este inconveniente se recomendó aislar eléctricamente el resto de los bornes, dejando al descubierto únicamente el borne en el que se va a trabajar. En la utilización de herramientas punzantes como destornilladores y alicates, se debe tener cuidado en no dañar la envoltura metálica de la celda, perforando y provocando un derrame de electrolito o cortocircuito interno de la misma, derivando en

serios problemas de seguridad.

Por último, luego de desconectadas y separadas las celdas, las mismas se enumeran y se aíslan sus bornes para evitar cortocircuitos accidentales. Las celdas fueron almacenadas en un ambiente estable desde el punto de vista de temperatura ambiente y humedad. Se aconseja que el lugar de almacenamiento cuente con un sistema de detección específico para instalaciones que trabajen con baterías de iones de litio, que tengan la capacidad de realizar una detección temprana de eventos. También debe haber un sistema de extinción de incendios específicamente diseñado para trabajar con baterías de litio.

El operador que realice los procedimientos anteriormente descritos debe poseer una serie de equipos de protección personal (EPP) como ser: guantes dieléctricos y protección mecánica, antiparras, zapatos de seguridad y delantal ignífugo. A su vez, como equipo de protección colectiva (EPC) se debe contar con extintor para todo tipo de incendios, detector de tensión, y señalizar la zona de trabajo.

#### IV. EQUIPAMIENTO UTILIZADO

##### IV-A. Equipo de carga y descarga de baterías

Para ensayar las celdas y el pack de celdas se utilizó un equipo de la compañía Chroma modelo 17020, el cual consiste en un rack compuesto por diversas etapas que en su conjunto permiten programar ensayos de carga y descarga controlada. Los diversos componentes del equipo se comunican mediante protocolos CANBus y Ethernet.

- Unidad de comunicación de datos, modelo 692001
- Controlador de carga/descarga, modelo 69200-1
- Conversor DC/AC bidireccional modelo A691101
- Téster de carga/descarga modelo 69206-60-8

##### IV-B. Caja contenedora de ensayos

Dado que las baterías pueden sufrir procesos electroquímicos que deriven en explosiones o incendios, todos los ensayos que se apliquen a las mismas se realizan dentro de un recinto apropiado. Por esto, se utiliza una caja contenedora anti-explosiva que es capaz de contener en su interior una explosión o incendio de una batería. Además también posee un sistema de ventilación forzada que extrae los gases en caso de que ocurra la ignición o explosión de la batería. Las características técnicas de la misma se muestran en el Cuadro II.

Cuadro II: Características constructivas de la caja contenedora.

Característica	Especificación
Dimensiones internas	1000x1000x1000 mm
Material interno	Acero A3 de 1.3 mm de espesor con pintura al horno
Material externo	Acero de 1 mm de espesor
Puerta	Estructura de acero, con bisagras y ventana de inspección a prueba de explosiones
Tamaño de ventana de observación	250x250 mm
Tamaño de batería soportado	9 kwh

Cabe mencionar que todo el equipamiento utilizado durante el desarrollo del proyecto forma parte del Laboratorio de Vehículos Eléctricos de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República (UdelaR). En particular, el equipo de carga y descarga y la caja contenedora de ensayos, fueron adquiridos para este laboratorio en el marco del proyecto ANII\_PEC\_152509.

#### V. ENSAYOS REALIZADOS

##### V-A. Tipos de ensayos y metodología

Para el diseño y realización de los ensayos de determinación de aptitud de celdas, se tomó como referencia la norma IEC 62660-1:2018 - *Celdas secundarias de litio-ion para la propulsión de vehículos eléctricos* y el *Manual de ensayos de baterías para vehículos eléctricos del USABC* [10].

V-A1. *Medidas de parámetros físicos*: Para determinar la energía específica y la densidad de energía de la batería, primero es necesario realizar las medidas de sus parámetros físicos como volumen y peso. El método utilizado fue el que se describe en los apartados 5 y 6 de la norma IEC 62660-1:2018.

V-A2. *Medida de parámetros eléctricos*: Algunos de los parámetros declarados por el fabricante que se deben comprobar y son útiles para determinar el uso de una batería, son las tensiones de trabajo y la capacidad de la misma.

Los parámetros capacidad, potencia y energía, fueron calculados tomando como referencia el apartado 7 de la norma IEC 62660-1:2018.

En particular, se realizaron dos ensayos:

##### ■ Ensayo de capacidad estática

Tiene como objetivo medir la capacidad de la batería en Ah bajo una descarga a corriente constante (CC). La secuencia del ensayo se describe a continuación:

1. Cargar la celda con un perfil de carga CC-CV. Primero se realiza carga CC con una tasa de  $C/2$  hasta que la celda alcanza la tensión de 3,65 V. Luego se realiza carga CV a tensión 3,65 V hasta que la corriente sea menor que  $C/20$ .
2. Descargar la batería con una corriente constante de  $C/3$  hasta que la tensión de la batería sea la mínima declarada por el fabricante.
3. Calcular la capacidad de la batería en Ah según lo detalla la norma.

##### ■ Ensayo de pulso de potencia

Se elaboró un ensayo de potencia con el objetivo de determinar las características de potencia de descarga y de regeneración de la celda, mediante un perfil híbrido que contiene un pulso de carga y otro de descarga. Dicho ensayo está basado en los ensayos "Hybrid Pulse Power Characterization"(HPPC) y "Peak Power Test" presentados en [10].

El perfil utilizado consta de un pulso de descarga a una tasa de  $2C$  durante 10 s y un pulso de carga a una tasa de  $1,5C$  durante 10 s. Entre ambos pulsos se dejan 60 s de reposo. En la Figura 4 se muestra el perfil de corriente en función del tiempo que fue utilizado y cómo evoluciona la tensión de una

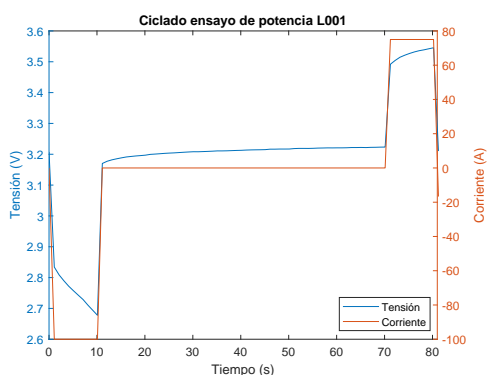


Figura 4: Perfil de corriente utilizado en el ensayo de pulso de potencia y respuesta de la tensión de la celda obtenida.

de las celdas ensayadas durante el mismo. Se observa que la tensión de la celda cae durante el pulso de descarga y aumenta durante el de carga.

Se describe a continuación la secuencia del ensayo.

1. Cargar la celda con un perfil de carga CC-CV. Primero se realiza carga CC con una tasa de  $C/2$  hasta que la celda alcanza la tensión de 3,65 V. Luego se realiza carga CV a tensión 3,65 V hasta que la corriente sea menor que  $C/20$ .
2. Dejar reposar la celda por 30 minutos.
3. Inyectar el perfil de carga y descarga de potencia descrito antes y presentado en la Figura 4. Si durante el pulso de descarga o el de regeneración, la tensión de la celda excede los límites de tensión mínima o tensión máxima admisible, se deberá finalizar el ensayo.
4. Descargar un 10 % la capacidad de la celda en Ah, con una corriente constante de tasa  $C/3$ .
5. Repetir 9 veces los pasos 3) y 4) hasta que se haya descargado al menos el 90 % de la capacidad total de la celda.
6. Finalizar el ensayo descargando la celda con una corriente constante de tasa  $C/3$  hasta que la tensión alcance el valor mínimo admisible.

Cabe mencionar que a los efectos de reducir la duración del ensayo, entre cada iteración de los pasos 4) y 3) se suprimió el tiempo de reposo de 60 minutos existente en el ensayo HPPC de [10] y se procedió a ejecutar un ciclo detrás de otro, tal como se realiza en el ensayo Peak Power Test de [10].

#### V-B. Resultados y parámetros a analizar

**V-B1. Ensayo de capacidad estática:** En esta sección, se presentan los resultados obtenidos para una celda cuyos resultados fueron satisfactorios (celda L003) y otra en la que no (celda L018), cuyos perfiles de descarga estática se muestran en la Figura 5. Como se observa, la forma del perfil obtenido para la celda L003 coincide con la característica de descarga teórica que fue presentada en la Figura 1. Además se constata que al llegar al final de la descarga, el porcentaje de capacidad descargado por la celda L003 es mayor al 95 %

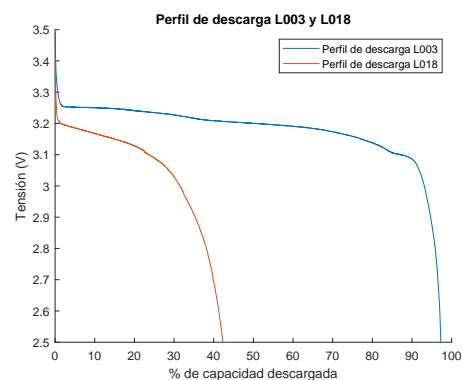


Figura 5: Perfil de descarga estática de las celdas L003 y L018.

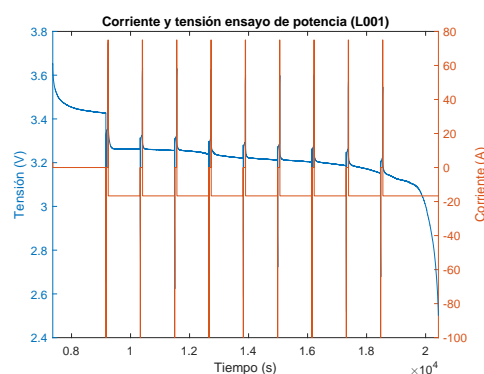


Figura 6: Corriente y tensión en el ensayo de potencia, celda L001.

de la capacidad nominal. De manera contraria, al finalizar la descarga de la celda L018, la capacidad descargada es aproximadamente el 40 % del valor nominal, por lo que esta celda no se considera apta para la reutilización y es descartada.

Realizando este ensayo a todas las celdas, se obtuvo la capacidad en Ah de cada una. De un total de 24 celdas ensayadas, 19 superaron el ensayo entregando más del 95 % de su capacidad nominal. Por lo tanto, al 79 % del total de las celdas se les debió realizar el ensayo de potencia.

**V-B2. Ensayo de pulso potencia:** En la Figura 6 se muestra el perfil de corriente y tensión obtenido con el ensayo de una de las celdas. En esta gráfica, cada pico corresponde con una de las nueve veces que se ejecuta el perfil mostrado en la Figura 4. Entre cada iteración también se observa la descarga de un 10 % de la capacidad en Ah según el paso 4 del ensayo. Además, conforme la batería se va descargando, se constata que la tensión alcanzada con el pulso de carga y descarga va disminuyendo.

Este ensayo se realizó a las 19 celdas que completaron el ensayo de carga estática, y para cada una de ellas se calculó el pico de potencia de descarga y de carga. De las 19 celdas ensayadas, 15 completaron el ensayo operando dentro de los límites de tensión admisibles, por lo que las 15 fueron elegidas

para formar parte del nuevo pack.

## VI. CONSTRUCCIÓN DE LA BATERÍA REUTILIZADA

Se decidió construir una batería multicelda de 48 V compuesta por 16 celdas de LFP. De las celdas ensayadas, se seleccionaron las 15 que pasaron los ensayos de capacidad estática y potencia, mientras que de las celdas que no pasaron ambos ensayos, se seleccionó la que mejor rendimiento tuvo en el ensayo de potencia para completar el pack.

La batería original que fue recibida presentaba los bornes de las celdas conectados entre sí mediante soldadura láser. Dado que no se contó con la tecnología necesaria para realizar una soldadura similar, el conexionado de los bornes se realizó mediante una conexión roscada, atornillada directamente sobre los bornes de las celdas.

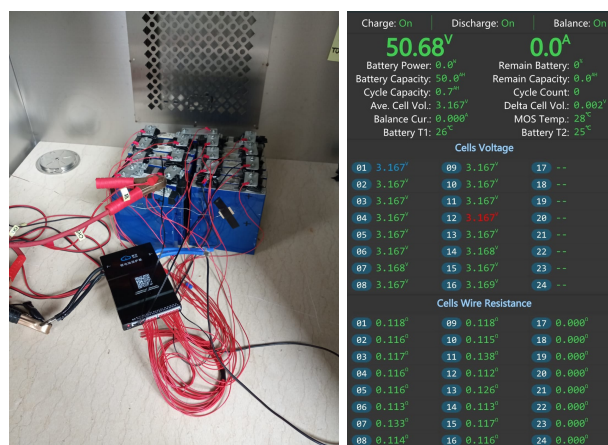
Se diseñó un gabinete de forma prismática para contener las celdas que forman el pack. El gabinete proyectado es estanco, permite ser inundado ante una eventual falla y está diseñado en chapa. Además, para facilitar la reposición de celdas, el diseño se realizó de manera de que cada una sea sujeta en una cavidad individual, para que cuando sea necesario reponer una celda, alcance solo con extraerla y colocar la reposición en su lugar, evitando desmantelar toda la batería. Se tuvo precaución de dejar una cavidad de aproximadamente 3mm de aire entre cada celda para ayudar a la refrigeración y evitar presiones entre las caras de las celdas ante eventuales dilataciones de las mismas.

Para garantizar el funcionamiento de la batería de forma segura se incorporó un BMS compatible con celdas LFP. Dicho BMS puede gestionar hasta 24 celdas en serie, realiza balanceo activo y cuenta con una aplicación en la que mediante conexión bluetooth se pueden ajustar los parámetros de control y protección desde un smartphone. Se prevee que el BMS cuente con una caja contenedora propia, que brindará protección mecánica e irá adosada a la caja del pack de baterías. En la Figura 7 se presenta el conexionado del nuevo pack de baterías y la interfaz de la aplicación del BMS donde se observa el estatus de las 16 celdas en estado balanceado.

## VII. CONCLUSIONES Y FUTUROS PASOS DEL PROYECTO

El objetivo central del proyecto es estimar la viabilidad de la reutilización de baterías de vehículos eléctricos que fueron descartadas por diversos motivos. En este sentido, dada una batería que fue descartada para el uso en un vehículo eléctrico tras sufrir daños por sobretensión, la misma fue desmantelada para separar y ensayar las celdas que la componían. De los ensayos realizados se pudo comprobar que un 79 % de las celdas aún eran capaces de almacenar al menos un 95 % de la capacidad declarada por el fabricante. Por otro lado, se realizó un ensayo de potencia que permitió observar que 15 de las 24 celdas que conformaban la batería eran capaces de soportar el estrés introducido por el ensayo, pudiendo entregar picos de corriente de hasta 2C y recibir picos de 1,5C durante 10 s, para estados de carga (SOC) entre 100 % y 10 %.

Con los ensayos realizados se seleccionaron 16 celdas para construir un pack de baterías de 48 V y 50 Ah. Al momento



(a) Ensamble y conexionado

(b) Interfase de la app

Figura 7: (a) Montaje y conexionado preliminar del banco de baterías y el BMS dentro de la cámara ex-proof y (b) Interfaz del BMS en el smartphone.

de la edición de este artículo, el proyecto se encuentra en la etapa de construcción del gabinete que contendrá a la batería y se están realizando pruebas para integrar el BMS al pack.

En lo que concierne a los futuros pasos del proyecto, luego de que se cuente con la batería construida y con su respectivo BMS integrado, la misma será ensayada para obtener sus parámetros técnicos, en base a los cuales se determinará la posible aplicación que sería compatible con la batería obtenida. En caso de que pueda ser utilizada en electromovilidad, se estudiará simular su desempeño en un vehículo eléctrico mediante el modelado del mismo y un ciclo de conducción determinado que será ejecutado en el equipo de ensayo.

Como análisis final se estudiará el impacto económico de reutilizar las celdas mediante el proceso realizado en el proyecto.

## REFERENCIAS

- [1] J. Lucendo, *Las Edades del Automóvil: Historia del Automóvil*, 2019.
- [2] Balance Energético Nacional: Características generales - Emisiones de CO<sub>2</sub> (2022, Enero, 29). Disponible: <https://ben.miem.gub.uy/caracteristicas3.php>.
- [3] Informe anual 2020, ADME: Administración de Mercados Eléctricos, Montevideo, Uruguay, 2021.
- [4] P. Wolfram and N. Lutsey, "Electric vehicles: Literature review of technology costs and carbon emissions", *ICCT*, Julio de 2016.
- [5] R. Korthauer, *Lithium-Ion Batteries: Basics and Applications*, Kriptel, Germany, Springer, 2018.
- [6] T. B. Reddy and D. Linden, *Linden's Handbook of Batteries*, 4th ed., Mc Graw Hill, 2011, pp. 26.1-26.75.
- [7] M. A. Hannan, M. M. Hoque, A. Hussain, Y. Yusof and P. J. Ker, "State-of-the-Art and Energy Management System of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicle Applications: Issues and Recommendations", *IEEE Access*, Abril 2018.
- [8] J. Warner, *The Handbook of Lithium-Ion Battery Pack Design: Chemistry, Components, Types and Terminology*, Amsterdam, Netherlands, Elsevier, 2015, pp. 65-86, 169-174.
- [9] Asian Development Bank, *Handbook on Battery Energy Storage System*, Mandaluyong City, Philippines, 2018, pp. 42-49.
- [10] U.S. Department of Energy, "United States Advanced Battery Consortium Battery Test Manual For Electric Vehicles", Idaho National Laboratory, Octubre 2020.

## Credits

Francisco Javier Arizaga: 0000-0003-2113-959X  
Juan M. Ramirez: 0000-0002-7982-3207  
Julio César Rosas: 0000-0003-0161-0575  
Diego Gutiérrez: 0000-0002-9343-6836  
José M. Lozano: 0000-0002-3453-265X  
Luis Merchán: 0000-0003-4890-1783  
Patricia Baptista: 0000-0003-1559-9151  
Catarina Rolim: 0000-0003-0019-1997  
Alicia Triviño: 0000-0002-7516-2878  
Héctor Gerardo Chiacchiarini: 0000-0002-8968-5493  
Ezequiel Orozco: 0000-0001-8883-4031  
Pedro Muñoz: 0000-0002-4433-2125  
Gabriel Correa: 0000-0001-9706-581X  
Inmaculada Casaucao: 0000-0002-7168-0838  
Juan Carlos Quirós: 0000-0002-4604-3028  
José Manuel González: 0000-0002-3406-629X  
Maximiliano Asensio: 0000-0003-4871-5104  
Juan Astrada: 0000-0003-1700-2435  
Federico Serra: 0000-0002-4467-7836  
Cristian de Angelo: 0000-0001-8080-927X  
Norberto García: 0000-0002-6195-2641  
Luis E. Venghi: 0000-0003-3185-0975  
Facundo Aguilera: 0000-0002-8858-2222  
Pablo M. de la Barrera: 0000-0003-4944-9522  
Mariana Bustillo: 0000-0001-7808-5989  
Federico Calvello: 0000-0001-8305-7835  
Juan Jose Pérez: 0000-0002-5028-780X  
Federico Arismendi: 0000-0002-4798-0873  
Juan Pedro Carriquiry: 0000-0002-2967-6034  
Mario Vignolo: 0000-0003-0340-2294