

Rectificador semiactivo para cargador inalámbrico de vehículos eléctricos

Semiactive Rectifier for Electric Vehicles Wireless Charger

Juan P. Peñaloza¹, Nicolás Magliola², Guillermo Magaldi³, Pablo Cossutta⁴ y Federico Serra⁵

^{1,3,5} Laboratorio de Control Automático. LCA - FICA - CONICET - UNSL. Villa Mercedes, Argentina

^{2,4} Centro de I+D en Electrónica Industrial. CIDEI-ITBA. CABA, Argentina

jppenaloza@unsl.edu.ar, nmagliola@itba.edu.ar, glmagaldi@unsl.edu.ar, pcossutta@itba.edu.ar
fmserra@unsl.edu.ar

CientíFICA N°1

Año: 2024

pp. 106 – 117

Historial del Artículo

Recibido:

19/04/2024

Enviado revisión:

20/04/2024

Aceptado:

26/04/2024

Área temática:

Electrónica de
Potencia

Resumen: En este trabajo se propone la utilización de una topología de rectificador semiactivo para un cargador inalámbrico de vehículos eléctricos bajo la topología de compensación serie-serie. La topología propuesta se aprovecha de una propiedad del sistema en cuestión con el fin de obtener una tensión constante a partir de una fuente de corriente alterna. Se presenta también una breve descripción de las topologías existentes, especificando las razones por las cuales se seleccionó la topología de compensación antes mencionada. Además, se hizo un análisis matemático de la topología seleccionada para obtener conclusiones acerca del comportamiento del sistema en las cuales se basa el convertidor propuesto. Finalmente, para validar la operación adecuada del sistema, se obtuvieron resultados experimentales usando un prototipo de cargador inalámbrico de 100 W.

Palabras Claves:

Cargador inalámbrico,
WPT, RIPT.

Keywords:

Wireless charger,
WPT, RIPT

Abstract: The use of a semiactive rectifier power topology for an electric vehicle wireless charging system, using the series-series compensation topology, is proposed in this paper. The proposed topology takes advantage of a property of the system in question, with the aim of obtaining a constant voltage source from an alternating current source. A brief description of the existing technologies, outlining the reasons for the selection of the aforementioned compensation topology is also presented. Moreover, a mathematical analysis of the selected topology is done in order to obtain some conclusions regarding the system behavior, which are foundation for the proposed converter. Finally, to validate the adequate operation of the converter experimental results were obtained using a 100W wireless charger prototype.

INTRODUCCIÓN

En los últimos años, debido al cambio climático producido por el aumento de la concentración de gases de efecto invernadero en la atmósfera, en cierta parte asociado al uso de combustibles fósiles, el interés por el uso vehículos eléctricos ha crecido notablemente. No obstante, a pesar de sus ventajas, el crecimiento en la demanda de los mismos está limitado a los avances sobre las tecnologías de baterías y su costo, infraestructuras de carga y estrategias de carga eficientes, que permitan recargar las baterías rápidamente con efectos perjudiciales mínimos en su vida útil y en la calidad de energía de la red eléctrica [1], [2].

La carga de un vehículo eléctrico puede llevarse a cabo de forma conductiva, por la cual la transferencia de potencia se da por conexión directa entre la fuente y el EV o inalámbrica. Esta última consiste en la transmisión de energía por medio de un campo electromagnético, eliminando la conexión física entre la fuente y el vehículo. A pesar de que los cargadores conductivos son más populares debido a su gran eficiencia, las tecnologías de transferencia de potencia inalámbrica (WPT, *Wireless Power Transfer*) están comenzando a ganar popularidad ya que, a pesar de que poseen menor eficiencia respecto a la alternativa conductiva, presentan ventajas tales como la ausencia de cables expuestos, mayor seguridad en condiciones climáticas adversas y la posibilidad de cargar el vehículo en movimiento [3], [4].

Atendiendo a la situación en la cual se lleva a cabo la carga del banco de baterías, los cargadores inalámbricos presentan tres modos de operación: carga estática, que se da cuando el vehículo está en reposo y sin personas en su interior (por ejemplo, cuando se encuentra estacionado); carga cuasi dinámica o estacionaria, que se da cuando el vehículo está en reposo pero con personas en su interior (por ejemplo, en un semáforo) y carga dinámica, que se da mientras el vehículo se encuentra en movimiento (por ejemplo, en autopistas) [5]. Las tecnologías WPT se clasifican, según la longitud de onda del campo electromagnético en relación a la distancia de transmisión, en radiativo o de campo lejano y no radiativo o de campo cercano, como se muestra en la Fig. 1. Para este tipo de aplicaciones el más usado es el no radiativo ya que, considerando los niveles de potencia empleados por los cargadores de baterías de vehículos eléctricos, el uso de tecnologías de campo lejano supondría un riesgo de exposición muy alto a radiación no ionizante de alta energía e intensidad [6].

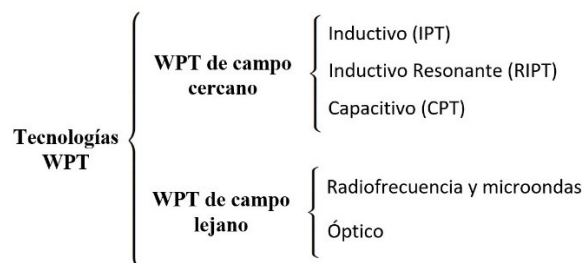


Figura 1. Tecnologías de transferencia de potencia inalámbrica.

La transferencia de potencia inalámbrica puede llevarse a cabo mediante diferentes métodos: inductivo (IPT, *Inductive Power Transfer*), inductivo resonante (RIPT, *Resonant Inductive Power Transfer*) o capacitivo (CPT, *Capacitive Power Transfer*). La tecnología RIPT es la más usada a nivel mundial debido a que es la que mayor flexibilidad y eficiencia presenta [5]. Los sistemas basados en la tecnología RIPT poseen el inconveniente de que, dependiendo de la topología del circuito resonante, se comporta como una fuente de corriente o una de tensión, dificultándose la posibilidad de implementar un cargador que conmute entre modo corriente constante (CC, *Constant Current*) y modo tensión constante (CV, *Constant Voltage*), requerido por las baterías de plomo-ácido y de litio.

En [7] se propone un circuito resonante híbrido en el receptor que conmuta mediante llaves a la configuración deseada. En [4] y [8] se utiliza un control PI para el seguimiento del perfil de carga, ubicando dicho control en el transmisor en [4] y en el receptor en [8]. En todos los trabajos previos una comunicación inalámbrica entre el primario y el secundario es requerida, lo que resulta desafiante dado el campo magnético y aumenta la complejidad y costo del sistema. En [9] se implementa una solución que no requiere comunicación entre transmisor y receptor aunque el control requiere conocer el factor de acoplamiento y los parámetros del sistema. En todos los casos se emplea una modulación por desplazamiento de fase en el inversor, lo que

provoca una pérdida de la condición de conmutación suave en comparación con la utilización de una modulación de onda cuadrada, reduciendo la eficiencia del convertidor.

Los principales aportes de este trabajo son:

- Se propone una topología de potencia, rectificador semiactivo, para el control del perfil de carga de una batería, sin la necesidad de comunicación inalámbrica, manteniendo la condición de conmutación suave y sin afectar la sintonización de los circuitos resonantes.
- Se valida el funcionamiento de la topología propuesta a partir de resultados experimentales obtenidos en un prototipo de cargador inalámbrico.

ANÁLISIS DEL SISTEMA RIPT PROPUESTO

En la Fig. 2 se muestra el diagrama de bloques del sistema RIPT unidireccional considerado en este trabajo. El mismo está formado por un rectificador monofásico no controlado de puente completo, cuya selección se basó en el estándar IEC 61980-2; un inversor fuente de tensión (VSI, Voltaje Source Inverter) de puente completo, seleccionado debido a su alta capacidad para manejar potencia respecto a la topología medio puente; el acoplamiento magnético resonante, formado por las respectivas bobinas junto con las redes de compensación reactivas primaria (RCP) y secundaria (RCS); y el rectificador que se propone en el presente trabajo.

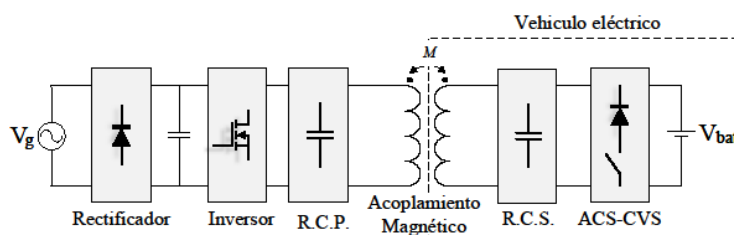


Figura 2. Diagrama en bloques del sistema RIPT propuesto.

En lo que respecta al acoplamiento magnético resonante, el correcto diseño de las bobinas es esencial para lograr el mayor coeficiente de acoplamiento k posible y un alto factor de calidad Q , a fin de maximizar la eficiencia del sistema. Estos factores están determinados principalmente por la geometría de las bobinas y la distancia entre ellas [10]. En [5], [10] se presentan una descripción detallada de las diferentes geometrías que pueden emplearse. Entre ellas, las más simples son la circular y la rectangular, siendo la primera la seleccionada para esta aplicación debido a que presenta un mayor coeficiente de acoplamiento para la misma área que la geometría rectangular, además de un menor flujo disperso [11].

Respecto a la frecuencia de operación del sistema, la normativa internacional SAE J2954/1 especifica que el sistema puede operar en el rango de frecuencias de 81, 38 kHz a 90 kHz, recomendando la operación a 85 kHz [10].

Redes de compensación

Los sistemas WPT se caracterizan por presentar una alta inductancia de dispersión en comparación con la inductancia mutua, lo que resulta en una baja eficiencia debido al gran requerimiento de potencia de la fuente para transferir determinada potencia a la carga [10] [12].

Las redes de compensación consisten en un conjunto de elementos reactivos, que se conectan a la bobina transmisora y receptora para que el sistema opere en resonancia. Esto permite minimizar los requerimientos de potencia del convertidor, debido a la cancelación de su componente reactiva, y maximizar la potencia transferida, debido a la cancelación de la inductancia de dispersión del transmisor y receptor [10].

Las topologías de compensación se clasifican en monoresonantes o multiresonantes, dependiendo si usan uno o varios elementos reactivos, respectivamente [5]. Las redes de compensación monoresonantes son

aquellas que utilizan un capacitor conectado al transmisor y otro conectado al receptor, cuya forma de conexión da lugar a cuatro topologías: Serie-Serie (SS), Serie-Paralelo (SP), Paralelo-Serie (PS) y Paralelo-Paralelo (PP), como se muestra en la Fig. 3.

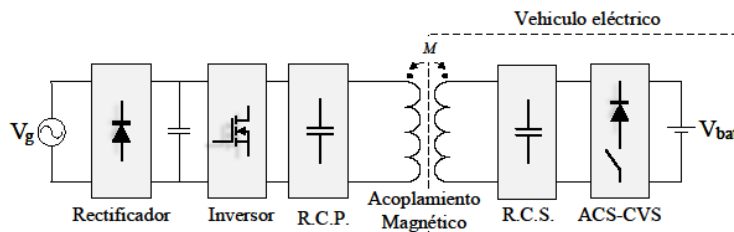


Figura 3. Topologías de compensación monoresonantes. (a) Compensación SS. (b) Compensación SP. (c) Compensación PS. (d) Compensación PP.

La topología SS presenta la ventaja de que el valor de los capacitores de compensación no depende del factor de acoplamiento, además de presentar un comportamiento de fuente de corriente. Por su parte, la topología SP presenta un comportamiento como fuente de tensión constante desde el punto de vista de la carga, además de una dependencia de las capacidades de compensación con el factor de acoplamiento del sistema. Por último, las topologías de compensación con capacitor en paralelo en el transmisor (PS y PP) presentan una capacidad de compensación que depende tanto del factor de acoplamiento como de la carga, haciéndolas inadecuadas para aplicaciones de carga de baterías [5].

La topología seleccionada para la implementación del sistema propuesto en este artículo es la SS debido a que presenta mayores ventajas que la topología SP tales como una mayor tolerancia a desalineamientos y por lo tanto mayor eficiencia, entre otras. Sin embargo, tiene la desventaja del comportamiento de fuente de corriente anteriormente mencionado, además de requerir un sistema de limitación de corriente en el transmisor cuando no hay receptor presente.

Análisis matemático de la topología

En esta sección se presenta un análisis de la topología de compensación seleccionada con el fin de obtener conclusiones generales sobre la dependencia de las magnitudes eléctricas más importantes. Para ello se emplea, sin pérdida de generalidad, la aproximación del armónico fundamental, por trabajar con circuitos resonantes de alto factor de calidad Q . A su vez, son modeladas como fuentes de tensión alterna la fuente del transmisor y la carga del receptor al tratarse de un VSI y un rectificador conectado de una batería respectivamente.

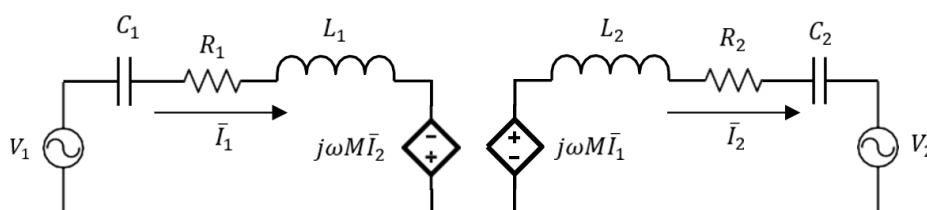


Figura 4. Circuito equivalente.

Aplicando la Ley de Kirchhoff de las Tensiones (LKT) al circuito de Fig. 4 se obtiene,

$$\begin{aligned}\bar{V}_1 &= R_1 \bar{I}_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \bar{I}_1 - j \omega M \bar{I}_2 \\ \bar{V}_2 &= -R_2 \bar{I}_2 - j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \bar{I}_2 + j \omega M \bar{I}_1\end{aligned}\quad (1)$$

donde $M = k \cdot \sqrt{L_1 L_2}$ es la inductancia mutua del acoplamiento magnético.

Dado que, como se mencionó anteriormente, la topología de compensación SS presenta la característica de encontrarse en resonancia si se cumplen,

$$\begin{aligned}\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} &= 0 \\ \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} &= 0\end{aligned}\quad (2)$$

Reemplazando (2) en (1) y trabajando algebraicamente se obtienen las expresiones para las corrientes del transmisor y receptor,

$$\bar{I}_1 = -j \frac{\bar{V}_2}{\omega M} \cdot \frac{1 + j \frac{R_2}{\omega M} \cdot \frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2}}{1 + \frac{R_1 R_2}{(\omega M)^2}} \quad (3)$$

$$\bar{I}_2 = j \frac{\bar{V}_1}{\omega M} \cdot \frac{1 + j \frac{R_1}{\omega M} \cdot \frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1}}{1 + \frac{R_1 R_2}{(\omega M)^2}} \quad (4)$$

Reescribiendo (4) se obtiene,

$$\omega M \left(1 + \frac{R_1 R_2}{(\omega M)^2} \right) \frac{\bar{I}_2}{\bar{V}_2} = j \frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2} - \frac{R_1}{\omega M} \quad (5)$$

Como $\bar{V}_2$ es la tensión de entrada del rectificador, es posible afirmar que $\angle \bar{V}_2 = \angle \bar{I}_2$. Luego, utilizando (5), se concluye que $\angle \bar{V}_2 = \angle \bar{V}_1 + 90^\circ$, es decir,

$$\frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2} = -j \cdot \frac{V_1}{V_2} \quad (6)$$

siendo V_1 y V_2 los valores eficaces de $\bar{V}_1$ y $\bar{V}_2$ respectivamente. A partir de esto, es posible reescribir (3) y (4) como,

$$I_1 = \frac{V_2}{\omega M} \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{\omega M} \cdot \frac{V_1}{V_2}}{1 + \frac{R_1 R_2}{(\omega M)^2}} \quad (7)$$

$$I_2 = \frac{V_1}{\omega M} \cdot \frac{1 - \frac{R_1}{\omega M} \cdot \frac{V_2}{V_1}}{1 + \frac{R_1 R_2}{(\omega M)^2}} \quad (8)$$

siendo I_1 y I_2 los valores eficaces de $\bar{I}_1$ y $\bar{I}_2$ respectivamente. La impedancia de entrada del sistema es,

$$Z_1 = \frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_1} = \omega M \cdot \frac{V_1}{V_2} \cdot \frac{1 + \frac{R_1 R_2}{(\omega M)^2}}{1 + \frac{R_2}{\omega M} \cdot \frac{V_1}{V_2}} \quad (9)$$

Luego, las potencias de entrada y de salida,

$$P_1 = V_1 \cdot I_1 = \frac{V_1 \cdot V_2}{\omega M} \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{\omega M} \cdot \frac{V_1}{V_2}}{1 + \frac{R_1 R_2}{(\omega M)^2}} \quad (10)$$

$$P_2 = V_2 \cdot I_2 = \frac{V_1 \cdot V_2}{\omega M} \cdot \frac{1 - \frac{R_1}{\omega M} \cdot \frac{V_2}{V_1}}{1 + \frac{R_1 R_2}{(\omega M)^2}} \quad (11)$$

de manera que la eficiencia del sistema es,

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1 - \frac{R_1}{\omega M} \cdot \frac{V_2}{V_1}}{1 + \frac{R_2}{\omega M} \cdot \frac{V_1}{V_2}} \quad (12)$$

Si se cumplen las condiciones $R_1 \gg \omega M$ y $R_2 \gg \omega M$, lo cual es generalmente válido en bobinas de alto factor de calidad acopladas entre sí, es posible despreciar los efectos de R_1 y R_2 en el comportamiento del sistema, obteniéndose las ecuaciones,

$$I_1 = \frac{V_2}{\omega M} \quad (13)$$

$$I_2 = \frac{V_1}{\omega M} \quad (14)$$

$$Z_1 = \omega M \cdot \frac{V_1}{V_2} \quad (15)$$

$$P_1 = P_2 = \frac{V_1 \cdot V_2}{\omega M} \quad (16)$$

De este análisis se concluye que la tensión $\bar{V}_1$ se encuentra siempre en fase con la corriente $\bar{I}_1$, exista o no R_1 y R_2 , y que $\bar{V}_2$ e $\bar{I}_2$ se encuentran 90° adelantados de $\bar{V}_1$ e $\bar{I}_1$. A su vez, se demuestra el comportamiento de fuente de corriente del sistema, levemente afectada por la existencia de R_1 .

RECTIFICADOR SEMIACTIVO

Dado que la topología de compensación seleccionada hace que el sistema presente un comportamiento como fuente de corriente desde el punto de vista de la carga, no es posible utilizar un rectificador sin control para obtener una tensión regulada en el bus de corriente continua (**DC**, *Direct Current*). Por ello en el presente artículo se propone la implementación de un rectificador semiactivo, el cual permite obtener una tensión prácticamente constante, cortocircuitando la salida del circuito resonante del receptor en intervalos de tiempo determinados por el circuito de control, sin requerir comunicación entre el transmisor y el receptor. La topología de este convertidor se muestra en la Fig. 5, y en la Fig. 6 se muestra el circuito equivalente para los dos estados de los transistores T1 y T2.

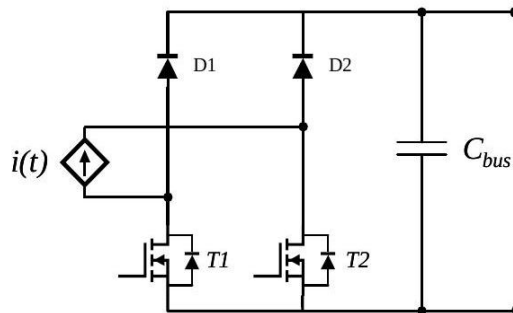


Figura 5. Circuito equivalente.

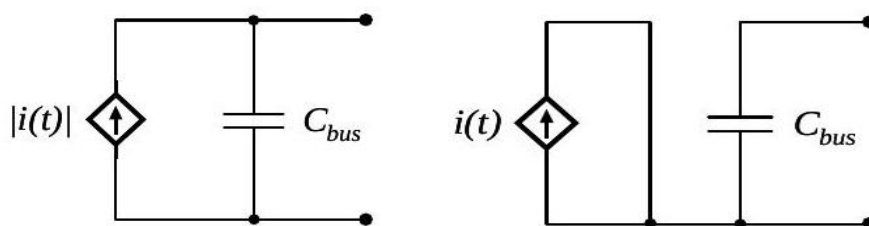


Figura 6. Circuito equivalente para los dos estados de las llaves controlables. (a) Llaves abiertas. (b) Llaves cerradas.

La elección de la presente topología frente a una de rectificador activo se debe a que, si bien esta última ayudaría a reducir las pérdidas de conducción del convertidor, requeriría un circuito de disparo y control más complejo, debido a la necesidad de detección de cruce por cero de la señal de corriente de 85kHz y la necesidad de un circuito de disparo flotante de los transistores superiores.

Para demostrar su funcionamiento se utiliza un control por histéresis. En la Fig. 7 se muestra, de forma cualitativa, el rizado de la tensión de salida, donde se ha designado como V_{th+} y V_{th-} a los umbrales superior e inferior, respectivamente. La frecuencia y ciclo de trabajo de la acción de control dependerá principalmente de la diferencia entre umbrales, la capacidad de C_{bus} y el consumo de corriente de la carga.

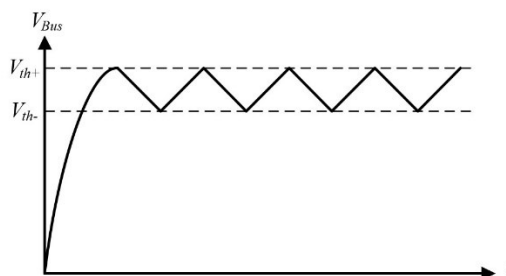


Figura 7. Rizado de la tensión de salida del rectificador secundario.

RESULTADOS

Para comprobar el correcto funcionamiento del sistema se construyó un prototipo experimental del sistema RIPT con compensación SS, que se muestra en la Fig. 8. Los parámetros utilizados en la implementación del transmisor (TX) y receptor (RX) se listan en la tabla 1.

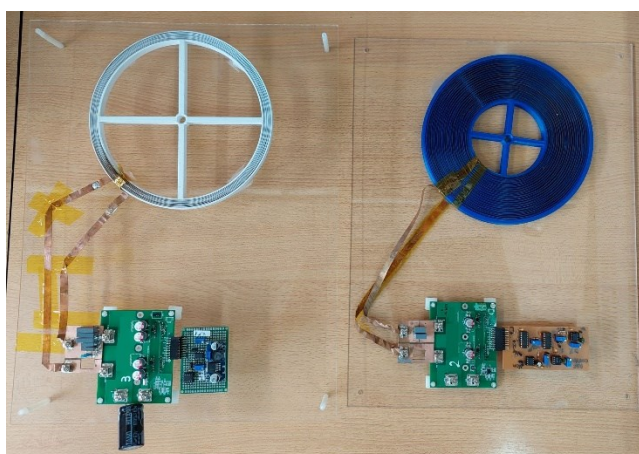


Figura 8. Prototipo RIPT utilizado para la obtención de resultados experimentales.

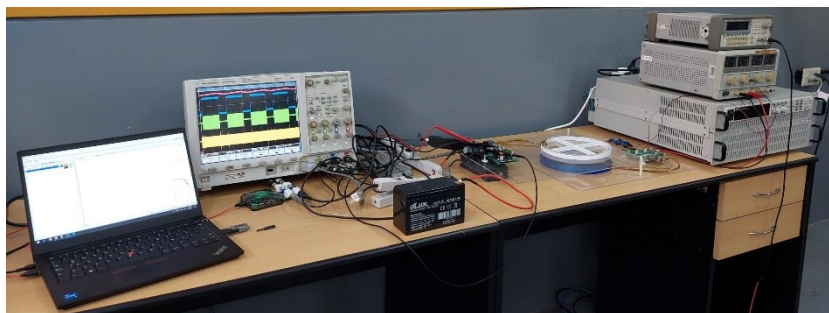
Tabla 1. Parámetros del prototipo.

Parámetro	Des.	Valor
Potencia Nominal	P_N	100 W
Tensión DC de entrada del TX	V_{dc}	12 V
Frecuencia de operación del inversor	f_c	85kHz
Inductancia del TX	L_1	66,34 μ H
Resistencia del TX a 85 kHz	R_1	0,34 Ω
Capacidad de compensación del TX	C_1	52,9nF
Inductancia del RX	L_2	31,14 μ H
Resistencia del RX a 85 kHz	R_2	0,28 Ω
Factor de acoplamiento entre bobinas	k	0,19
Capacidad de compensación del RX	C_2	112,6nF
Umbral inferior del bus del RX	V_{th-}	14,5 V
Umbral superior del bus del RX	V_{th+}	14,8 V

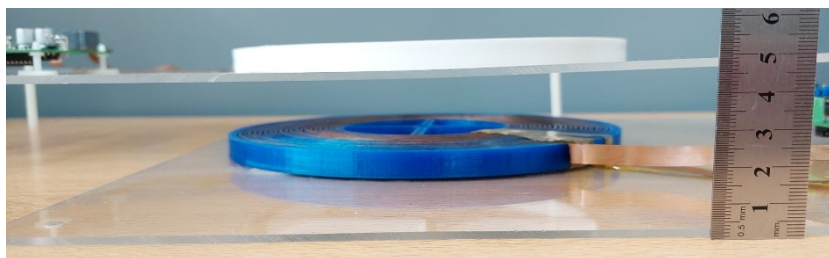
El inversor de puente completo del TX se diseñó e implementó utilizando transistores MOSFET IRF3205S con un circuito de disparo formado por el circuito integrado (**IC**, *Integrated Circuit*) IR2110. Por su parte, las bobinas que conforman el acoplamiento magnético se construyeron utilizando cinta de cobre, con la finalidad de reducir el efecto pelicular y lograr un alto factor de calidad. Para las redes de compensación se utilizaron capacitores de película metálica de polipropileno KEMET serie R76. La selección de los mismos se fundamenta en que son capacitores especiales para circuitos resonantes debido a su alta capacidad de tensión y corriente, y baja variabilidad de capacidad y resistencia serie equivalente (**ESR**, *Equivalent Series Resistance*) a una frecuencia de operación de 85 kHz.

El rectificador del RX se construyó con dos transistores MOSFET IRF3205S y dos diodos FERD30L60C. Para su control por histéresis se empleó un circuito analógico utilizando el IC LM555, permitiendo configurar los umbrales de tensión deseados en el bus de DC utilizando dos resistores ajustables.

Para validar su funcionamiento se procedió a realizar la carga de una batería de plomo-ácido de 12 V, 7 Ah, ajustando los umbrales V_{th+} y V_{th-} del RX y la tensión de entrada del inversor del TX acorde a sus especificaciones. La carga se llevó a cabo con una distancia de 45 mm entre el transmisor y receptor, como se muestra en la Fig. 9b.



(a)



(b)
Figura 9. Ensayo de carga de batería. (a) Disposición de equipo e instrumental. (b) Distancia de separación entre transmisor y receptor.

Al comienzo del ensayo la batería se encontraba con un estado de carga (SOC, State Of Charge) del orden del 10%, que corresponde a una tensión en bornes de 12,3 V en vacío. El proceso de carga demoró 4 horas hasta alcanzar un SOC de aproximadamente 90%. En la Fig. 10 se observa el gráfico de tensión y corriente media a lo largo del proceso, obtenido con un osciloscopio digital. En la Fig. 10 se puede notar que al inicio la carga comienza en modo CC debido al valor de corriente impuesto por el TX, conmutando a modo CV cuando la tensión en bornes de la batería alcanza el umbral superior V_{th+} .

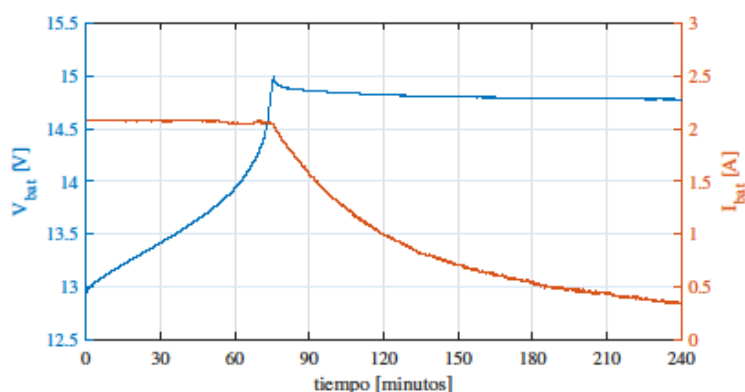
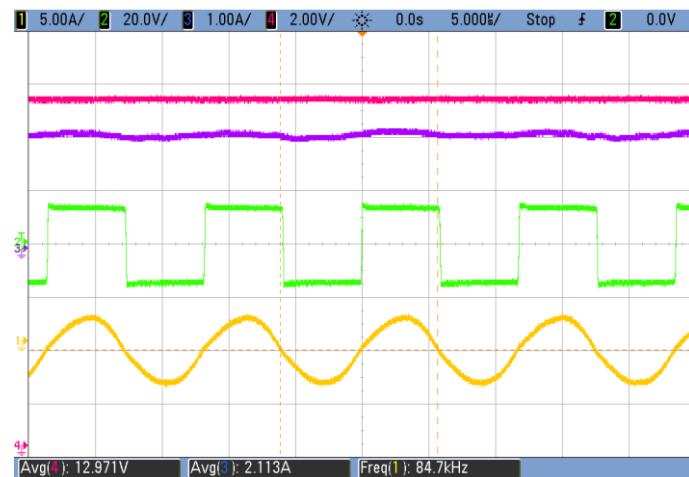


Figura 10. Proceso de carga de la batería, tensión y corriente media.

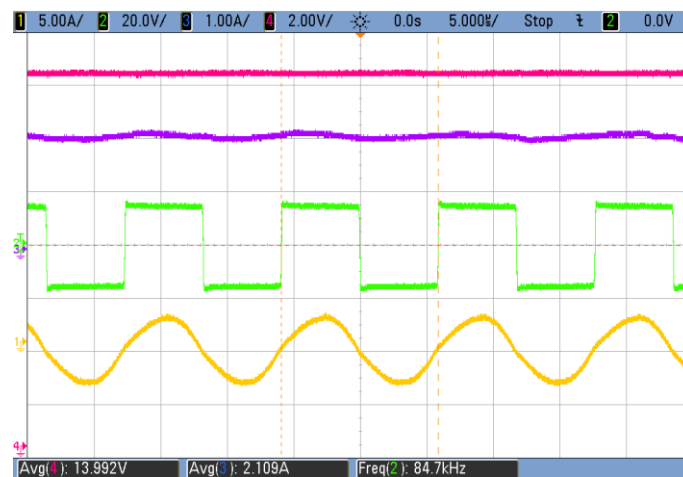
Durante el proceso de carga se midieron los valores instantáneos de cuatro magnitudes importantes: tensión (v_{bat}) y corriente (i_{bat}) en bornes de la batería, y tensión (v_2) y corriente (i_2) en la entrada del rectificador. Sus oscilogramas fueron capturados al inicio y en estado estable en modo CC, así como también al inicio y previo a la finalización de carga en modo CV.

Durante el modo CC, el rectificador se comporta como un puente de diodos, entregando una corriente rectificadora a la batería, aumentando el valor de tensión a medida que avanza el proceso de carga. En este caso el sistema opera a lazo abierto, con un valor de corriente máxima definida por el nivel de acoplamiento y los parámetros del transmisor. En la Fig. 11 puede observarse el correspondiente aumento de la tensión sin cambiar el valor de corriente entregada, demostrando su comportamiento de fuente de corriente.

Cuando la tensión de la batería alcanza el umbral superior V_{th+} , el circuito comienza a funcionar en modo CV, regulando la tensión en el bus de DC entre los límites fijados V_{th-} y V_{th+} , como se muestra en la Fig. 12. En la misma también se observa que la corriente absorbida por la batería es pulsante, lo que puede considerarse como una desventaja del uso de este control [13]. Por último, se observa una reducción del ciclo de trabajo de los pulsos a medida que avanza el proceso de carga, lo que se debe a la reducción de la corriente media absorbida por la batería.

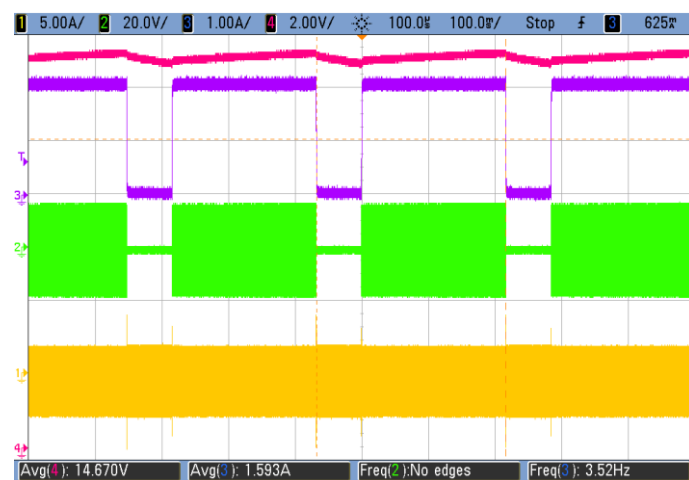


(a)

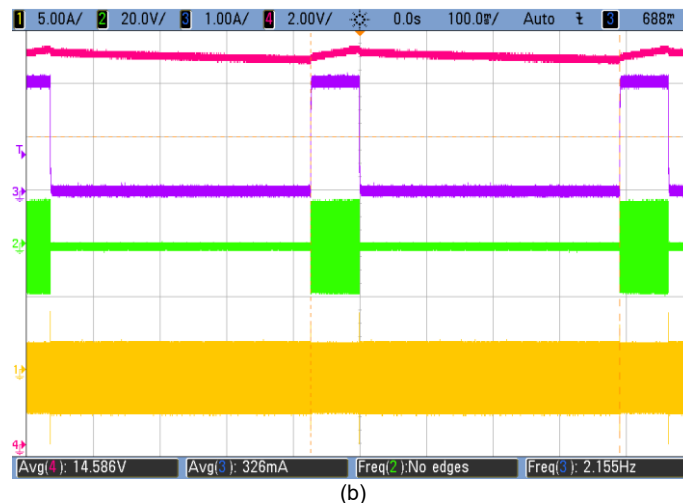


(b)

Figura 11. Carga de batería en modo CC. v_{bat} en CH4 (rosa - 2 V/div), i_{bat} en CH3 (violeta - 1 A/div), v_z en CH2 (verde - 20 V/div) e i_z en CH1 (amarillo - 5 A/div).



(a)



(b)
Figura 12. Carga de batería en modo CV. v_{bat} en CH4 (rosa - 2 V/div), i_{bat} en CH3 (violeta - 1 A/div), v_2 en CH2 (verde - 20 V/div) e i_2 en CH1 (amarillo - 5 A/div).

CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó la implementación de un rectificador semiactivo para el control de la tensión de salida de un sistema de carga inalámbrica de vehículos eléctricos, validando su funcionamiento mediante la carga de una batería con un perfil de carga escalonado CC-CV.

Los resultados obtenidos mostraron que es posible utilizar la topología propuesta para carga de baterías en cargadores inalámbricos que utilicen compensación SS , sin requerir comunicación inalámbrica entre TX y RX. Sin embargo, la inyección de una corriente pulsante de baja frecuencia a la batería se considera una desventaja del uso de la topología propuesta sin una estrategia de control.

Como trabajo futuro se propone la utilización de una estrategia de control que evite la inyección de una corriente pulsada de baja frecuencia a la batería, evitando de esta manera una posible degradación de la misma.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen el apoyo brindado por la Universidad Nacional de San Luis (UNSL), el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), y la Red Temática 723RT0150 "Red para la integración a gran escala de energías renovables en sistemas eléctricos (RIBIERSE-CYTED)" financiada por la convocatoria de Redes Temáticas del CYTED (Programa Iberoamericano de Ciencia y Tecnología para el Desarrollo) del año 2022.

Los autores agradecen el financiamiento del proyecto MICONS, CLIMAT AMSUD 210001 (MinCyt 22-CLIMAT04), otorgado en el marco de la 17^{va.} convocatoria del Programa Regional de Cooperación Científica CLIMATamsud.

REFERENCIAS

- [1] A. Emadi (2015). *Advanced Electric Drive Vehicles*, 1st ed. CRC Press, 2015.
- [2] H. Das, M. Rahman, S. Li, and C. Tan, (2020). "Electric vehicles standards, charging infrastructure, and impact on grid integration: A technological review" *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 120, p. 109618, 2020.
- [3] K. N. Mude, (2018) "Battery charging method for electric vehicles: From wired to on-road wireless charging" *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 4, no. 4, pp. 1-15,.

-
- [4] A. Triviño-Cabrera, J. M. González-González, and J. A. Aguado, (2021) "*Design and implementation of a costeffective wireless charger for an electric bicycle*," IEEE Access, vol. 9, pp. 85 277-85 288,.
 - [5] J. A. A. Alicia Triviño-Cabrera, José M González-González, (2020) *Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach*, 1st ed. Cham, Switzerland: Springer,.
 - [6] M. Coppola, P. Cennamo, A. Dannier, D. Iannuzzi, and S. Meo, (2018) "*Wireless power transfer circuit for ebike battery charging system*," in 2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC), , pp. 1-5.
 - [7] D. Wang, X. Qu, Y. Yao, and P. Yang, (2020) . "*Hybrid inductive-power-transfer battery chargers for electric vehicle onboard charging with configurable charging profile*" IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, pp. 1-8.
 - [8] A. Triviño-Cabrera, J. C. Quiró, J. M. González-González, and J. A. Aguado, (2023) "*Optimized design of a wireless charger prototype for an e-scooter*" IEEE Access, vol. 11, pp. 33014-33026.
 - [9] K. Song, Z. Li, J. Jiang, and C. Zhu, (2017). "*Constant current/voltage charging operation for series-series and series-parallel compensated wireless power transfer systems employing primary-side controller*" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, pp. 1-1, 92017.
 - [10] D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi, and P. T. Balsara,(2018) "*Wireless power transfer for vehicular applications: Overview and challenges*" IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 4, no. 1, pp. 3-37,.
 - [11] R. Vaka and R. K. Keshri, (2017) "*Review on contactless power transfer for electric vehicle charging*," Energies, vol. 10.
 - [12] K. N. Mude and K. Aditya, (2019) "*Comprehensive review and analysis of two-element resonant compensation topologies for wireless inductive power transfer systems*" Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 5, no. 2, pp. 14-31.
 - [13] L. Lam, H. Ozgun, O. Lim, J. Hamilton, L. Vu, D. Vella, and D. Rand,(1995) "*Pulsed-current charging of lead/acid batteries - a possible means for overcoming premature capacity loss?*" Journal of Power Sources, vol. 53, no. 2, pp. 215-228, proceedings of the Fourth European Lead Battery Conference.