Diseño de cargador de baterías con baja distorsión armónica de corriente para aplicación en vehículos eléctricos

Battery charger design with low current harmonic distortion for application in electric vehicles

César C. Paipa¹ Julio C. Ramirez¹ César L. Trujillo R.^{1*}
Jorge A. Alarcón V.¹ Adolfo A. Jaramillo M.¹

Recibido 7 de noviembre de 2018, aceptado 30 de octubre de 2019
Received: November 7, 2018 Accepted: October 30, 2019

RESUMEN

En este artículo se presenta el diseño, simulación e implementación de un cargador de baterías con baja distorsión armónica en corriente, a pequeña escala. Se propone un diseño compuesto por dos convertidores boost en cascada, el primero funcionando como PFC y el segundo como un regulador de la corriente que se inyecta a las baterías. Adicionalmente, se presenta el procedimiento necesario para el diseño de los controladores de cada etapa. En la primera etapa se usa un control en modo corriente promedio y en la segunda etapa se usan dos controles que permiten emplear el método de carga de baterías, corriente constante - tensión constante. Los controladores usados en ambas etapas son de tipo PI y junto con el circuito de potencia fueron simulados en los software PSIM® y MATLAB® y validados experimentalmente, obteniendo factores de potencia cercanos a 0,98 y distorsión armónica en corriente por debajo del 10%, cumpliendo así con los requerimientos de la norma IEC 61000-3-2. Finalmente, se presentan las conclusiones.

Palabras clave: Vehículo eléctrico, cargador de batería, calidad de la potencia, distorsión armónica, convertidor boost, corrector de factor de potencia.

ABSTRACT

This paper presents the design, simulation and implementation of a small scale battery charger with low harmonic distortion in current. It was proposed a design composed of two boost converters in cascade, the first operating as PFC and second as a regulator of the injected current to the batteries. Additionally, it was presented the procedure for the controllers design of each stage. In the first stage was used a control in average current mode and in the second stage were used two controls that enable you to employ the method of constant current - constant voltage in order to charge the batteries. In both stages were used the PI controllers and with the power electronic circuit were simulated in the PSIM® and MATLAB® software and validated experimentally. In this tests, power factors close to 0.98 and harmonic distortion in current below 10% were obtained, complying with the requirements of the IEC 61000-3-2 standard. Finally, the conclusions are presented.

Keywords: Electric vehicle, battery charger, power quality, harmonic distortion, boost converter, power factor corrector.

¹ Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Facultad de Ingeniería. Bogotá, Colombia.

E-mail: ccpaipab@correo.udistrital.edu.co; cesar3104@gmail.com; cltrujillo@udistrital.edu.co; jalarconv@udistrital.edu.co; ajaramillom@udistrital.edu.co

* Autor de correspondencia: cltrujillo@udistrital.edu.co

INTRODUCCIÓN

Una de las tecnologías más utilizadas y que en los últimos años ha sido ampliamente investigada se relaciona con los Vehículos Eléctricos (VE), destacando el aumento exponencial de la investigación en temas relacionados con movilidad eléctrica [1].

En el desarrollo de los VE el cargador de baterías juega un papel muy importante, ya que es el encargado de transferir la energía eléctrica de la red a las baterías. En este sentido se han realizado estudios relacionados con los convertidores de potencia, en donde se resalta que el cargador de baterías debe asegurar una baja distorsión armónica de corriente hacia la red eléctrica, para minimizar el impacto en la calidad de la señal de potencia eléctrica [2], y debe tener un alto factor de potencia (FP); por lo tanto, es necesario adicionar una etapa a la estructura general del cargador, encargada de hacer corrección del factor de potencia [3-4].

El cargador de baterías consta de varias etapas; en [5] se propone una estructura compuesta por un filtro EMI, convertidor AC-DC PFC (Corrector del Factor de Potencia), convertidor DC-DC y un filtro de salida. Una estructura similar se propone en [6] donde adicionan un rectificador bidireccional, un inversor y un transformador de aislamiento. Este último permitiría un flujo de potencia bidireccional pensando que en un futuro cercano las baterías de los VE se conviertan en una fuente de almacenamiento para redes inteligentes. De acuerdo a lo anterior, se observa que el cargador de baterías requiere como mínimo una etapa que funcione como PFC y otra como convertidor DC-DC que proporcione una salida de tensión y corriente regulada con los valores que requieren las baterías. La etapa del PFC podría cumplir con ambas funciones, sin embargo el uso de dos etapas facilita el control de cada una de las variables a manejar, y permite cargar la batería con el método de carga, corriente constante-tensión constante.

El cargador de baterías propuesto utiliza únicamente flujo de energía unidireccional y está compuesto por las siguientes etapas: Alimentación, Rectificación, Corrector del Factor de Potencia (PFC) y un convertidor DC-DC. En la Figura 1 se muestra el diagrama donde se ilustran dichas etapas.

Figura 1. Etapas de un cargador de baterías.

El PFC seleccionado utiliza un convertidor boost, ya que de acuerdo a [7] esta topología junto con la del flyback y el buck-boost tienen una capacidad natural de auto-corrección del factor de potencia. Igualmente en [8] se menciona que la topología del convertidor boost convencional es la más usada como PFC. El DC-DC seleccionado también utiliza un convertidor boost con el fin de simplificar el diseño tanto de potencia como de sus controladores.

Trabajos relacionados han propuesto el uso de otras topologías, como en [9-10] donde usan topología Boost Interleaved; o como en [11-12] donde usan topología Bridgeless Interleaved Boost (BLIL), que requieren un modelado más complejo para el diseño del control.

El método de control de corriente promedio fue usado para la etapa de PFC, como en [13], donde se obtuvo un alto FP. En este tipo de control la señal de corriente retroalimentada es compensada de tal forma que solo la componente de la corriente promedio pueda ser útil para determinar el ciclo de trabajo del convertidor [14]. En comparación con otros métodos, el método de corriente promedio presenta mayor inmunidad al ruido, debido a que el modulador recibe el valor medio de la señal sensada, mayor ganancia a bajas frecuencias, lo cual permite un mejor funcionamiento con cargas pequeñas y ganancia reducida a frecuencias próximas a la frecuencia de conmutación lo cual permite mantener la estabilidad. Dicha técnica de control se utiliza generalmente en los cargadores de baterías y en las fuentes de alimentación con corrección del factor de potencia [15-17].

En la sección 2 se describen las etapas que componen el cargador de baterías propuesto. También se muestran los parámetros y las ecuaciones para el diseño del cargador prototipo. En la sección 3 se realiza el modelado de pequeña señal del convertidor con topología boost, incluyendo todas las pérdidas en los elementos, del cual se extraen las funciones de transferencia necesarias para finalmente diseñar

los controladores. En la sección 4 se muestran los resultados de las simulaciones del cargador diseñado. Luego en la sección 5 se presentan los resultados de las mediciones hechas durante el funcionamiento del circuito. Finalmente, se presentan las conclusiones.

DISEÑO DEL CARGADOR DE BATERÍAS

En la primera etapa del cargador se requiere convertir la AC (Corriente Alterna) de la red eléctrica en DC (Corriente Directa), y una de las formas básicas de hacerlo es usando circuitos rectificadores, formados por diodos y/o tiristores, conectados en puente. Esta es una solución económica y de sencilla implementación, sin embargo, la corriente de entrada tiene un comportamiento pulsante, lo cual introduce un elevado contenido de armónicos en la corriente de la red. Por lo tanto, luego de la etapa de rectificación se incluye el PFC, el cual es generalmente un convertidor conmutado, que incluye circuitos y técnicas de control que permiten obtener una corriente con forma de onda sinusoidal a la entrada y mantener un FP cercano a 1, haciendo que la componente fundamental de la corriente de entrada esté casi en fase con la tensión. De acuerdo a [12] la topología más utilizada para este propósito es la del convertidor boost, debido a que posee un inductor a la entrada, lo cual facilita, en gran manera, el control de la corriente de entrada.

En la etapa de la conversión DC-DC, también se utilizó la topología del convertidor boost debido a que tiene alta eficiencia (número reducido de componentes) y bajo rizado en la corriente de entrada. El diagrama circuital y los parámetros del cargador se presentan en la Figura 2 y la Tabla 1, respectivamente. Es de resaltar que los valores de los elementos y parámetros de operación fueron obtenidos siguiendo el proceso metodológico de diseño planteado en [18].

El diseño del prototipo cargador propuesto anteriormente, hace referencia a un modelo a escala de un cargador real. En consecuencia se diseñó un prototipo de baja

Figura 2. Diagrama circuital del cargador prototipo.

Tabla 1. Parámetros del cargador prototipo.

Parámetro	PFC	DC-DC
Tensión de entrada (V_{AC})	4,5 V _{rms}	6,5 V
Tensión de salida	6,5V	15 V
Corriente de entrada	2 A _{rms}	1,4 A
Corriente de salida	1,4 A	0,6 A
Potencia	9 W	9 W
Rizado de tensión	1%	1%
Frecuencia de conmutación	20 kHz	20 kHz
Ciclo útil (D)	0,307	0,567
Resistencia (R_1 , R_2)	4,65 Ω	25 Ω
Bobina (L_1 , L_2)	120 μ H	350 μ H
Condensador (C_1 , C_2)	250 μ F	100 μ F

potencia (9 W), que opera a partir de una la red eléctrica y se acopla a través de una transformador que reduce la tensión de 120 V a 4,5 V, con una potencia 15 VA. El correcto funcionamiento del cargador depende del diseño, los componentes, el control y estrategias de conmutación utilizadas.

DISEÑO DE CONTROLADORES

El cargador propuesto requiere el diseño de tres tipos de controladores, uno para la etapa del PFC y dos para la etapa del convertidor DC-DC. Debido a que se usa la misma topología boost en ambas etapas del cargador, se realiza un modelo que puede ser usado en el diseño de todos los controladores.

Modelado de pequeña señal del convertidor boost Partiendo de la topología básica del convertidor boost, se incluyen las pérdidas por conducción en los elementos (Tabla 2) [19], al igual que un modelo de batería que consta de una resistencia R_{bat} en serie con una fuente de tensión DC, V_{bat} [20], además de una resistencia R_x que limitaría la corriente suministrada a la batería, obteniendo el circuito equivalente de la Figura 3. Este circuito incluye el modelo de la carga real que tendrá la etapa del convertidor DC-DC del cargador, permitiendo el modelado de la otra etapa haciendo $R_{bat}=0$ y $V_{bat}=0$.

Es necesario aclarar que los modelos del diodo con polarización inversa y el interruptor abierto serán asumidos ideales, como un circuito abierto.

Ahora bien, realizando el análisis y desarrollo en régimen permanente al circuito de la Figura 3, se

Tabla 2. Parámetros del cargador prototipo.

Elemento	Modelo con pérdidas
Bobina
Condensador
Diodo en directo
MOSFET activado

Figura 3. Convertidor Boost con pérdidas en los elementos y modelo de batería.

obtienen las ecuaciones (1) y (2), de las cuales se obtiene el circuito de gran señal mostrado en la Figura 4, usado para modelar el comportamiento del convertidor boost en gran señal incluyendo pérdidas por conducción en los elementos.

$$\langle V_L(s) \rangle = V_g(s) - I_L(s) \cdot R_{eq} - V_d \cdot D' - V_o(s) \cdot D' \quad (1)$$

$$\langle I_c(s) \rangle = \frac{[V_o(s) - V_{bat}]}{R_o} + I_L(s) \cdot D' \quad (2)$$

donde: $R_o + R_x$, $R_{eq} = R_L + R_{on} \cdot D + R_d \cdot D'$, D es el ciclo útil de la señal PWM que controla el interruptor Q , y $D' = 1 - D$.

Finalmente, agregando perturbaciones al modelo de gran señal del convertidor boost de la Figura 4 [21], se obtiene el modelo dinámico en pequeña señal de la Figura 5, caracterizado matemáticamente por las

Figura 4. Circuito equivalente de gran señal del convertidor boost.

Figura 5. Modelo de pequeña señal del convertidor boost.

ecuaciones (3) y (4). Cabe señalar que los términos en gran señal se identifican con letra mayúscula y los términos que representan las perturbaciones de pequeña señal se identifican con letra minúscula y el énfasis “^”.

$$0 = \hat{v}_g - \hat{i}_L (sL + R_{eq}) + V_{od} \hat{d} = \hat{v}_o D' \quad (3)$$

$$0 = \frac{\hat{v}_o}{Z_c} + \frac{\hat{v}_o}{R_o} - \hat{i}_L D' + I_L \hat{d} \quad (4)$$

donde: $V_{od} = V_o + V_d$ y $Z_C = R_C + (1/sC)$

Funciones de transferencia de convertidor boost

Usando el modelo de pequeña señal propuesto, mediante desarrollo algebraico de (3) y (4), y siguiendo el procedimiento de [22], se obtienen las siguientes funciones de transferencia, que relacionan la corriente en la bobina i_L , la tensión de salida v_o , la corriente de salida i_o y el ciclo útil d , necesarias para el diseño de los controladores:

$$G_{i_L-d}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{sC(R_o + R_C)V_{od} + R_o I_L D'}{s^2 C(R_o + R_C)L + sL + C(R_o + R_C)R_{eq} + R_C R_o C D'^2 + R_o D'^2 + R_{eq}} \quad (5)$$

$$G_{v_o-d}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{s^2(-R_C R_o C I_L L) + s(R_C R_o C V_{od} D' - R_o I_L L - R_C R_o C R_{eq} I_L) + R_o(V_{od} D' - R_{eq} I_L)}{s^2 C(R_o + R_C)L + sL + C(R_o + R_C)R_{eq} + R_C R_o C D'^2 + R_o D'^2} \quad (6)$$

$$G_{v_o-i_L}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} = \frac{S^2(-R_C R_o C I_L L) + s(R_C R_o C V_{od} D' - R_o I_L L - R_C R_o C R_{eq} I_L) + R_o(V_{od} D' - R_{eq} I_L)}{s(C(R_o + R_C)V_{od} + R_C R_o C I_L D') + R_o I_L D' + V_{od}} \quad (7)$$

$$G_{i_o-d}(s) = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{s^2 (R_C R_o C I_L L) + s (R_C R_o C V_{od} D' - R_o I_L L - R_C R_o C R_{eq} I_L) + R_o (V_{od} D' - R_{eq} I_L)}{s^2 C (R_o + R_C) L R_o + s (L + C (R_o + R_C) R_{eq} + R_C R_o C D'^2) R_o + R_o D'^2 R_o} \quad (8)$$

Funciones de transferencia de la etapa de control
Para diseñar los controladores es necesario definir las funciones de transferencia de la etapa de control, puntualmente del modulador y multiplicador que hacen parte de los lazos de realimentación del esquema de control.

- Modulador: El modulador genera una señal PWM con ciclo útil $\hat{d}$, comparando una señal controlada $\hat{v}_{cont}$ con una señal triangular o diente de sierra de amplitud V_m . La función de transferencia de este elemento está dada por:

$$F_m(s) = \frac{1}{V_m} \quad (9)$$

- Multiplicador: La señal de salida V_{out} de este operador es el resultado de la señal de entrada V_{in} multiplicada por una señal sensada V_s , por lo cual, la función de transferencia que define la relación entre entrada y salida de este elemento no es más que el valor de la señal sensada, como se muestra a continuación:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = v_s \quad (10)$$

Control del PFC

Para la etapa del PFC es necesario controlar la corriente de entrada y la tensión de salida, lo cual implica el uso de dos lazos de control, uno de corriente y uno de tensión, por lo tanto, se escoge un control en modo corriente promedio [23-24], el cual es el adecuado cuando se trabaja una topología sin transformador, dicho control permite que la corriente de entrada siga en promedio la tensión de línea, lo cual evita la transición de modo continuo a discontinuo por las variaciones en la entrada.

El lazo de corriente tiene como objetivo mantener la corriente de entrada en un valor previamente definido. Es un lazo rápido que solo está limitado por la frecuencia de conmutación.

El lazo de tensión tiene como objetivo mantener la tensión de salida cercano al valor de referencia

y a su vez establecer la magnitud de la señal de referencia para el lazo de corriente. Este lazo de tensión tiende a mantener la potencia de entrada constante, lo cual ocasiona una forma de onda de corriente distorsionada a la entrada. Para evitar esto, la frecuencia de corte en lazo abierto debe ser mucho menor que la frecuencia de la tensión de entrada rectificada (120 Hz) para conseguir un comportamiento de tipo resistivo [25].

En la Figura 6 se muestra un diagrama del control propuesto. A continuación se relacionan cada uno de los términos de dicho diagrama:

R_s	representa la ganancia del sensor de corriente, que para este caso tiene un valor de 1.
β	representa la ganancia del sensor de tensión, que para este caso tiene un valor de 0,01.
v_{rec}	es una muestra de la señal rectificada.
$G_{i_L-d}(s)$	es la función de transferencia que relaciona la corriente en el inductor y el ciclo útil.
$G_{v_o-i_L}(s)$	es la función de transferencia que relaciona la tensión de salida y la corriente en el inductor.
$F_m(s)$	representa la función de transferencia del modulador, en la cual V_m es el valor pico de la señal triangular usada como señal de modulación. Ecuación (9).
$C_i(s)$	es el controlador del lazo de corriente y $C_v(s)$ es el controlador del lazo de tensión. Son controladores PI (Proporcional Integral). La función de transferencia de este tipo de controlador se muestra en la ecuación (11), donde k representa la ganancia y ω_z la frecuencia del cero.
$i_L(s)$	es la corriente en el inductor.
$v_o(s)$	es la tensión de salida fijada por el control.
$d(s)$	es el ciclo de trabajo o ciclo útil.
$v_c(s)$	es la salida del controlador de tensión de salida.
$v_{ref}(s)$	es la tensión de referencia.
$v_{rec}(s)$	es la señal de tensión rectificada incluida en el lazo de control como pre compensación.

Figura 6. Esquema de control.

$$C(s) = k \cdot \frac{s + \omega_z}{s} \quad (11)$$

$$C_v(s) = 0.23835 \cdot \frac{s + 359.93}{s} \quad (17)$$

Para diseñar los controladores, es necesaria la función de transferencia que relaciona la corriente en el inductor con respecto al ciclo útil $G_{i_L-d}(s)$, y la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con respecto al nivel de tensión controlado $G_{v_o-v_c}(s)$. La función $G_{i_L-d}(s)$ se determinó en el desarrollo previo y se encuentra definida en la ecuación (5); la función $G_{v_o-v_c}(s)$ se determina empleando la ecuación (12):

$$G_{v_o-v_c}(s) = [G_{i_L-v_c}(s)] \cdot [G_{v_o-i_L}(s)] \quad (12)$$

En esta ecuación se debe hallar la función $G_{i_L-v_c}(s)$ y para ello se empleó (13):

$$G_{i_L-v_c}(s) = \frac{C_i(s) \cdot F_m(s) \cdot G_{id}(s)}{1 + T_i(s)} \cdot v_{rec} \quad (13)$$

donde $T_i(s)$ es la ganancia del lazo de corriente que se obtiene empleando (14):

$$T_i(s) = C_i(s) \cdot F_m(s) \cdot G_{i_L-d}(s) \cdot R_s \quad (14)$$

Finalmente, la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$ se obtiene al a partir de la ecuación (15):

$$T_v(s) = G_{v_o-v_c}(s) \cdot C_v(s) \cdot \beta \quad (15)$$

Las funciones de transferencia de los controladores obtenidos para la etapa del PFC (lazo de corriente y lazo de tensión, respectivamente), se muestran a continuación:

$$C_i(s) = 0.170903 \cdot \frac{s + 7503.28}{s} \quad (16)$$

Control del convertidor DC-DC

Para esta etapa fue necesario realizar dos controles; el primero se encarga de controlar la corriente de salida y mantenerla en un valor constante hasta que la batería alcance un estado de carga de 98% aproximadamente. Cuando se alcanza dicho valor, el control de corriente se desactiva y al mismo tiempo se activa un control de tensión encargado de mantener la tensión de la batería constante hasta que el valor de la corriente llegue a la corriente de flotación.

En la Figura 7 se muestra el diagrama de control propuesto. A continuación se relacionan cada uno de los términos de dicho diagrama:

- R_s representa la ganancia del sensor de corriente, que para este caso tiene un valor de 1.
- β representa la ganancia del sensor de tensión, que para este caso tiene un valor de 0,01.
- $G_{i_o-d}(s)$ es la función de transferencia que relaciona la corriente de salida y el ciclo útil.
- $G_{v_o-d}(s)$ es la función de transferencia que relaciona la tensión de salida y el ciclo útil.
- $F_m(s)$ representa la función de transferencia del modulador.
- $C_i(s)$ es el controlador del lazo de corriente. Es un controlador PI. Ecuación (11).
- $C_v(s)$ es el controlador del lazo de tensión. También es un controlador PI.
- $i_o(s)$ es la corriente de salida fijada por el control.
- $v_o(s)$ es la tensión de salida fijada por el control.
- $d(s)$ es el ciclo de trabajo o ciclo útil.
- $i_{ref}(s)$ es la corriente de referencia.
- $v_{ref}(s)$ es la tensión de referencia.
- SOC es el estado de carga de la batería.

Figura 7. Esquema de control.

Las funciones de transferencia de los controladores obtenidos para la etapa DC-DC (control de corriente y control de tensión, respectivamente), se muestran a continuación:

$$C_{i_o}(s) = 0.33228 \cdot \frac{s + 324.74}{s} \quad (18)$$

$$C_{v_o}(s) = 0.017722 \cdot \frac{s + 324.74}{s} \quad (19)$$

Digitalización de controladores

El control se implementó en un microcontrolador con procesador digital de señales DSP (sigla en inglés de Digital Signal Processor), para esto es necesario digitalizar los controladores. Este proceso se realizó mediante la función C2D de Matlab, la cual permite transformar un modelo de un sistema continuo a un modelo discreto con un tiempo de muestreo determinado. Esta función permite ingresar diferentes métodos de discretización, dentro de los cuales se escogió el método Tustin. De esta forma, se transforman los cuatro modelos en tiempo continuo de los controladores obtenidos en la sección anterior, teniendo en cuenta que el tiempo de muestreo se seleccionó como el inverso de la frecuencia de conmutación (20 kHz) [26].

Debido a que el tipo de control especificado en las ecuaciones (16), (17), (18) y (19) es igual, se obtiene el mismo modelo en tiempo discreto para estos cuatro controladores, el cual se muestra en la ecuación (20), donde la diferencia radica en el valor de las constantes a_1 , b_0 y b_1 obtenidas en la transformación y especificadas en la Tabla 3.

La salida discreta $y[k]$ de los controles digitales obtenidos y mostrada en la ecuación (20) depende de las constantes mencionadas y las salidas de tiempo anterior $y[k-n] \forall n = 1, 2, 3, \dots$, así como del error actual $e[k]$ y los errores de tiempo anterior $e[k-n] \forall n = 1, 2, 3, \dots$. Estas ecuaciones se implementaron en el microcontrolador especificado en la Tabla 4, el cual debe guardar las salidas y errores de estado anterior para computar dichos cálculos.

$$y[k] = -a_1 \cdot y[k-1] + b_0 \cdot e[k] + b_1 \cdot e[k-1] \quad (20)$$

Tabla 3. Valores de las constantes de los controladores digitalizados.

Constante	$C_i(s)$	$C_v(s)$	$C_{i_o}(s)$	$C_{v_o}(s)$
a_1	-1	-1	-1	-1
b_0	0,174	0,2394	0,335	0,01779
b_1	-0,1549	-0,2372	-0,3296	-0,01765

SIMULACIÓN DEL CARGADOR PROTOTIPO

En la Figura 8 se muestra el circuito del cargador prototipo completo que se simuló con los valores de elementos obtenidos anteriormente, así como sus respectivos controladores digitales, adicionados mediante bloques de código C, los cuales fueron usados en la simulación para representar el comportamiento que tendría el DSP en el circuito real.

En la Figura 9 se muestra la corriente de entrada del convertidor en un segmento de tiempo de la simulación

Figura 8. Cargador prototipo con controladores digitales.

Figura 9. Corriente de entrada del cargador prototipo (eje horizontal: tiempo [segundos], eje vertical: magnitud [amperios]).

donde el cargador está funcionando con el método de carga de corriente constante; en este se evidencia el correcto funcionamiento del controlador de modo corriente promedio implementado para la primera etapa con topología boost, ya que el THDi es de 7.57%

y cualitativamente se observa que la forma de onda tiende a ser sinusoidal. El FP corresponde a 0.98.

Igualmente, en la Figura 10 se muestra la corriente suministrada por la fuente al cargador en todo el tiempo de simulación, junto con la tensión en la batería; en donde se observa que al iniciar el proceso de carga, 50 ms después la corriente mantiene un valor RMS constante (2.8 A) para un tensión de batería que inicia en 13.6 V y comienza a aumentar conforme pasa el tiempo. Cuando la tensión de la batería alcanza los 14 V, el control cambia a método de carga de tensión constante (con un valor de referencia situado cerca a los 15 V), haciendo que la corriente decrezca hasta llegar a 0 A, esta

Figura 10. Resultados de simulación del cargador prototipo con topología y controladores digitales. Superior: corriente de la fuente entregada al cargador [amperios], inferior: tensión en la batería [voltios].

transición se da entre los 2 s y los 2.35 s, hasta llegar a su estado estacionario. Tiempo en el que se aprecia un ascenso exponencial en la tensión de la batería. Lo anterior demuestra entonces que los controladores de la segunda etapa (control de corriente de carga y control de corriente de salida) funcionan adecuadamente.

IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS

Se implementó el circuito mostrado en la Figura 8 con sus respectivos sensores, acondicionamientos, filtros, circuitos de disparo de MOSFET y DSP usando los componentes mencionados en la Tabla 4, siendo estos elementos seleccionados sobre la base del cumplimiento de las características eléctricas presentadas en los manuales del fabricante, teniendo en cuenta los datos aportados por el diseño desarrollado en secciones anteriores. Para la entrada AC al sistema se usó un transformador 120:4.5 V, de 15 VA que garantiza la potencia requerida por el cargador. Finalmente, la polarización del circuito se realizó por medio de una fuente DC comercial de 12 V.

Para verificar su funcionamiento se realizaron mediciones de THDi, FP, potencia y eficiencia, y a continuación se presentan los resultados obtenidos. En la Figura 11 se muestra la forma de onda de la corriente durante el método de carga de corriente constante, medida con la pinza de corriente FLUKE i400s cuya sensibilidad es de 10mV/A. Igualmente, en la Figura 12 se muestran las formas de onda de corriente y tensión de entrada obtenidas. Se observa que la corriente sigue en buena medida la forma de onda de la tensión, reduciendo el desfase entre las mismas y por ende mejorando el FP.

Tabla 4. Componentes seleccionados para el circuito del prototipo.

Componente	Referencia
MOSFET	CSD19536KCS
Diodo	RK46
Transistor	2n2222, 2n3904 y 2n3906
Opto-acoplador	4N25
OP-AMP	OPA2350, MC33202 y LM358
Regulador de Tensión	LM7805
Sensor de corriente	ACS715
Microcontrolador DSP	TMS320F28335
Batería	MA2-12 (2 Ah – 12 V)

Se utilizó una función incluida en el osciloscopio Agilent MSOX3014A, la cual permitió obtener la amplitud de los armónicos mediante la aplicación de la FFT a la señal de corriente de la Figura 11, esto con el fin de obtener el THDi, mediante la ecuación (21). En la Figura 12 se observa la tensión y la corriente de entrada al cargador y en la Figura 13 se muestra la magnitud de los armónicos más representativos.

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H I_h^2}}{I_1} \cdot 100\% \quad (21)$$

Figura 11. Corriente de entrada al cargador.

Figura 12. Corriente (rojo) y Tensión (azul) de entrada al cargador.

Figura 13. Magnitud de armónicos de corriente.

El FP se calculó empleando la ecuación (22). El ángulo de desfase fue de $\theta = 8,1^\circ$, el cual se obtuvo midiendo el desfase entre las señales de corriente y tensión de entrada como se muestra en la Figura 14.

Los resultados de THDi, FP, potencias y eficiencia, obtenidos cuando la batería se carga en modo de corriente constante se muestran en la Tabla 5.

$$FP = \frac{\cos \theta}{\sqrt{1 + THC_i^2}} \quad (22)$$

En la Figura 15 se muestra la corriente y la tensión en la batería durante un ciclo completo de carga. Se observa que la corriente de carga de la batería se mantiene constante, aproximadamente en 0,6 A durante 1,75 horas. Luego el control cambia a modo de tensión constante, manteniendo la tensión en la batería en 15 V aproximadamente, haciendo descender rápidamente la corriente a su valor de flotación cercano a los 0,28 A. Para este caso, al comienzo del proceso de carga se lograron THDi cercanos al 5,86% y estos se fueron incrementado hasta llegar a valores de 9,58%, cerca al final del proceso de carga, la razón de dicho aumento se debe a que la potencia entregada a la batería no permanece constante sino que disminuye a medida que el SOC aumenta, lo que lleva al deterioro del THDi.

CONCLUSIONES

Se diseñó e implementó un cargador para vehículos eléctricos a pequeña escala, usando la topología de convertidor boost, obteniéndose valores de FP superiores a 0,98, lo cual se traduce en mejor aprovechamiento de la potencia en el sistema. Igualmente, se obtuvieron valores de THDi por debajo del 10%, cumpliendo así con los requerimientos

Figura 14. Medición ángulo de desfase entre tensión y corriente de entrada.

Tabla 5. Componentes seleccionados para el circuito del prototipo.

Parámetro	Resultado
THDi	9,58%
FP	0,985
Potencia Entrada	13,95W
Potencia Salida	9W
Eficiencia	64,51%

Figura 15. Tensión y Corriente en la batería.

de la norma IEC 61000-3-2. Lo anterior se logró debido al uso de un control en modo corriente promedio como PFC. Es de resaltar el grado de similitud que presenta la validación del prototipo a nivel de simulación con las pruebas experimentales, en donde la diferencia en el FP es cercana a cero, mientras que para el THDi es de 2,01 % de una valor con respecto al otro, siendo menor el dato simulado que el experimental, lo anterior debido a que no se tiene un modelo que incluya absolutamente todas las posibles variaciones en el sistema, lo que hace que se generen estas pequeñas diferencias.

Adicionalmente, se desarrolló un modelo de pequeña señal del convertidor boost en el que se incluyeron las pérdidas por conducción en todos los elementos. Este modelo permitió obtener las funciones de transferencia que permitieron modelar el sistema y a partir de las cuales se diseñaron los controladores tipo PI.

Por otra parte, para emular el comportamiento de una batería real en la simulación, se adaptó un modelo de batería de iones de litio basado en el modelo de Tremblay.

Sobre la base del cargador diseñado para vehículos eléctricos, es posible realizar estudios orientados a evaluar el impacto que tienen múltiples cargadores funcionando simultáneamente sobre el THDi, a través

de la evaluación de diferentes casos, tales como la variación del SOC en las baterías, el tipo de cargador utilizado, el modo de carga y la cantidad de VE.

AGRADECIMIENTOS

Este artículo presenta resultados parciales del proyecto de investigación “Cargador de baterías de mediana y baja capacidad con baja distorsión armónica en corriente, elevado factor de potencia y alta eficiencia para vehículos eléctricos” financiado por el Fondo Nacional para la financiación de la ciencia, la tecnología y la innovación “Fondo Francisco José de Caldas” del Departamento Administrativo de Ciencia, Tecnología e innovación - COLCIENCIAS (Contrato: FP44842-031 2016). En consecuencia los autores expresan su agradecimiento.

REFERENCIAS

- [1] S. Habib, M.M. Khan, F. Abbas, L. Sang, M.U. Shahid and H. Tang. “Acomprehensive study of implemented international standards, technical challenges, impacts and prospects for electric vehicles”. IEEE Access. Vol. 6, pp. 13866-13890. 2018.
- [2] F.L. Tofoli, S.M. Sanhueza and A. De Oliveira. “On the study of losses in gables and transformers in nonsinusoidal conditions”. IEEE Trans Power Deliv, pp. 971-978. 2006.
- [3] T.F. Wu, C.C. Chen, C.L. Shen and C.N. Wu. “Analysis, design, and practical considerations for 500 W power factor correctors”. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, pp. 961-975. 2003.
- [4] M. Shen, W.Y. Kang and Z.M. Qian. “A novel average model for a single stage PFC converter”. Proceedings of the 7th workshop on computers in power electronics, pp. 151-156. 2000.
- [5] A.K. AL-Kaabi, A.A. Fardoun and E.H. Ismail. “Bridgeless high voltage battery charger PFC rectifier”. The International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications, pp. 24-31. 2013.
- [6] T. Jalakas, I. Roasto and D. Vinnikov. “Analysis of Battery Charger Topologies for an Electric Vehicle”. 13th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC), Tallinn. 2012.
- [7] H. Wei and I. Batarseh. “Comparison of Basic Converter Topologies For Power Factor Correction”. Southeastcon ‘98 Proceedings IEEE, pp. 348-353. April, 1998.
- [8] D. Pradeep and J. Evangeline. “A Bridgeless Interleaved PFC Converter for Electric Vehicle Battery Chargers”. International Journal of Microsystems Technology and Its Applications (IJMTA), pp. 1-5. 2013.
- [9] S. Kamtip and K. Bhummikittipich. “Design and Analysis of Interleaved Boost Converter For Renewable Energy Applications”. 9th Eco-Energy and Materials Science and Engineering Symposium, Chiang Rai. 2011.
- [10] B. Akın. “Comparison of Conventional and Interleaved PFC Boost Converters for Fast and Efficient Charge of Li-ion Batteries Used in Electrical Cars”. Lecture Notes in Information Technology. Vol. 13, pp. 499-504. August, 2012.
- [11] J.K. Lee, Y.C. Chang and C.C. Chuang. “Conversion Circuit Design for High Efficiency Bridgeless Interleaved Power Factor Correction.” International Journal of Energy Engineering, pp. 97-109. 2013.
- [12] M. Yilmaz and P.T. Krein. “Review of Charging Power Levels and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles”. IEEE Transactions on power electronics. Vol. 28, Issue 5, pp. 2151-2169. August, 2012.
- [13] C.T. Tsaia, T.C. Liang, Y.C. Kuo and Y.C. Luo. “An improved forward converter with PFC and ZVS features for split-phase charger applications”. Computers & Electrical Engineering, pp. 291-303. 2016.
- [14] G. Garcera, E. Figueres, M. Pascual and J.M. Benavent. “Analysis and design of a robust average current mode control loop for parallel buck DC-DC converters to reduce line and load disturbance”. IEE Proceedings - Electric Power Applications. Vol. 151, Issue 4, pp. 414-424. July 7, 2004.
- [15] R.K. Singh, N.S. Chauhan and S. Mishra. “A novel average current-mode controller based optimal battery charger for automotive applications”. International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS), Coimbatore, pp. 135-139. 2012.
- [16] R. Pandey and B. Singh. “A Power Factor Corrected Electric Vehicle Battery Charger Using Boost Converter”. 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE), JAIPUR, India, pp. 1-6. 2018.

- [17] C. Huang and H. Chiu. "A PWM Switch Model of Isolated Battery Charger in Constant-Current Mode". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 55, Issue 3, pp. 2942-2951. May-June, 2019.
- [18] D.W Hart. "Power Electronics". McGraw Hill. 2010.
- [19] R.W. Erickson and D. Maksimovic. "Steady-State Equivalent Circuit Modeling, Losses and Efficiency". De Fundamentals of Power Electronics, New York, Kluwer Academic Publishers, pp. 39-56. 2004.
- [20] O. Tremblay and L.A. Dessaint. "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications". World Electric Vehicle Journal. Vol. 3, pp. 1-10. May, 2009.
- [21] K. Zhang, Z. Shan and J. Jatskevich. "Large- and small-signal average-value modeling of dual-active-bridge DC-DC converter considering power losses". IEEE Trans. Power Electron. Vol. 32, pp. 1964-1974. 2017.
- [22] E. Figueres, J.M. Benavent, G. Garcera and M. Pascual. "A control circuit with load-current injection for single-phase power-factor-correction rectifiers". IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 54, Issue 3, pp. 1272-1281. 2007.
- [23] L.H. Dixon. "Average current mode control of switching power supplies". Unitrode Power Supply Design Seminar Manual. 1990.
- [24] C. Zhou and M. Jovanovic. "Design trade-offs in continuous current-mode controlled boost power-factor correction circuits". Proc. High-Frequency Power, pp. 209-219. 1992.
- [25] E.E. Roussineau. "Design simulation and implementation of a 500 W single-phase CCM boost PFC". IEEE Latin Amer. Trans. Vol. 14, Issue 6, pp. 2623-2630. June, 2016.
- [26] V. Blasko and V. Kaura. "A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 33, Issue 2, pp. 542-550. March-April, 1997.