

Article

Control de un cargador de baterías para vehículos eléctricos con factor de potencia unitario

Control of a battery charger for electric vehicles with unity power factor^{*}

Federico M. Serra¹✉, Cristian H. De Angelo²

¹ Laboratorio de Control Automático (LCA), Departamento de Ingeniería, Facultad de Ingeniería y Ciencias Agropecuarias, Universidad Nacional de San Luis, CONICET, San Luis, Argentina.

² Grupo de Electrónica Aplicada (GEA), Instituto de Investigaciones en Tecnologías Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA), Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto, CONICET, Córdoba, Argentina.

✉fmserra@unsl.edu.ar

Received: 28 april 2021; Accepted: 2 june 2021; Published: 30 july 2021

Abstract: A nonlinear controller for an electric vehicle battery charger is proposed in this work. The controller allows charging the battery bank with constant current and constant voltage charging profile, while ensuring unity power factor and low distortion in the grid current. A single model is made for the complete system and the controller is designed using interconnection and damping assignment. The proposed controller ensures the closed-loop stability and allows decoupling the system avoiding disturbances in the electric grid and battery bank. The proposal is validated with simulation results.

Keywords: Battery charger, Nonlinear control, Electric vehicles

Resumen: En este trabajo se presenta una estrategia de control no lineal para un cargador de baterías de vehículos eléctricos. El controlador propuesto permite realizar la recarga del banco de baterías mediante un perfil de carga a corriente y tensión constante mientras que asegura factor de potencia unitario y baja distorsión en la corriente de red. Se realiza un modelo único para todo el sistema a partir del cual se diseña el controlador utilizando asignación de interconexión y amortiguamiento. Esta estrategia asegura un controlador estable a lazo cerrado y permite desacoplar el sistema evitando que las perturbaciones del lado de la red afecten la carga de la batería y viceversa. La propuesta es validada mediante resultados de simulación.

Palabras claves: Cargador de baterías, Control no lineal, Vehículos eléctricos.

1. Nomenclatura

- t - Tiempo (s)
- i_a - Corriente en la fase a (A)
- i_b - Corriente en la fase b (A)

^{*}**How to cite this article:** F. M. Serra, C. H. De Angelo. Control of a battery charger for electric vehicles with unity power factor. In *Transactions on Energy Systems and Engineering Applications*, 1(2): 33-44, 2021. DOI: 10.32397/tesea.vol2.n1.3

- i_c - Corriente en la fase c (A)
- i_d - Corriente del eje d (A)
- i_q - Corriente del eje q (A)
- e_a - Tensión en la fase a (V)
- e_b - Tensión en la fase b (V)
- e_c - Tensión en la fase c (V)
- e_d - Tensión del eje d (V)
- e_q - Tensión del eje q (V)
- v_{dc} - Tensión del DC-Link (V)
- i_{Lbat} - Corriente de la batería (A)
- v_{bat} - Tensión de la batería (V)
- L - Inductancia del filtro de conexión con la red (H)
- R - Resistencia del filtro de conexión con la red (Ω)
- C_{dc} - Capacitancia del DC-Link (F)
- L_{bat} - Inductancia del filtro del BSC (H)
- R_{bat} - Resistencia del filtro del BSC (Ω)
- C_{bat} - Capacitancia del filtro del BSC (F)
- n - Relación de transformación
- m_d - Índice de modulación del eje d para el FEC
- m_q - Índice de modulación del eje q para el FEC
- m - Índice de modulación para el BSC
- ω_{dq} - Velocidad del referencial ($\frac{rad}{s}$)
- R_i - Ganancias del controlador ($i = 1, 2, 3, 4, 5$)
- \mathbf{x} - Vector de estados
- \mathbf{x}^* - Vector de referencias
- \mathbf{J} - Matriz de interconexión del sistema
- \mathbf{J}_a - Matriz de interconexión asignada
- \mathbf{J}_d - Matriz de interconexión deseada
- \mathbf{R} - Matriz de amortiguamiento del sistema
- \mathbf{R}_a - Matriz de amortiguamiento asignada
- \mathbf{R}_d - Matriz de amortiguamiento deseada
- H - Función de energía del sistema (J)
- H_a - Función de energía asignada (J)
- H_d - Función de energía deseada (J)
- \mathbf{u} - Vector de control
- \mathbf{g} - Matriz de entrada
- \mathbf{e} - Vector de fuentes externas
- \mathbf{y} - Vector de salida
- $\boldsymbol{\epsilon}$ - Vector de errores
- ϵ_{i_d} - Error de corriente del eje d
- ϵ_{i_q} - Error de corriente del eje q
- $\epsilon_{i_{Lbat}}$ - Error de corriente de batería
- $\epsilon_{v_{bat}}$ - Error de tensión de batería
- $\epsilon_{v_{dc}}$ - Error de tensión del DC-Link

2. Introducción

Actualmente, los vehículos eléctricos (*Electric Vehicles, EV*) constituyen una de las alternativas más eficientes para reducir la contaminación ambiental producida por los vehículos de combustión interna (Yilmaz and Krein 2013). En los EV la energía es suministrada por medio de un banco de baterías que se encuentra a bordo del mismo, el cual debe cargarse de forma eficiente y segura para preservar la vida útil de las baterías y la confiabilidad del sistema (Martin Fernandez et al. 2020; Wirasingha et al. 2012).

Dentro de los diferentes tipos de EV o EV híbridos que se están desarrollando actualmente, los conectados a la red (*plug-in*) son los que han adquirido mayor popularidad. En este caso el cargador de baterías (*Battery Charger, BC*) además de realizar la recarga del banco puede ejecutar tareas adicionales tales como compensación de armónicos y control de potencia reactiva, con el fin de asegurar que la corriente consumida desde la red eléctrica tenga baja distorsión armónica y que el factor de potencia sea cercano a la unidad (Hagbini et al. 2013; Montoya et al. 2020).

Generalmente, un BC está compuesto por un convertidor AC-DC conectado a la red seguido de un convertidor DC-DC conectado a la batería, el cual puede ser aislado o no aislado (Williamson et al. 2015; Yilmaz and Krein 2013). Independientemente del tipo de batería utilizado en el EV, para garantizar una recarga segura y preservar la vida útil del banco de baterías, es necesario que la corriente y la tensión sean controladas convenientemente durante la carga. Un perfil de carga típico consiste en comenzar la carga a corriente constante con lo cual la tensión de la batería crecerá; cuando dicha tensión llegue a un valor determinado se comienza la segunda etapa de carga donde se mantiene la tensión constante y la corriente comienza a disminuir hasta que llega a un valor por debajo de un umbral que indica que la carga ha finalizado (Musavi et al. 2014). En lo referido a la conexión a la red eléctrica, el BC debe consumir corriente sinusoidal de la red con factor de potencia unitario, manteniendo la distorsión armónica de la corriente consumida dentro de los valores permitidos por las normas (Kisacikoglu et al. 2015). Por otra parte, resulta necesario asegurar que el perfil y la corriente de carga de la batería no se vean afectados por distorsiones o perturbaciones en la red (Serra and De Angelo 2016).

El control de carga de la batería normalmente consiste en un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión para formar el perfil de carga deseado. Estos controladores son comúnmente implementados con compensadores proporcionales integrales (*Proportional Integral, PI*). Por otro lado, en el caso del control de la corriente de red, se utilizan controladores internos de corriente más un lazo externo de control de la tensión de la barra de DC. En este caso también se utilizan controladores tipo PI para la implementación, aunque existen algunas variantes tal como se muestra en (Pinto et al. 2014) donde se implementa un control de corriente predictivo.

Sin embargo, el BC en su conjunto es un sistema no lineal y por lo tanto su desempeño puede mejorarse si se utilizan estrategias de control no lineal. En (Pahlevaninezhad et al. 2012) se presenta un control no lineal óptimo basado en Lyapunov para un BC con corrección de factor de potencia. Esta estrategia de control permite mejorar la dinámica del control del lado de la red controlando la potencia de entrada en lugar de la tensión de la barra de DC.

En este trabajo se propone un control no lineal para un BC que permite desacoplar el control de la corriente de red y de carga de la batería. El controlador propuesto permite realizar la recarga del banco de baterías de un EV mediante un perfil de carga a corriente constante y tensión constante asegurando que la corriente consumida de la red esté libre de armónicos y tenga factor de potencia unitario.

El modelo del sistema incluye el modelo de cada uno de los convertidores que conforman el BC formando un único sistema de ecuaciones, esto permite realizar un diseño unificado del controlador para cumplir los objetivos de carga de la batería e interacción con la red sin que éstos se vean mutuamente afectados. Este diseño conjunto permite además reducir el número de sensores necesarios para implementar el controlador con respecto al diseño de controladores por separado y mejora el desempeño del sistema ya que cada convertidor es controlado utilizando información del sistema completo.

El controlador se diseña usando la estrategia de control basada en pasividad conocida como asignación de interconexión y amortiguamiento (*Interconnection and Damping Assignment, IDA*), lo cual asegura un controlador estable a lazo cerrado y permite obtener un control desacoplado evitando que las perturbaciones de un lado del sistema afecten al otro (Serra and De Angelo 2017; Serra et al. 2014).

El desempeño del BC es validado mediante simulaciones realizadas sobre un modelo realista del sistema que incluye pérdidas en los convertidores de potencia y efectos de la conmutación.

3. Descripción del sistema

El cargador de baterías propuesto está formado por un convertidor AC-DC que permite la conexión del sistema con la red eléctrica y un convertidor DC-DC encargado de realizar la carga de la batería. Estos convertidores están acoplados a través de una barra de DC. El convertidor AC-DC es un convertidor fuente de tensión trifásico con un filtro RL que permite la conexión con la red eléctrica. Este convertidor, incluyendo la barra de DC, es conocido con el nombre de convertidor de frente activo (*Front End Converter, FEC*) y es el encargado de transferir energía desde la red eléctrica hacia el convertidor DC-DC asegurando que la corriente consumida de la red se ajuste a los requerimientos establecidos por las normas. El convertidor DC-DC es un convertidor puente completo aislado seguido de un rectificador de onda completa. A la salida de este convertidor se conecta un filtro LC para filtrar la tensión que llega a las baterías. Este conjunto se conoce como convertidor del lado de la batería (*Battery Side Converter, BSC*) y es el encargado de realizar el perfil de carga (tensión y corriente) mediante el cual se realiza la recarga del banco de baterías. En la figura 1 se muestra un esquema del cargador propuesto.

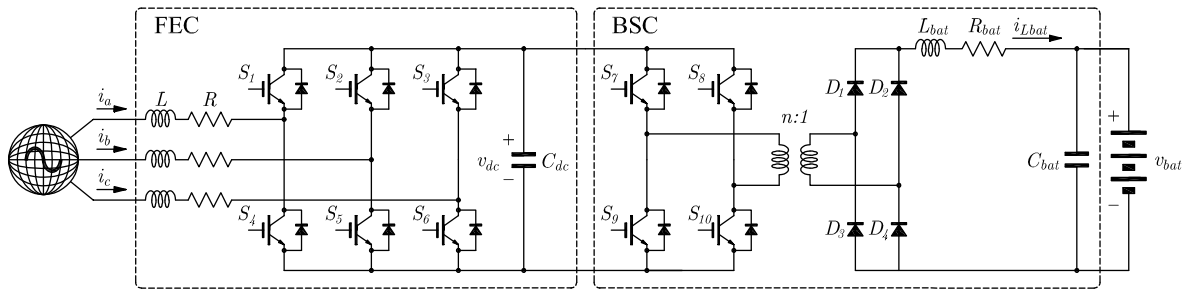


Figura 1. Topología propuesta para el cargador de baterías.

4. Modelado y control

4.1. Modelado

El modelo en espacio de estados del cargador de baterías se puede obtener combinando los modelos en espacio de estados del FEC y del BSC, y está dado por,

$$L\dot{i}_d = -Ri_d - \omega_{dq}Li_q - m_d v_{dc} + e_d, \quad (1)$$

$$L\dot{i}_q = -Ri_q + \omega_{dq}Li_d - m_q v_{dc} + e_q, \quad (2)$$

$$C_{dc}\dot{v}_{dc} = m_d i_d + m_q i_q - m \frac{i_{Lbat}}{n}, \quad (3)$$

$$L_{bat}\dot{i}_{Lbat} = m \frac{v_{dc}}{n} - R_{bat}i_{Lbat} - v_{bat}, \quad (4)$$

$$C_{bat}\dot{v}_{bat} = i_{Lbat} - i_{bat}, \quad (5)$$

donde ω_{dq} es la velocidad del referencial, la cual coincide con la frecuencia de red; i_d e i_q son las corrientes de red en el marco de referencia seleccionado, obtenidas mediante la transformación de i_a , i_b e i_c ; e_d y e_q son las tensiones de red obtenidas mediante la transformación de e_a , e_b y e_c ; m_d y m_q son los

índices de modulación del FEC; C_{dc} es la capacitancia de la barra de DC, L es la inductancia del filtro de red; R es la resistencia equivalente del filtro de red; m es el índice de modulación del BSC; L_{bat} , R_{bat} y C_{bat} son la inductancia, resistencia y capacitancia del filtro de salida del BSC; i_{Lbat} es la corriente sobre el inductor L_{bat} ; v_{bat} es la tensión medida sobre la batería; i_{bat} es la corriente suministrada a la batería y n es la relación de espiras del transformador de alta frecuencia.

El modelo descrito por las ecuaciones (1)-(5) corresponde al sistema completo, lo que permite hacer un diseño de control único para todo el cargador en lugar de tener que diseñar un controlador separado para cada convertidor, como en la mayoría de las propuestas existentes (Choi et al. 2012; Nguyen and Lee 2012). A diferencia de otras propuestas, este diseño conjunto relaciona las ecuaciones (3) y (4), a través de m , proporcionando la información necesaria al controlador para evitar la necesidad de medir la corriente de la barra de DC y así reducir el número de sensores en la implementación del sistema.

El diseño del controlador se realiza utilizando IDA, lo cual requiere representar al sistema mediante su modelo Hamiltoniano con puertos (*port Hamiltonian*, \mathbf{pH}). El modelo pH de un sistema está representado por,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{e}, \quad (6)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}^T(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (7)$$

donde \mathbf{x} es el vector de estados, \mathbf{u} es el vector de control, $\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ es la matriz de interconexión, $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ es la matriz de amortiguamiento, $H(\mathbf{x})$ es la función de energía del sistema, $\mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ es la matriz de entrada, \mathbf{e} es el vector de fuentes externas, e \mathbf{y} el vector de salida.

El vector de estados se define como,

$$\mathbf{x} = \left[L i_d \quad L i_q \quad C_{dc} v_{dc} \quad L_{bat} i_{Lbat} \quad C_{bat} v_{bat} \right]^T, \quad (8)$$

y el vector de control es,

$$\mathbf{u} = \left[m_d \quad m_q \quad m \right]^T. \quad (9)$$

Las matrices de interconexión y amortiguamiento son definidas como,

$$\mathbf{J}(\mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq} L & -m_d & 0 & 0 \\ \omega_{dq} L & 0 & -m_q & 0 & 0 \\ m_d & m_q & 0 & -\frac{m}{n} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{m}{n} & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left(R \quad R \quad 0 \quad R_{bat} \quad 0 \right), \quad (11)$$

donde $\mathbf{J}(\mathbf{u}) = -\mathbf{J}^T(\mathbf{u})$ es antisimétrica y $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T \geq 0$ es simétrica semidefinida positiva.

La matriz de entrada está dada por,

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}^T, \quad (12)$$

y el vector de fuentes externas,

$$\mathbf{e} = \left[e_d \quad e_q \quad i_{bat} \right]^T. \quad (13)$$

La función de energía del sistema, $H(\mathbf{x})$, se calcula como la sumatoria de la energía almacenada en cada uno de los elementos almacenadores de energía.

$$H(\mathbf{x}) = \frac{Li_d^2}{2} + \frac{Li_q^2}{2} + \frac{C_{dc}v_{dc}^2}{2} + \frac{L_{bat}i_{Lbat}^2}{2} + \frac{C_{bat}v_{bat}^2}{2}. \quad (14)$$

De (14) se calcula el gradiente de la función de energía,

$$\frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \left[i_d \quad i_q \quad v_{dc} \quad i_{Lbat} \quad v_{bat} \right]^T. \quad (15)$$

Finalmente, el vector de salida se puede expresar como,

$$\mathbf{y} = \left[i_d \quad i_q \quad -v_{bat} \right]^T. \quad (16)$$

4.2. Controlador propuesto

La estrategia de control propuesta tiene por objetivo principal realizar la carga de las baterías mediante un perfil de carga a corriente constante, hasta que la tensión llegue a un valor umbral, y luego a tensión constante hasta que la corriente de carga quede por debajo del valor mínimo que indica que la carga ha finalizado. En cuanto al control de la corriente consumida de la red, ésta debe tener baja distorsión armónica y factor de potencia cercano a la unidad. Adicionalmente el controlador debe asegurar que la tensión de la barra de DC sea constante.

El diseño del controlador consiste en lograr que las variables de estado del sistema (6) alcancen el vector de referencia,

$$\mathbf{x}^* = \left[Li_d^* \quad Li_q^* \quad C_{dc}v_{dc}^* \quad L_{bat}i_{Lbat}^* \quad C_{bat}v_{bat}^* \right]^T. \quad (17)$$

Para este fin, se propone una ley de control $\mathbf{u} = \beta(\mathbf{x})$, tal que la dinámica del sistema de lazo cerrado quede descrita por un sistema pH de la forma,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (18)$$

tal que \mathbf{x}^* sea un mínimo de $H_d(\mathbf{x})$,

$$\left. \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} = 0, \quad \left. \frac{\partial^2 H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^2} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} > 0, \quad (19)$$

donde $H_d(\mathbf{x})$ es la función de energía deseada para el sistema de lazo cerrado, y $\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ y $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ son las matrices de interconexión y amortiguamiento, las cuales se pueden escribir como,

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \quad \mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}). \quad (20)$$

De la Proposición 1 de (Ortega et al. 2002), dado $\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$, $\mathbf{R}(\mathbf{x})$, $H(\mathbf{x})$, $\mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ y el punto de equilibrio deseado, \mathbf{x}^* , si podemos encontrar funciones $\beta(\mathbf{x})$, $\mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \mathbf{u})$, $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$, y una función vectorial $K(\mathbf{x})$ que satisfagan,

$$\begin{aligned} & [\mathbf{J}(\mathbf{x}, \beta(\mathbf{x})) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \beta(\mathbf{x})) - (\mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}))] K(\mathbf{x}) = \\ & - [\mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \beta(\mathbf{x})) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x}, \beta(\mathbf{x})) \mathbf{e}, \end{aligned} \quad (21)$$

y las condiciones presentadas en (Ortega et al. 2002), (18) será un sistema pH donde,

$$H_d(\mathbf{x}) := H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x}), \quad \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} := K(\mathbf{x}). \quad (22)$$

En este caso, \mathbf{x}^* será un punto de equilibrio estable en lazo cerrado.

Las matrices $\mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ y $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ son usadas para sintetizar la estrategia de control propuesta. $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ representa el amortiguamiento que debe añadirse al sistema para lograr la estabilidad asintótica del error, mientras que $\mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ es una matriz que permite definir las interconexiones dentro del sistema para obtener la dinámica deseada del error y facilitar así la determinación de los parámetros del controlador.

Para hacer que los estados del sistema (\mathbf{x}) tiendan a su valor de referencia (\mathbf{x}^*) asintóticamente, $H_d(\mathbf{x})$ se elige como una función de Lyapunov,

$$H_d(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}(\boldsymbol{\epsilon}^T \mathbf{P}^{-1} \boldsymbol{\epsilon}), \quad (23)$$

tal que se cumpla (19), siendo la matriz $\mathbf{P} = \text{diag} \left(L \quad L \quad C_{dc} \quad L_{bat} \quad C_{bat} \right)$, y $\boldsymbol{\epsilon} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$. La derivada en el tiempo de $H_d(\mathbf{x})$ es,

$$\dot{H}_d(\mathbf{x}) = -\boldsymbol{\epsilon}^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{R}_d \mathbf{P}^{-1} \boldsymbol{\epsilon} < 0, \quad (24)$$

por lo tanto, $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ debe ser definida positiva para garantizar que el error converja a cero, lo cual determina la elección de los elementos $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$. En este trabajo la matriz $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ se elige como,

$$\mathbf{R}_a = \text{diag} \left(R_1 \quad R_2 \quad R_3 \quad R_4 \quad R_5 \right), \quad (25)$$

siendo los elementos R_1 a R_5 mayores que cero.

Los elementos de $\mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ pueden seleccionarse para cancelar los acoplamientos indeseados entre las variables de estado y mantener acopladas aquellas variables que nos permitan solucionar el problema de tener mayor número de variables a controlar que acciones de control (Doria-Cerezo et al. 2010). En este caso $\mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ se elige como,

$$\mathbf{J}_a(\mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{dq} L & m_d & 0 & 0 \\ -\omega_{dq} L & 0 & m_q & 0 & 0 \\ -m_d & -m_q & 0 & \frac{m}{n} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{m}{n} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (26)$$

Usando (20), (21) y (22), se obtiene la siguiente ecuación diferencial,

$$\begin{aligned} [\mathbf{J}(\boldsymbol{\beta}(\mathbf{x})) - \mathbf{R}] \frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \\ -[\mathbf{J}_a(\boldsymbol{\beta}(\mathbf{x})) - \mathbf{R}_a] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}\mathbf{e}. \end{aligned} \quad (27)$$

Resolviendo (27) se obtienen las leyes de control para los índices de modulación de cada convertidor,

$$m_d = \frac{-R i_d^* - \omega_{dq} L i_q + R_1 (i_d - i_d^*) + e_d}{v_{dc}}, \quad (28)$$

$$m_q = \frac{-R i_q^* + \omega_{dq} L i_d + R_2 (i_q - i_q^*) + e_q}{v_{dc}}, \quad (29)$$

$$m = \frac{n [v_{bat}^* + R_{bat} i_{Lbat}^* + R_4 (i_{Lbat} - i_{Lbat}^*)]}{v_{dc}}. \quad (30)$$

La referencia para i_d^* se puede obtener de (3), (27)-(30) considerando $i_d = i_d^*$, $i_q = i_q^*$, $i_{Lbat} = i_{Lbat}^*$ y $e_q = 0$.

$$i_d^* = \frac{1}{2} \left[-\frac{e_d}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{e_d}{R}\right)^2 + \frac{\Delta}{R} - 4i_q^{*2}} \right], \quad (31)$$

con,

$$\Delta = 4i_{Lbat}^* v_{bat}^* + 4R_{bat} (i_{Lbat}^*)^2 + 4v_{dc} R_3 (v_{dc} - v_{bat}^*). \quad (32)$$

De la misma forma, usando (27) y considerando $v_{bat}^* = \text{cte}$. se obtiene la referencia de corriente para la etapa de carga de la batería a tensión constante,

$$i_{Lbat}^* = i_{bat} - R_5 (v_{bat} - v_{bat}^*). \quad (33)$$

Con este controlador las ecuaciones dinámicas para el error resultan,

$$\dot{\epsilon}_{i_d} = -\frac{R + R_1}{L} \epsilon_{i_d}, \quad (34)$$

$$\dot{\epsilon}_{i_q} = -\frac{R + R_2}{L} \epsilon_{i_q}, \quad (35)$$

$$\dot{\epsilon}_{v_{dc}} = -\frac{R_3}{C_{dc}} \epsilon_{v_{dc}}, \quad (36)$$

$$\dot{\epsilon}_{i_{Lbat}} = -\frac{R_{bat} + R_4}{L_{bat}} \epsilon_{i_{Lbat}} + \frac{1}{C_{bat}} \epsilon_{v_{bat}}, \quad (37)$$

$$\dot{\epsilon}_{v_{bat}} = -\frac{R_5}{C_{bat}} \epsilon_{v_{bat}} + \frac{1}{L_{bat}} \epsilon_{i_{Lbat}}, \quad (38)$$

donde se puede ver que el sistema de lazo cerrado es estable, con convergencia asintótica del error a cero. De (34) - (38) se calculan los valores de R_1 a R_5 para obtener la velocidad de convergencia deseada para cada error. Asimismo demuestran que el sistema queda desacoplado lo que permite que las perturbaciones del lado de la red no afecten el comportamiento del BSC y viceversa.

Finalmente, los elementos del vector de referencias, x^* , se elijen de acuerdo a los objetivos de control. Así, la referencia de la tensión de la barra de DC se elije constante ($v_{dc}^* = \text{cte}$), i_d^* se calcula usando (31) e i_q^* se hace cero para que el sistema consuma corriente con factor de potencia unitario. Para el control del perfil de carga de la batería se usa (33) con $v_{bat}^* = \text{cte}$ para la etapa de carga a tensión constante e $i_{Lbat}^* = \text{cte}$ para la etapa de carga a corriente constante. En la figura 2 se muestra un diagrama en bloques del sistema con el controlador propuesto.

Para compensar los efectos de la distorsión de la red eléctrica se debe utilizar el ángulo determinado por la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red (θ^{+1}) en el cálculo de las ecuaciones (28), (29) y (31). Además, el cálculo de (31) se debe realizar utilizando la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red (e_d^{+1}). El marco de referencia utilizado debe orientarse con el eje d de la tensión de red. Para ello, y a su vez determinar la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión, se utilizó un detector de secuencia positiva basado en un integrador generalizado de segundo orden (DSOGI-FLL) (Serra et al. 2010).

5. Resultados

El desempeño del controlador propuesto para el BC se validó mediante resultados de simulación obtenidos utilizando SimPowerSystem de MATLAB. Se utilizó el paquete de resolución de ecuaciones diferenciales ordinarias ODE23tb con paso de simulación variable (paso máximo de $1\mu s$).

El banco de baterías a cargar tiene una tensión de 42 V y una capacidad de 50 Ah y está constituido por baterías de ion de litio. La carga de las baterías se realiza con un perfil de carga a corriente constante de 50 A hasta que la tensión llega a 42 V, y tensión constante de 42 V hasta que la corriente baja a 2,5 A, momento en el cual finaliza la carga.

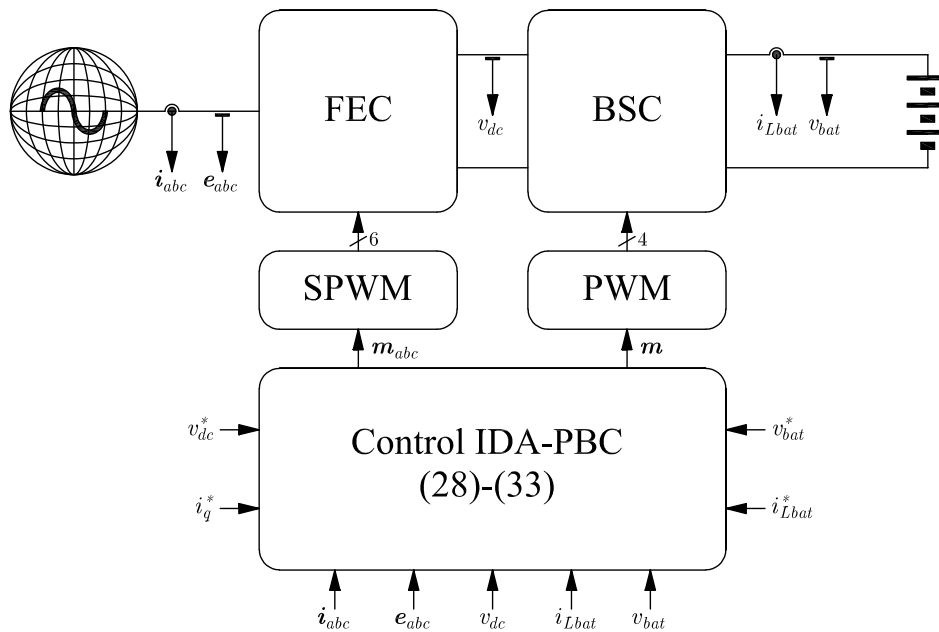


Figura 2. Diagrama en bloques del sistema con el control IDA-PBC propuesto.

La tensión de red, tiene un valor pico de 311 V y una frecuencia de 50 Hz, la frecuencia de conmutación es de 10 kHz, la tensión de la barra de DC de 780 V, la inductancia del filtro de red y del filtro de salida es de 5 mH con una resistencia interna de 0,2 Ω , la capacitancia del filtro de conexión con la batería es de 3 μF y el capacitor de la barra de DC es de 4700 μF .

Inicialmente se considera que el sistema está conectado a una red ideal donde la tensión de red es sinusoidal pura y balanceada. En la figura 3 se muestra la corriente y la tensión de la batería durante el tiempo de carga de la misma. Se observa que el sistema de control permite que la batería sea cargada utilizando el perfil de carga propuesto. En la figura 4 (a) se muestra la tensión y corriente de la fase *a* de la red. Se observa que la corriente está en fase con la tensión y además tiene baja distorsión armónica. En la figura 4 (b) se muestra la tensión de la barra de DC junto a su referencia donde se puede observar que el sistema es capaz de mantener dicha tensión en el valor de referencia. El THD de la corriente es del 2,3 %, siendo este un valor que está dentro de los permitidos por las normas. En la figura 5 se muestra el espectro de frecuencias de la corriente consumida de la red.

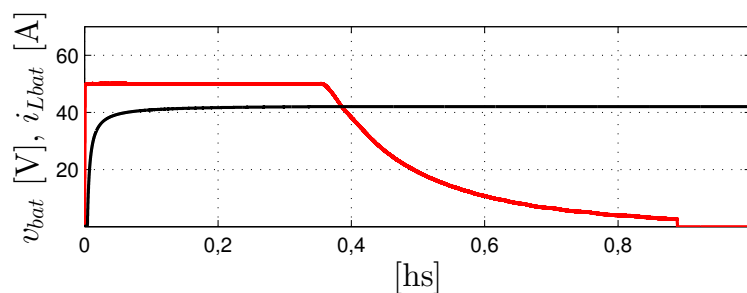


Figura 3. Perfil de carga para tensión de red sinusoidal pura y balanceada. Corriente de la batería (rojo), tensión de la batería (negro).

Un segundo ensayo consiste en verificar el comportamiento del sistema cuando la tensión de red presenta un 5 % de 5^{to} armónico, un 2 % de 7^{mo} armónico y un 10 % de desbalance. Además en un período de 50 milisegundos se produce una reducción en la amplitud de la tensión de la red al 75 % de su valor nominal. En la figura 6 (a) se muestra la tensión y corriente de la fase *a*. Se puede observar que si bien la tensión tiene distorsiones, la corriente se mantiene sin distorsiones significativas con

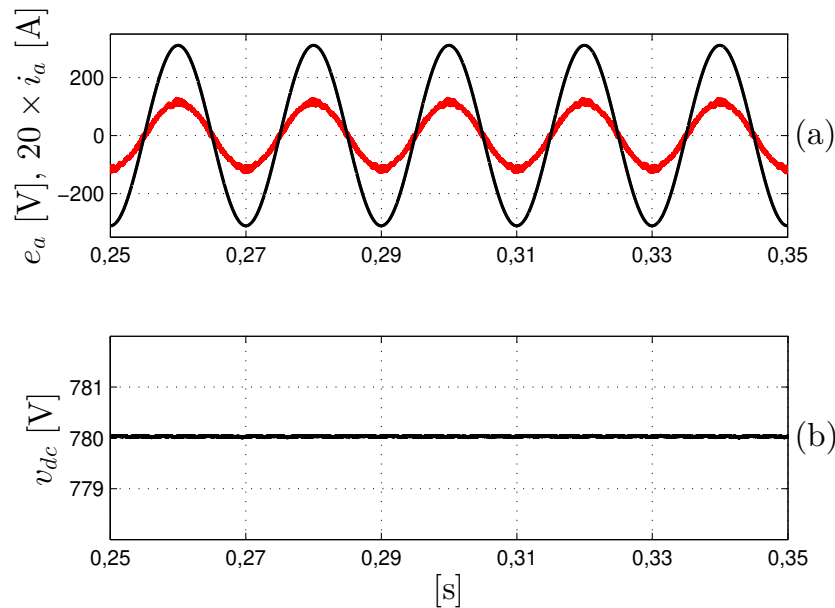


Figura 4. Ensayo para tensión de red sinusoidal pura y balanceada. (a) Tensión (negro) y corriente (rojo) de red, (b) tensión de la barra de DC.

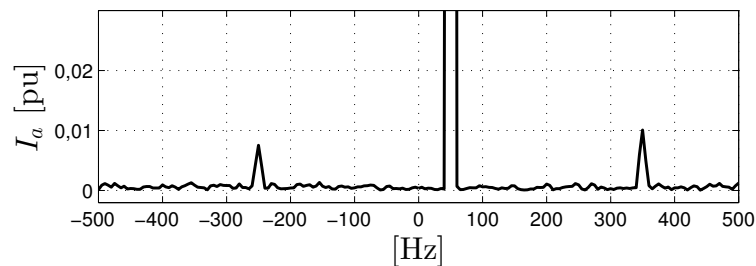


Figura 5. Espectro de frecuencias de la corriente consumida de la red.

un THD del 3,67%. En la figura 6 (b) se puede ver que la tensión de la barra de DC presenta una oscilación la cual se debe a la presencia de la distorsión en la tensión de red. Además, en el instante en que se produce la reducción en la amplitud de la tensión de la red, aparece un transitorio en v_{dc} que desaparece en un tiempo razonable. En este caso, como se muestra en la figura 7, el perfil de carga de la batería no se ve afectado por la distorsión de la tensión de la red, incluso en los momentos donde la amplitud de dicha tensión se reduce. Esto se debe a que en el diseño del controlador se realizaron los desacoplamientos necesarios para que las perturbaciones de un lado del sistema no afecten al otro.

Finalmente, se probó el desempeño del BC cuando existen variaciones en los parámetros. Se realizó un incremento del 25% en la resistencia y un 25% de decremento en la inductancia del filtro de red y del filtro de conexión a la batería respectivamente y un aumento del 10% en el capacitor del filtro de salida del BSC. Se esperaba que esto afecte a las corrientes del eje d y q y a la tensión de la barra de DC. Sin embargo, tal como se muestra en la figura 8 la desviación de estas variables respecto a las referencias son muy pequeñas y todas las señales se mantienen muy cercanas a su valor de referencia.

6. Conclusiones

En este trabajo se diseñó un controlador no lineal basado en pasividad para un cargador de baterías de un vehículo eléctrico. El controlador es diseñado a partir de un modelo unificado del sistema que incluye a todos los convertidores que conforman el BC. De esta manera se logra cumplir con las especificaciones de funcionamiento del cargador tanto del lado de la red como del lado de la

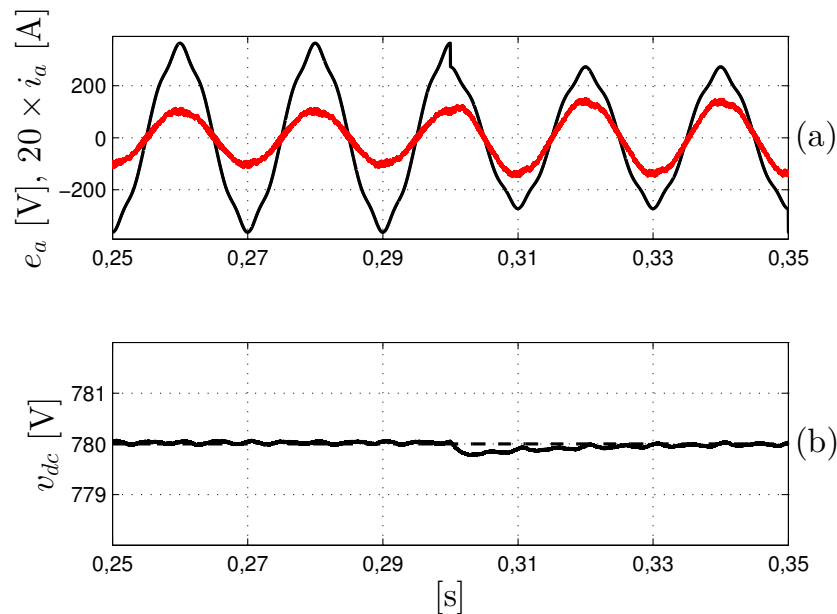


Figura 6. Ensayo para tensión de red distorsionada. (a) Tensión (negro) y corriente (rojo) de red, (b) tensión de la barra de DC.

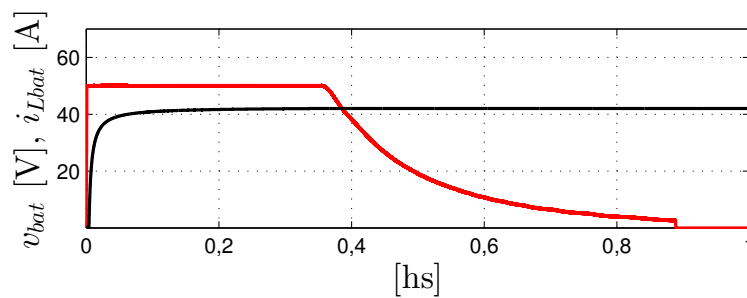


Figura 7. Perfil de carga para tensión de red distorsionada. Corriente de la batería (rojo), tensión de la batería (negro).

batería. Adicionalmente, este diseño conjunto permite reducir el número de sensores necesarios en la implementación. El diseño usando IDA tiene la característica de asegurar la estabilidad y desacoplar partes del sistema para evitar que las perturbaciones del lado de la red afecten al perfil de carga de la batería y viceversa.

El desempeño del sistema se validó mediante simulaciones sobre un modelo detallado del BC. Se comprobó que el controlador permite cargar la batería respetando el perfil de carga a corriente constante y luego a tensión constante, incluso en los casos en que la tensión de red contiene desbalance, armónicos y huecos de tensión. También se observó que la corriente consumida de la red tiene baja distorsión y el factor de potencia es unitario tanto en el caso en que se considere red ideal o con perturbaciones. Finalmente, si bien el controlador diseñado puede ser afectado por las variaciones en los parámetros del sistema, se pudo comprobar que las desviaciones de las variables respecto a su referencia es muy pequeña y puede ser despreciada.

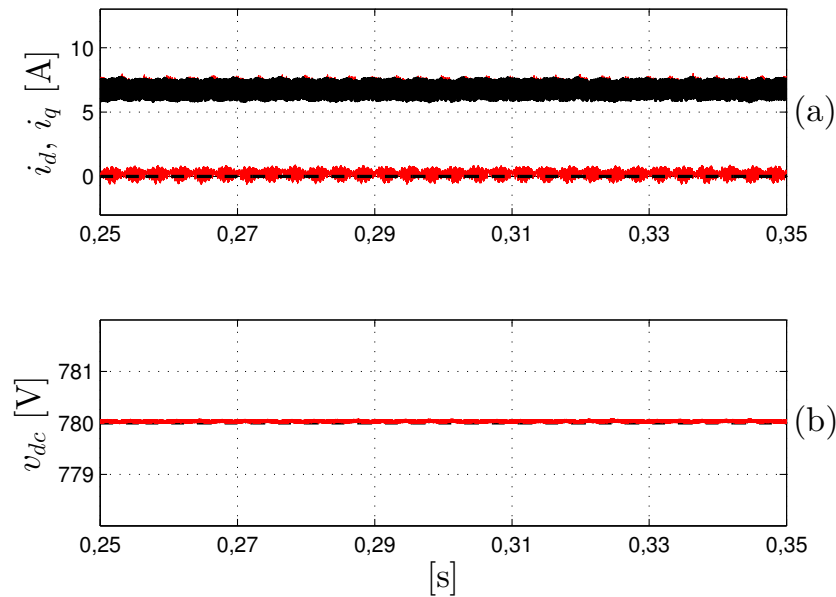


Figura 8. Ensayo de variación de parámetros. (a) Corrientes del eje d y del eje q , (b) tensión de la barra de DC.

References

- Choi, S.-C., Jung, D.-Y., Ryu, D.-G., Kim, J.-H., and Won, C.-Y. (2012). 10kw rapid charger for electric vehicle with active power filter function. In *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC)*. IEEE.
- Doria-Cerezo, A., Batlle, C., and Espinosa-Perez, G. (2010). Passivity-based control of a wound-rotor synchronous motor. *IET Control Theory & Applications*, 4(10):2049–2057.
- Haghbin, S., Lundmark, S., Alakula, M., and Carlson, O. (2013). Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Applications: Review and New Solution. *IEEE Trans. on Indust. Elect.*, 60(2):459–473.
- Kisacikoglu, M. C., Kesler, M., and Tolbert, L. M. (2015). Single-Phase On-Board Bidirectional PEV Charger for V2G Reactive Power Operation. *IEEE Trans. on Smart Grid*, 6(2):767–775.
- Martin Fernandez, L. L., Serra, F. M., De Angelo, C. H., and Montoya, O. D. (2020). Control of a charging station for electric vehicles. *J. Phys. Conf. Ser.*, 1448:012013.
- Montoya, O. D., Gil-González, W. J., Serra, F. M., Dominguez, J., Campillo, J., and Hernandez, J. C. (2020). Direct power control design for charging electric vehicles: A passivity-based control approach. In *2020 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*. IEEE.
- Musavi, F., Craciun, M., Gautam, D. S., and Eberle, W. (2014). Control Strategies for Wide Output Voltage Range LLC Resonant DC-DC Converters in Battery Chargers. *IEEE Trans. on Vehic. Tech.*, 63(3):1117–1125.
- Nguyen, C.-L. and Lee, H.-H. (2012). An effective control scheme for a universal input battery charger in electric vehicle applications. In *7th Int. Forum on Strategic Technology (IFOST)*.
- Ortega, R., van der Schaft, A., Maschke, B., and Escobar, G. (2002). Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control of Port-Controlled Hamiltonian Systems. *Automatica*, 38(3):585–596.
- Pahlevaninezhad, M., Das, P., Drobniak, J., Moschopoulos, G., Jain, P. K., and Bakhshai, A. (2012). A Nonlinear Optimal Control Approach Based on the Control-Lyapunov Function for an AC/DC Converter Used in Electric Vehicles. *IEEE Trans. on Ind. Inf.*, 8(3):596–614.
- Pinto, J. G., Monteiro, V., Goncalves, H., and Afonso, J. L. (2014). Onboard Reconfigurable Battery Charger for Electric Vehicles With Traction-to-Auxiliary Mode. *IEEE Trans. on Vehic. Tech.*, 63(3):1104–1116.
- Serra, F. M. and De Angelo, C. H. (2016). IDA-PBC control of a single-phase battery charger for electric vehicles with unity power factor. In *2016 IEEE Conference on Control Applications (CCA)*. IEEE.
- Serra, F. M. and De Angelo, C. H. (2017). IDA-PBC controller design for grid connected Front End Converters under non-ideal grid conditions. *Electric Power Systems Research*, 142:12–19.
- Serra, F. M., De Angelo, C. H., and Forchetti, D. G. (2014). Interconnection and damping assignment control of a three-phase front end converter. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 60:317–324.

- Serra, F. M., Forchetti, D. G., and De Angelo, C. H. (2010). Comparison of positive sequence detectors for shunt active filter control. In *IEEE Int. Conf. on Ind. App. (INDUSCON)*. IEEE.
- Williamson, S. S., Rathore, A. K., and Musavi, F. (2015). Industrial Electronics for Electric Transportation: Current State-of-the-Art and Future Challenges. *IEEE Trans. on Indust. Elect.*, 62(5):3021–3032.
- Wirasingha, S. G., Gremban, R., and Emadi, A. (2012). Source-to-Wheel (STW) Analysis of Plug-in Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Trans. on Smart Grid*, 3(1):316–331.
- Yilmaz, M. and Krein, P. T. (2013). Review of the Impact of Vehicle-to-Grid Technologies on Distribution Systems and Utility Interfaces. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 28(12):5673–5689.



© 2021 by the authors. Licensee TESEA, Cartagena, Colombia. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).