

Diseño y Construcción de un Cargador Universal Portátil de Baterías con Alimentación de la Red Eléctrica o Fuente DC de 12 Voltios de un Automóvil

Edison Pico, Marco Guachamin, Leonardo Ortega, Escuela Politécnica Nacional (EPN), Quito - Ecuador

Resumen- El presente documento presenta el diseño y construcción de un módulo portátil, con una potencia aproximada de 60W para cargar baterías de Plomo, Níquel-Cadmio, Níquel-Metal hidruro, Litio-ion y Litio-polímero, alimentado por la red eléctrica o una fuente de un automóvil. El control permite adaptar los valores de voltaje y corriente a los valores requeridos por las curvas de carga de las distintas baterías, también se implementa el balanceo de carga para preservar la vida útil de las baterías de litio. Además se implementa un puerto USB para dispositivos que utilicen este conector para su cargado y también permitir la comunicación con una computadora para realizar el monitoreo de la carga y recolectar datos del proceso.

I. INTRODUCCIÓN

El avance tecnológico ha permitido reducir en gran medida el tamaño de los dispositivos electrónicos, permitiendo que estos se vuelvan inalámbricos. Lo que ha provocado un auge en el uso de baterías y se ha generado una gran variedad de estas, con diferentes materiales de fabricación, además de diversos niveles de voltaje y corriente que pueden entregar.

Los diferentes tipos de baterías recargables presentan características únicas durante su carga y descarga de energía. Cuando se requiere almacenar energía utilizan por lo general métodos de carga a voltaje constante y corriente constante para así formar la curva característica de carga [1].

En el presente trabajo muestra el diseño e implementación de un módulo portátil de una potencia aproximada de 60W para cargar baterías de plomo, níquel-cadmio, níquel-metal hidruro, litio-ion y litio-polímero; que son usadas como fuente de poder de dispositivos electrónicos. Con la posibilidad de usar como fuente de poder la red eléctrica o también una fuente dc de 12 voltios de un automóvil.

Para adaptar el voltaje y la corriente de carga requerido por las baterías [2], en el presente trabajo se ha utilizado diversas topologías como flyback [3], buck síncrono [4] y boost [5]. Además el modulo cuenta con un puerto USB como una conexión de carga para las baterías de dispositivos que puedan cargarse mediante este conector.

II. MÉTODOS DE CARGA

En esta sección se mencionan los métodos de carga que se utilizaran para los diferentes tipos de baterías.

A. Baterías de Plomo

Las celdas de estas baterías tienen un voltaje nominal de 2 V por cada una. Tienen la ventaja de ser baterías recargables de bajo costo y poseer una buena eficiencia. Pero tienen la desventaja de poseer relativamente pocos ciclos de vida y limitada capacidad de energía [1].

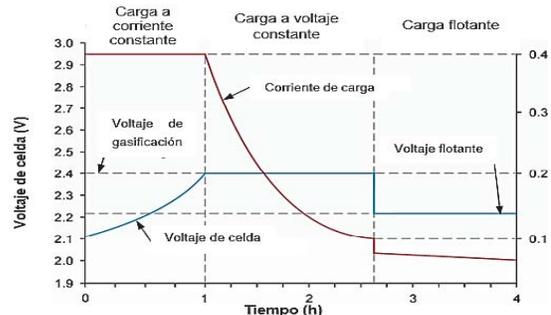


Fig. 1 Curva de carga baterías de plomo [6]

Para la carga de este tipo de baterías se lo realiza en tres pasos [1]:

- Primero se debe realizar una carga a corriente constante de entre el 16 al 25% de su corriente nominal, hasta que llega a un valor fijo de voltaje.
- Después se necesita realizar una carga a voltaje constante, normalmente 2.4 voltios por celda, hasta que la corriente disminuye a un 10% de su valor nominal.
- Para completar la carga se baja a un voltaje de flotación, 2.2 voltios por celda, hasta que la corriente baje al 20% de la corriente de carga.

B. Baterías de Níquel

Las baterías de níquel se cargan a corriente constante. Para determinar el final del proceso de carga se debe tomar en cuenta

la variación negativa de voltaje que existe cuando estas baterías alcanzan su máximo voltaje [1].

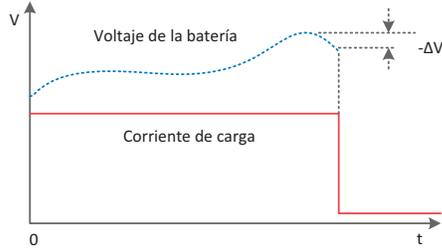


Fig. 2 Curva de carga baterías de níquel [7]

C. Baterías de Litio

La carga de las baterías de iones de litio y polímero de litio se las realiza en dos etapas. En la primera etapa se realiza una carga a corriente constante hasta que el voltaje por celda alcanza los 4.1 o 4.2 voltios. En la segunda parte se realiza la carga a voltaje constante hasta que la corriente se reduce al 5% de su valor nominal [1] [8].

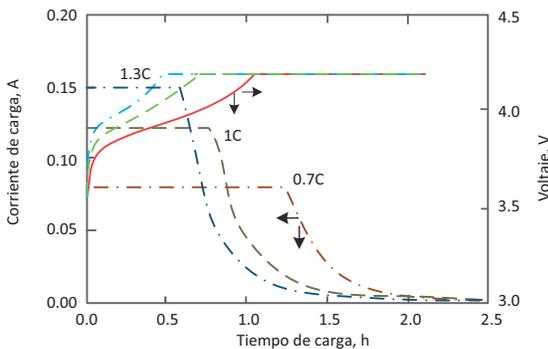


Fig. 3 Curva de carga baterías de litio [9]

D. Balanceo de Carga Baterías de Litio

No existen dos celdas idénticas, estas poseen características propias como el estado de carga, las tasas de autodescarga, la capacidad, la impedancia y temperatura, a pesar de ser del mismo modelo, del mismo fabricante y de la misma línea de producción. Un problema común para todo sistema de baterías con celdas conectadas en serie es el desbalance de estas [1].

Los voltajes de las celdas pueden ser diferentes, se encontrarán celdas con niveles de voltaje menores al resto, debido a una alta resistencia interna o una alta tasa de descarga que resulta en su menor capacidad. Esta diferencia se acentúa con los repetidos ciclos de carga y descarga. El sistema de balanceo de carga sirve para solucionar este problema y extender el tiempo de vida de la batería [8].

E. Puerto USB Dedicado a la Carga

El módulo diseñado permite la carga de dispositivos que utilicen un puerto USB, por lo que tiene implementado en él un puerto dedicado a la carga (DCP) según la “Especificación BC1.2” [10] del protocolo de carga de baterías que permite a los equipos portátiles determinar a qué tipo de puerto USB está conectado.

Para permitir al puerto USB entregar más corriente que las determinadas en los estándares habituales, se utiliza un circuito

integrado TPS2511 que permite reconocer a los dispositivos que están conectados a un DCP.

III. DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA

Para la construcción del cargador universal de baterías se toma en cuenta que este va a ser alimentado por dos fuentes diferentes, la red eléctrica y la fuente DC de un automóvil. Por lo que en el diseño del cargador se incluyen tres convertidores de voltaje diferente para obtener los voltajes de salida requeridos por las baterías. En la Fig. 4 se muestra un diagrama de bloques de las secciones principales que conforman el cargador universal de baterías.

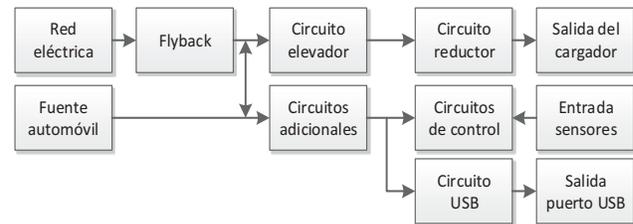


Fig. 4 Diagrama de bloques del cargador universal de baterías

El convertor flyback es utilizado para reducir el valor del voltaje rectificado cuando es conectado a la red eléctrica y obtener en su salida un voltaje fijo de 30V. El convertor boost no entra en funcionamiento con esta fuente de alimentación, solo funciona como un filtro. El convertor buck permite variar el voltaje alimentado por el flyback en el rango que requieren las baterías, este va desde los 1.5V hasta 26V; cuando el módulo es alimentado por la fuente de un automóvil, este tiene un valor aproximado de 11V, el rango de salida que podemos obtener con el buck varía desde los 1.5V hasta 10.5V. Pero debido a que las baterías que se pueden cargar por este módulo tienen voltajes que superan la fuente del automóvil se implementa también un convertor boost, que nos permite obtener rango de voltajes de salida que varía desde los 12 hasta los 26V.

A. Convertor Flyback

Como el cargador es alimentado por la red eléctrica se debió implementar un convertor flyback para reducir el voltaje rectificado a un valor más manejable para que otro convertor pueda adaptar correctamente a los valores requeridos por las baterías.

Al circuito flyback se le agrega una red snubber no disipativa para mejorar el funcionamiento del convertor como se puede observar en la fig. 5 [11].

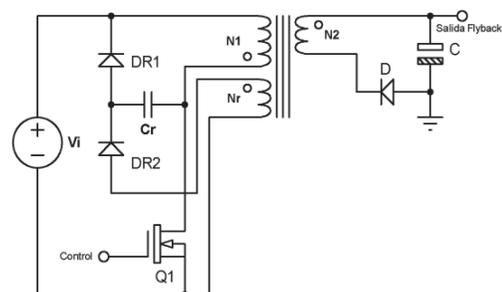


Fig. 5 Convertor flyback

B. Conversor Boost

Como el cargador también debe ser alimentado por una fuente DC de un automóvil se implementa un conversor boost, que permite adaptar el voltaje para las baterías que tengan un valor superior a la fuente del automóvil.

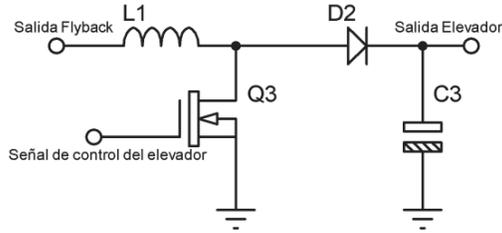


Fig. 6 Conversor Boost

C. Conversor Buck Síncrono

Para realizar la carga de los diferentes tipos de baterías y de los diferentes valores de voltaje y corriente que pueden proporcionar se implementa un conversor buck que adapte el voltaje y corriente al requerido por la batería.

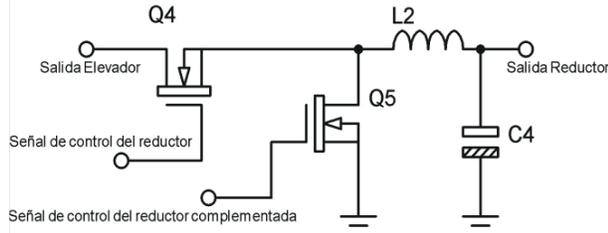


Fig. 7 Conversor Buck Síncrono

IV. MODELADO DE LOS CONVERTORES

Para realizar el diseño de los controladores se necesitó modelar de los convertidores dc-dc.

El modelado se realiza únicamente de los convertidores buck y boost, al circuito flyback no se lo modela pues de este solo se obtiene la salida fija de 30 voltios con ayuda de un controlador comercial.

A. Estado de espacios promediado

El modelado de los convertidores se realiza por el método de estado de espacios promediado. Este método permite linealizar el sistema y obtener su función de transferencia [12].

En este método se realiza el análisis del conversor durante sus intervalos de funcionamiento, para reducir sus ecuaciones a un sistema lineal y obtener el modelo promediado [13].

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + B'u'(t), \\ y(t) &= Cx(t) + E'u'(t). \end{aligned} \quad (1)$$

Donde A, B', C y E' son las matrices promediadas del sistema sobre un periodo T (2), d es el ciclo de trabajo y u'(t) son las variables de entrada.

$$\begin{aligned} A &= A_1d + A_2(1 - d), \\ B' &= B_1d + B_2(1 - d), \end{aligned} \quad (2)$$

$$C = C_1d + C_2(1 - d),$$

$$E' = E_1d + E_2(1 - d).$$

Para continuar el análisis, se introduce una perturbación en pequeña señal compuesta de un valor DC y una pequeña perturbación superpuesta a ese valor, dada por [13]:

$$\begin{aligned} x &= X + \hat{x}, \\ y &= Y + \hat{y}, \\ u' &= U' + \hat{u}', \\ d &= D + \hat{d}. \end{aligned} \quad (3)$$

Reemplazando (3) en (1) y (2) y reordenando los términos se obtiene (4), donde en las matrices A, B', C Y E' se ha considerado el punto de trabajo con d=D.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}}{dt} &= \underbrace{(AX + B'U')}_{ac} + \\ &\underbrace{[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U']}_{ac} \hat{d} \\ &+ \underbrace{[(A_1 - A_2)\hat{x} + (B_1 - B_2)\hat{u}']}_{no\ lineal} \hat{d} \\ Y + \hat{y} &= \underbrace{(CX + E'U')}_{ac} + \\ &\underbrace{[(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U']}_{ac} \hat{d} \\ &+ \underbrace{[(C_1 - C_2)\hat{x} + (E_1 - E_2)\hat{u}']}_{no\ lineal} \hat{d} \end{aligned} \quad (4)$$

Los términos no lineales están formados por la multiplicación de las pequeñas perturbaciones, por lo que sus valores son mucho más pequeños y se pueden despreciar [13]. Para el modelo final se debe separar las partes de estado estable de los dinámicos.

Modelo en estado estable:

$$\begin{aligned} X &= -A^{-1}BU, \\ Y &= [C(-A^{-1}B) + E]U. \end{aligned} \quad (5)$$

Modelo dinámico:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= A\hat{x}(t) + B'\hat{u}'(t) \\ &+ [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U']\hat{d}(t), \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t) + E'\hat{u}'(t) \\ &+ [(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U']\hat{d}(t). \end{aligned} \quad (6)$$

Las cantidades $\hat{x}(t)$, $\hat{u}'(t)$, $\hat{y}(t)$ y $\hat{d}(t)$ son las pequeñas variaciones ac alrededor del punto de equilibrio en la solución.

A partir de (6) y para mantener en todo momento la forma de variables en espacio de estado (1) se redefinen las matrices B, E (8) y la matriz de entrada u(t), está ultima formada por las variables de entrada u'(t) y el ciclo de trabajo (7).

$$u(t) = \begin{bmatrix} u'(t) \\ d(t) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

$$B = [B_1 d + B_2(1-d)]\hat{u}'(t) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U']\hat{d}, \quad (8)$$

$$E = [E_1 d + E_2(1-d)]\hat{u}'(t) + [(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U']\hat{d}(t).$$

Tomando el estado inicial de las variables de estado con cero. Se aplica la transformada de Laplace y se despeja la ecuación (1), donde se tiene:

$$\hat{x}(s) = (sI - A)^{-1}B\hat{u}(s), \quad (9)$$

$$\hat{y}(s) = C\hat{x}(s) + E\hat{u}(s). \quad (10)$$

De estas ecuaciones se pueden obtener las diferentes funciones de transferencia del sistema.

B. Modelado del Convertor Buck

Este convertor va a trabajar en modo de conducción continua, por lo que tiene dos intervalos de funcionamiento que dependen de la conmutación de los semiconductores [14].

El circuito equivalente, cuando el interruptor Q1 está activado y Q2 está desactivado es:

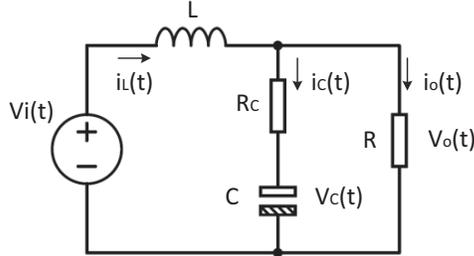


Fig. 8 Circuito equivalente del convertor durante Ton

Con el voltaje del capacitor y la corriente en la inductancia como variables de estado, $v_i(t)$ como señal de entrada y como señales de salida el voltaje y la corriente de la carga v_o e i_o . Colocando las ecuaciones en una matriz se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R \cdot R_C}{L(R + R_C)} & \frac{-R}{L(R + R_C)} \\ \frac{R}{C(R + R_C)} & \frac{-1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_i(t), \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot R_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \\ \frac{R_C}{R + R_C} & \frac{1}{R + R_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_i(t). \quad (12)$$

Y el sistema de espacio de estado es:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1(t), \quad (13)$$

$$y(t) = C_1 x(t) + E_1(t).$$

El circuito equivalente durante el tiempo cuando el interruptor Q1 está apagado y el interruptor Q2 está activado se muestra en la Fig. 9, este intervalo de tiempo es llamado Toff.

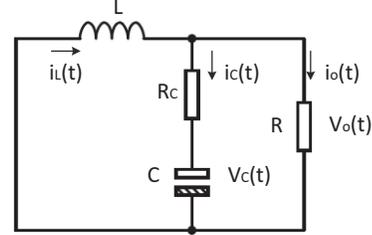


Fig. 9 Circuito equivalente durante Toff

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R \cdot R_C}{L(R + R_C)} & \frac{-R}{L(R + R_C)} \\ \frac{R}{C(R + R_C)} & \frac{-1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i(t), \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot R_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \\ \frac{R_C}{R + R_C} & \frac{1}{R + R_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i(t). \quad (15)$$

Como el sistema de espacio de estado es:

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= A_2 x(t) + B_2(t), \\ y(t) &= C_2 x(t) + E_2(t) \end{aligned} \quad (16)$$

1) Aproximación a sistema lineal invariante

El método de espacio de estados promediado se utiliza para aproximar al convertor buck que es un sistema variante en el tiempo a un sistema lineal invariante en el tiempo [14].

Utilizando (2) y (8) se obtienen las siguientes matrices:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R \cdot R_C}{L(R + R_C)} & \frac{-R}{L(R + R_C)} \\ \frac{R}{C(R + R_C)} & \frac{-1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$B = \begin{bmatrix} D \frac{1}{L} & \frac{V_i}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot R_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \\ \frac{R_C}{R + R_C} & \frac{1}{R + R_C} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (20)$$

2) Modelo en estado estable

Las ecuaciones de equilibrio estado estacionario del convertor buck se pueden definir como:

$$0 = \begin{bmatrix} -\frac{R.R_C}{R+R_C} & -\frac{R}{R+R_C} \\ \frac{R}{R+R_C} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} V_o \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R.R_C}{R+R_C} & \frac{R}{R+R_C} \\ \frac{R_C}{R+R_C} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i. \quad (22)$$

Resolviendo las matrices mediante la ecuación (5) se obtiene:

$$V_C = RI_L, \quad (23)$$

y,

$$\frac{V_o}{V_i} = D. \quad (24)$$

3) Modelo ac en pequeña señal

El modelo en pequeña señal permite aproximar mediante ecuaciones lineales el funcionamiento de dispositivos no lineales.

De (1) el modelo ac en pequeña señal se reduce a:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R.R_C}{L(R+R_C)} & -\frac{R}{L(R+R_C)} \\ \frac{R}{C(R+R_C)} & -\frac{1}{C(R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D\frac{1}{L} & \frac{V_i}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_i(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_o(t) \\ \hat{i}_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R.R_C}{R+R_C} & \frac{R}{R+R_C} \\ \frac{R_C}{R+R_C} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_i(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix}$$

Expandiendo la primera ecuación de (26) se tiene:

$$\hat{x}(s) = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C(R+R_C)} & -\frac{R}{L(R+R_C)} \\ \frac{R}{C(R+R_C)} & s + \frac{R.R_C}{L(R+R_C)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} D\frac{1}{L} & \frac{V_i}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{u}(s).$$

Con:

$$\Delta = 1 + \left(\frac{L}{R} + CR_C\right)s + LCs^2.$$

Reemplazando en (10) se tiene:

$$\hat{y}(s) = \begin{bmatrix} \frac{R.R_C}{R+R_C} & \frac{R}{R+R_C} \\ \frac{R_C}{R+R_C} & 1 \end{bmatrix} \hat{x}(s). \quad (27)$$

De estas ecuaciones se obtienen las funciones de transferencia del voltaje y la corriente de salida con respecto al ciclo de trabajo. Para esto se considera cero las variaciones en el voltaje de entrada:

$$G_d(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)}, \text{ con } \hat{v}_i(s) = 0$$

$$G_d(s) = V_i \left[\frac{1 + sCR_C}{1 + s\left[\frac{L}{R} + CR_C\right] + s^2LC\left[\frac{R+R_C}{R}\right]} \right]. \quad (28)$$

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}(s)}, \text{ con } \hat{v}_i(s) = 0$$

$$G_i(s) = \frac{V_i}{R} \left[\frac{1 + sCR_C}{1 + s\left[\frac{L}{R} + CR_C\right] + s^2LC\left[\frac{R+R_C}{R}\right]} \right]. \quad (29)$$

C. Modelado Conversor Boost

Este conversor es utilizado para obtener voltajes mayores a los de la fuente del automóvil, pero se debe tener control del voltaje y la corriente a la salida. Se comienza con el modelado del conversor para obtener las funciones de transferencia y poder diseñar el controlador [15] [16].

Para iniciar el análisis de describe los intervalos de funcionamiento. Como el conversor va a trabajar en modo de conducción continua, este tendrá dos intervalos de funcionamiento a ser considerados. El modelo será casi ideal solo se toma en cuenta la resistencia ESR del capacitor. El circuito equivalente, como se muestra en la Fig. 10, cuando el semiconductor está activado y el diodo está polarizado inversamente es:

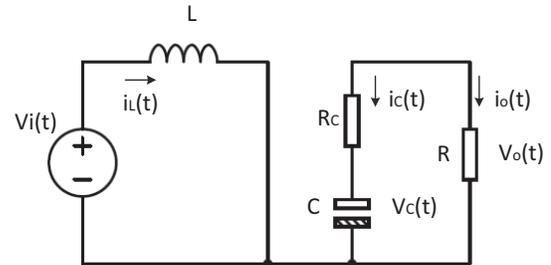


Fig. 10 Circuito equivalente durante Ton

Las ecuaciones en forma de matriz del conversor elevador durante el primer subintervalo de tiempo son:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R.R_C}{L(R+R_C)} & -\frac{R}{L(R+R_C)} \\ \frac{R}{C(R+R_C)} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_i(t), \quad (30)$$

$$\begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot R_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \\ \frac{R_C}{R + R_C} & \frac{1}{R + R_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_i(t). \quad (31)$$

El circuito equivalente durante Toff, donde el semiconductor está desactivado y el diodo conduce, se muestra en la Fig. 11.

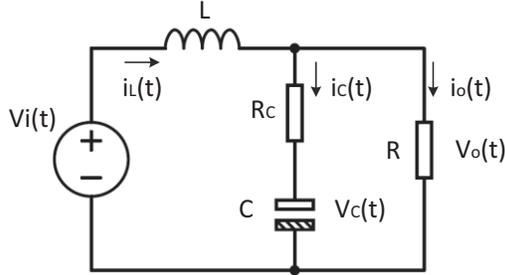


Fig. 11 Circuito equivalente durante Toff.

Las ecuaciones en forma de matriz del convertidor elevador durante el segundo intervalo de tiempo son:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R \cdot R_C}{L(R + R_C)} & \frac{-R}{L(R + R_C)} \\ \frac{R_C}{C(R + R_C)} & \frac{-1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{L} v_i(t), \quad (32)$$

$$\begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot R_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \\ \frac{R_C}{R + R_C} & \frac{1}{R + R_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_i(t). \quad (33)$$

1) Aproximación a un sistema lineal invariante

Uniendo las ecuaciones de los dos intervalos se obtienen las siguientes matrices [15] [16]:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{(1-D)R \cdot R_C}{L(R + R_C)} & \frac{(1-D)R}{L(R + R_C)} \\ \frac{(1-D)R_C}{C(R + R_C)} & \frac{1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{V_i}{L(1-D)} \\ 0 & \frac{V_i}{L(1-D)((1-D)R + R_C)} \end{bmatrix}, \quad (35)$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{(1-D)R \cdot R_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \\ \frac{(1-D)R_C}{R + R_C} & \frac{1}{R + R_C} \end{bmatrix}, \quad (36)$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{V_i}{L(1-D)((1-D)R + R_C)} \\ 0 & -\frac{V_i}{RL(1-D)((1-D)R + R_C)} \end{bmatrix}. \quad (37)$$

2) Modelo en estado estable

Las ecuaciones de equilibrio en estado estacionario del convertidor boost se pueden definir como:

$$V_o = \frac{(1-D)R R_C}{R + R_C} I_L - \frac{R}{R + R_C} V_C, \quad (38)$$

$$I_o = \frac{(1-D)R_C}{R + R_C} I_L - \frac{1}{R + R_C} V_C. \quad (39)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \frac{R}{R + R_C} D}. \quad (40)$$

3) Modelo ac en pequeña señal

Usando las matrices (33), (34), (35) y (36) en (1) se obtiene el modelo ac en pequeña señal.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(1-D)R \cdot R_C}{L(R + R_C)} & \frac{-(1-D)R}{L(R + R_C)} \\ \frac{(1-D)R_C}{C(R + R_C)} & \frac{-1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{V_i}{L(1-D)} \\ 0 & -\frac{V_i}{L(1-D)((1-D)R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_i(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \quad (41)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_o(t) \\ \hat{i}_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(1-D)R \cdot R_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \\ \frac{(1-D)R_C}{R + R_C} & \frac{1}{R + R_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{V_i}{L(1-D)((1-D)R + R_C)} \\ 0 & -\frac{V_i}{RL(1-D)((1-D)R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_i(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix}. \quad (42)$$

Aplicando la transformada de Laplace y usando las ecuaciones de (9), se obtiene las funciones de transferencia:

$$\hat{x}(s) = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C(R + R_C)} & -\frac{(1-D)R}{L(R + R_C)} \\ \frac{(1-D)R_C}{C(R + R_C)} & s + \frac{(1-D)R \cdot R_C}{L(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{V_i}{L(1-D)} \\ 0 & -\frac{V_i}{L(1-D)((1-D)R + R_C)} \end{bmatrix} \hat{u}(s).$$

Con:

$$\Delta = \frac{(1-D)R((1-D)R + R_C)}{R + R_C} + (L + C(1-D)RR_C)s + LC(R + R_C)s^2$$

Reemplazando en (10) se tiene:

$$\hat{y}(s) = \begin{pmatrix} \frac{(1-D)R.R_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \\ \frac{(1-D)R_C}{R + R_C} & \frac{1}{R + R_C} \end{pmatrix} \hat{x}(s) \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & \frac{V_i}{L(1-D)} \\ 0 & -\frac{V_i}{L(1-D)((1-D)R + R_C)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\frac{V_i}{L(1-D)((1-D)R + R_C)} \\ 0 & -\frac{V_i}{RL(1-D)((1-D)R + R_C)} \end{pmatrix} \hat{u}(s). \quad (43)$$

De esta ecuación se pueden obtener las funciones de transferencia del voltaje y la corriente de salida con respecto al ciclo de trabajo. Para esto se reduce a cero las variaciones en el voltaje de entrada:

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)}, \text{ con } \hat{v}_i(s) = 0,$$

$$G_v(s) = \frac{1}{\Delta} \left[\frac{V_i}{(1-D)((1-D)R + R_C)} (R^2(1-D)^2 - s(R + R_C)L) \right], \quad (44)$$

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}(s)}, \text{ con } \hat{v}_i(s) = 0,$$

$$G_i(s) = \frac{1}{\Delta} \left[\frac{V_i}{(1-D)R((1-D)R + R_C)} (R^2(1-D)^2 - s(R + R_C)L) \right]. \quad (45)$$

V. DISEÑO DE LOS CONTROLADORES

En la Fig. 12 se observa el diagrama de bloques del sistema de control. Se observa que se desea controlar el voltaje o la corriente de salida con la variación del ciclo de trabajo, por lo que se diseñó los controladores utilizando el modelo del convertor, y se realimentan las variables de salida.

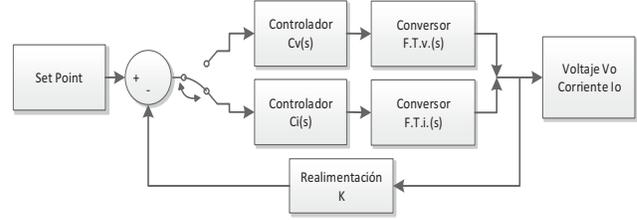


Fig. 12 Diagrama de bloques del sistema de control

Se discretiza el sistema con un tiempo de muestreo de 100us debido al tiempo que le toma al microcontrolador en adquirir los datos de los sensores, realizar los cálculos de acondicionamiento y procesamiento para el controlador, además de actualizar la relación de trabajo.

Debido a que el proceso de cargado de las baterías es lento y se desea reducir el error en estado estable se optó por un sistema de control PI. Para el diseño del controlador se lo realiza con ayuda de la herramienta SISOTOOL de MATLAB, para alcanzar un $M_p \leq 30\%$ y un $T_s \leq 0.03s$ para voltaje y un $M_p \leq 15\%$ y un $T_s \leq 0.1s$ para la corriente, esto se lo realiza con ayuda del método de Ziegler-Nichols [17].

A. Convertor Buck

En la Tabla 1 se presentan los valores de los elementos utilizados en el convertor buck.

Tabla 1 Valores de los parámetros del convertor buck

Parámetro	Valor
L	200 (uH)
C	2200 (uF)
R_C	0.023 (Ω)
V_{i1}	30 (V)
R_{1max}	11.267 (Ω)
V_{i2}	11 (V)
R_{2max}	2.1 (Ω)
R_{min}	0.375 (Ω)

1) Controlador de voltaje

Con fuente de alimentación de la red eléctrica, para la salida máxima de voltaje se tiene:

$$G_{v_{max1}}(s) = 30 \left[\frac{1 + 5.06 \times 10^{-5}s}{1 + 6.835 \times 10^{-5}s + 4.409 \times 10^{-7}s^2} \right] \quad (46)$$

Para la salida mínima de voltaje:

$$G_{v_{min1}}(s) = 30 \left[\frac{1 + 5.06 \times 10^{-5}s}{1 + 5.839 \times 10^{-5}s + 4.669 \times 10^{-7}s^2} \right] \quad (47)$$

Teniendo la fuente de alimentación del automóvil, la función de transferencia para la salida de voltaje máxima es:

$$G_{v_{max2}}(s) = 11 \left[\frac{1 + 5.06 \times 10^{-5}s}{1 + 1.458 \times 10^{-4}s + 4.409 \times 10^{-7}s^2} \right] \quad (48)$$

Para la salida mínima de voltaje:

$$G_{v_{min2}}(s) = 11 \left[\frac{1 + 5.06 \times 10^{-5}s}{1 + 5.839 \times 10^{-5}s + 4.669 \times 10^{-7}s^2} \right] \quad (49)$$

Con la herramienta SISOTOOL se diseña el controlador, se ajusta y se comprueba su funcionamiento en todos los casos.

En (50) se presenta el controlador en el dominio de s y en (51) su equivalente discretizado.

$$G_{c_V}(s) = 0.195 \left(\frac{s + 512.8}{s} \right) \quad (50)$$

$$G_{c_V}(z) = 0.2 \left(\frac{z - 0.95}{z - 1} \right) \quad (51)$$

En la Fig. 13 se muestran las gráficas ante una entrada paso de las funciones de transferencia de corriente realimentadas aplicando el controlador diseñado y se verifica que se cumplen las condiciones de M_p y t_s en todos los casos.

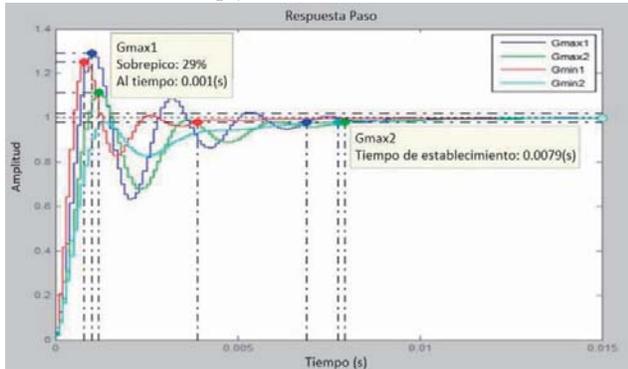


Fig. 13 Gráficas para el voltaje del convertor buck controlado

2) Controlador de corriente

Para la salida máxima de corriente cuando se tiene como fuente de alimentación a la red eléctrica:

$$G_{i_{max}}(s) = 80 \left[\frac{1 + 5.06 \times 10^{-5}s}{1 + 5.839 \times 10^{-5}s + 4.669 \times 10^{-7}s^2} \right] \quad (52)$$

Para la mínima salida de corriente:

$$G_{i_{min}}(s) = 2.663 \left[\frac{1 + 5.06 \times 10^{-5}s}{1 + 6.835 \times 10^{-5}s + 4.448 \times 10^{-7}s^2} \right] \quad (53)$$

Cuando el convertor es alimentado por la fuente de un automóvil, la función para la máxima salida de corriente:

$$G_{i_{max}}(s) = 29.33 \left[\frac{1 + 5.06 \times 10^{-5}s}{1 + 5.839 \times 10^{-5}s + 4.669 \times 10^{-7}s^2} \right] \quad (54)$$

Para la mínima salida de corriente:

$$G_{i_{min}}(s) = 5.238 \left[\frac{1 + 5.06 \times 10^{-5}s}{1 + 1.458 \times 10^{-4}s + 4.448 \times 10^{-7}s^2} \right] \quad (55)$$

En (56) se presenta el controlador en el dominio de s y en (57) su equivalente discretizado

$$G_{c_i}(s) = 0.06665 \left(\frac{s + 222.4}{s} \right) \quad (56)$$

$$G_{c_i}(z) = 0.0674 \left(\frac{z - 0.978}{z - 1} \right) \quad (57)$$

En la Fig. 14 se muestran las gráficas ante una entrada paso de las funciones de transferencia de corriente realimentadas aplicando el controlador diseñado y se verifica que se cumplen las condiciones de M_p y t_s en todos los casos.

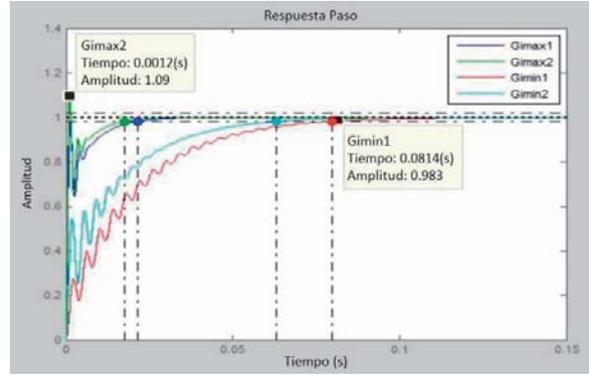


Fig. 14 Gráficas para la corriente del convertor buck controlado

Para el diseño del controlador utiliza la herramienta SISOTOOL de MATLAB, y se comprobó el funcionamiento de este en los dos extremos de los voltajes y corrientes de salida para cada fuente de alimentación al convertor.

En la Tabla 2 se presentan los valores de los elementos utilizados en el convertor buck.

Tabla 2 Valores de los parámetros del convertor boost

Parámetro	Valor
L	26.5 (uH)
C	470 (uF)
R_c	0.043 (Ω)
V_i	12 (V)
R_{max}	11.267 (Ω)
R_{min}	2.4 (Ω)
D_{max}	0.538
D_{min}	0.083

3) Controlador de voltaje

En la Tabla 2 se encuentran los valores de los parámetros del convertor boost diseñado, para reemplazar estos valores y obtener las funciones de transferencia.

Para la salida de voltaje máxima:

$$G_{v_{max}}(s) = \left[\frac{4.949(27.096 - 2.997 \times 10^{-4}s)}{2.416 + 1.317 \times 10^{-4}s + 1.409 \times 10^{-7}s^2} \right] \quad (58)$$

Para la salida mínima de voltaje:

$$G_{v_{min}}(s) = \left[\frac{5.832(4.843 - 6.474 \times 10^{-5}s)}{2.021 + 7.098 \times 10^{-5}s + 3.043 \times 10^{-8}s^2} \right] \quad (59)$$

El controlador que resulta del diseño en SISOTOOL se lo ajusta y se comprueba su funcionamiento en todas las funciones de transferencia para verificar su operación en todos los casos.

En (60) se presenta el controlador en el dominio de s y en (61) su equivalente discretizado

$$G_{c_V}(s) = 0.0094315 \left(\frac{s + 954.2}{s} \right) \quad (60)$$

$$G_{c_V}(z) = 0.009882 \left(\frac{z - 0.909}{z - 1} \right) \quad (61)$$

En la Fig. 15 se muestran las gráficas ante una entrada paso de las funciones de transferencia de corriente realimentadas aplicando el controlador diseñado y se verifica que se cumplen

las condiciones de M_p y t_s en todos los casos.

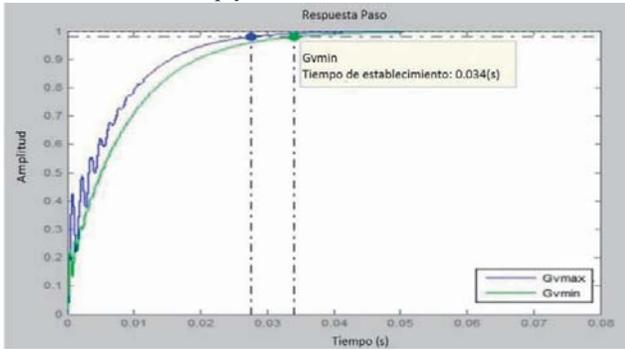


Fig. 15 Gráficas para el voltaje del convertor boost controlado

4) Controlador de corriente

Para la salida máxima de corriente cuando se tiene como fuente de alimentación a la red eléctrica:

$$G_{i_{max}}(s) = \left[\frac{2.43(4.843 - 6.474 \times 10^{-5}s)}{0.842 + 7.098 \times 10^{-5}s + 3.043 \times 10^{-8}s^2} \right] \quad (62)$$

Para la mínima salida de corriente:

$$G_{i_{min}}(s) = \left[\frac{0.439(27.096 - 2.997 \times 10^{-4}s)}{0.214 + 1.317 \times 10^{-4}s + 1.409 \times 10^{-7}s^2} \right] \quad (63)$$

En (64) se presenta el controlador en el dominio de s y en (65) su equivalente discretizado.

$$G_{C_V}(s) = 0.03064 \left(\frac{s + 512.8}{s} \right) \quad (64)$$

$$G_{C_i}(z) = 0.0314 \left(\frac{z - 0.95}{z - 1} \right) \quad (65)$$

En la Fig. 16 se muestran las gráficas ante una entrada paso de las funciones de transferencia de corriente realimentadas aplicando el controlador diseñado y se verifica que se cumplen las condiciones de M_p y t_s en todos los casos.

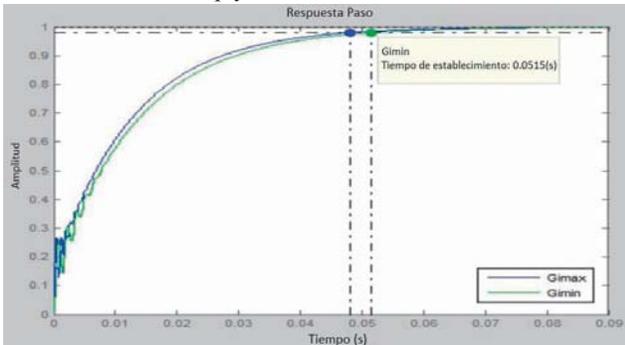


Fig. 16 Gráficas para la corriente del convertor boost controlado

VI. PRUEBAS Y RESULTADOS

Al final de la construcción del prototipo se aprecia unas medidas físicas aproximadas de 23 cm de largo, 12 cm de ancho y 7 cm de alto, consta de 4 botones y un LCD de 16x2, puede ser alimentado con la red eléctrica de 110 voltios AC o una fuente de 12 voltios DC de un automóvil, carga baterías de Ni-Cd, Ni-MH, Pb, Li-ion y Lipo con un máximo de potencia de 60 vatios y consta de un puerto USB para la comunicación con el computador o el cargado de dispositivos que utilizan este

puerto con un máximo de corriente de carga de 1.5 amperios.

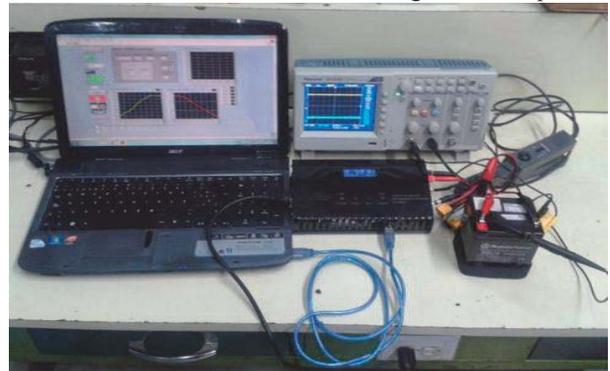


Fig. 17 Prueba del prototipo con el cargado de la batería de Pb

En la Fig. 17 se puede observar que el prototipo se encuentra conectado a la red eléctrica y está en un proceso de carga de la batería de Pb con características nominales de 12 voltios y 4 amperios, también se ve las medidas de voltaje y corriente en el osciloscopio y el monitoreo de la batería en el computador por medio del cable USB.

Para las pruebas de carga, se utilizaron cuatro tipos de baterías que son: Pb, Ni-Mh, Li-ion y Lipo. Estas pruebas fueron realizadas con la alimentación de la red eléctrica de 110 voltios alternos y la fuente de automóvil de 12 voltios continuos. Las baterías se descargaron aproximadamente hasta el valor mínimo permitido de cada batería y los datos adquiridos fueron tomados cada minuto por medio de una interfaz gráfica desarrollada en el presente trabajo.

Para comprobar el balanceo de carga de las baterías de Litio se utilizó una batería de Li-ion de 6 celdas con carga casi completa, los datos adquiridos fueron tomados cada 5 minutos.

A. Baterías de Plomo

La batería de plomo utilizada tiene un voltaje nominal de 12 voltios y corriente de 4 amperios, su carga inicia con una medida de voltaje en la batería de 11.3 voltios.

Los resultados de carga obtenidos con la fuente de automóvil y la red eléctrica presentan formas similares en las curvas de carga, como se puede observar en las figuras 16 y 17, el proceso se divide en tres partes. La primera parte dura 47 minutos aproximadamente se tiene carga a corriente constante de 1 amperio y se aprecia que el voltaje crece en forma exponencial hasta el valor de 14.4 voltios.

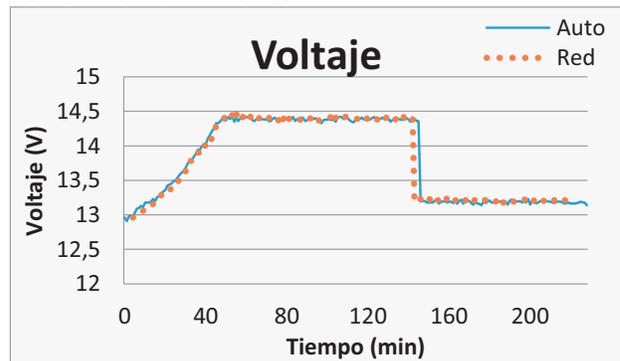


Fig. 16 Curva de carga de voltaje de la batería de Pb con fuente de un automóvil (línea continua) y red eléctrica (puntos).

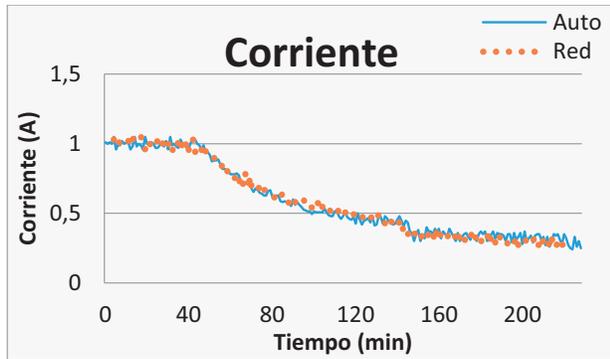


Fig. 17 Curva de carga de corriente de la batería de Pb con fuente de un automóvil (línea continua) y red eléctrica (puntos).

En la segunda parte que dura 100 minutos aproximadamente se tiene carga a voltaje constante de 14.4 voltios. Se aprecia que la corriente decrece en forma exponencial hasta el valor de 0.4 amperios.

Por último se tiene carga a voltaje constante de 13.2 voltios que dura 78 minutos aproximadamente, en esta sección se aplica el voltaje de mantenimiento y la corriente decrece de forma más lenta hasta el punto mínimo de corriente de carga de 0.2 amperios donde termina el proceso.

B. Baterías de Níquel

La batería de Ni-Mh utilizada tiene un voltaje nominal de 4.8 voltios y corriente de 2 amperios, su carga inicia con una medida de voltaje en la batería de 4.5 voltios.

Los resultados de carga obtenidos con la fuente de automóvil y la red eléctrica presentan formas similares en las curvas de carga, esto se puede observar en las figuras 18 y 19, la batería es cargada solamente a corriente constante de 2 amperios durante 74 minutos aproximadamente el voltaje crece lentamente hasta un voltaje máximo de 6 voltios. Después que la batería alcanza su máximo valor de voltaje se observa que este comienza a disminuir provocando una variación negativa de voltaje de un 3 por ciento con respecto al voltaje nominal, con esto se indica el final del proceso de carga de la batería.

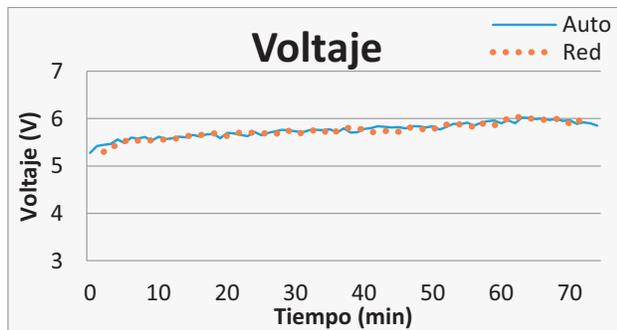


Fig. 18 Curva de carga de voltaje de la batería de Ni con fuente de un automóvil (línea continua) y red eléctrica (puntos).

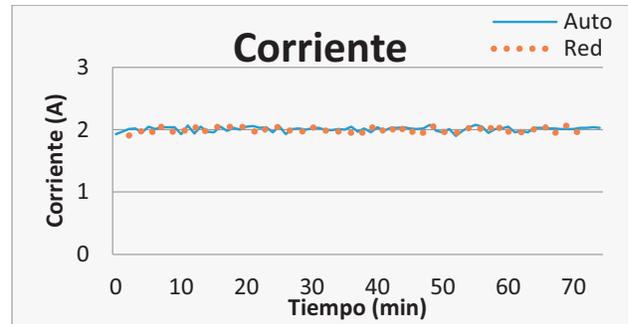


Fig. 19 Curva de carga de corriente de la batería de Ni con fuente de un automóvil (línea continua) y red eléctrica (puntos).

C. Baterías de Litio

La batería de Lipo utilizada tiene un voltaje nominal de 11.1 voltios y corriente de 4.7 amperios, cuando empieza el proceso de cargado la batería presenta un voltaje de 9.5 voltios.

Los resultados de carga obtenidos con la fuente de automóvil y la red eléctrica se presentan en las figuras 16 y 17, se observa que estas curvas de cargas tienen forma similar. El proceso de carga se divide en dos partes. En la primera que dura 53 minutos aproximadamente se tiene carga a corriente constante de 4.7 amperios y se aprecia que el voltaje crece en forma exponencial hasta el valor de 12.6 voltios.

En la segunda parte que dura 41 minutos aproximadamente se tiene una carga a un voltaje constante de 12.6 voltios. Durante esta parte se puede apreciar además que la corriente decrece en forma exponencial hasta el 5 por ciento de la corriente nominal, con lo que finaliza el proceso.

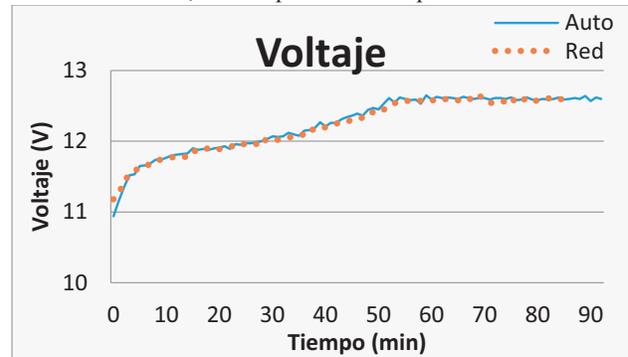


Fig. 20 Curva de carga de voltaje de la batería de Lipo con fuente de un automóvil (línea continua) y red eléctrica (puntos).

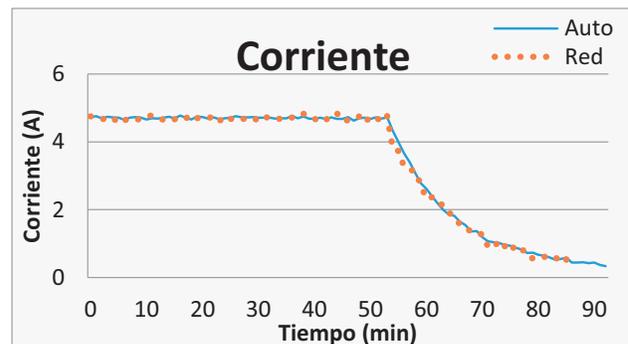


Fig. 21 Curva de carga de corriente de la batería de Lipo con fuente de un automóvil (línea continua) y red eléctrica (puntos).

D. *Balancedor*

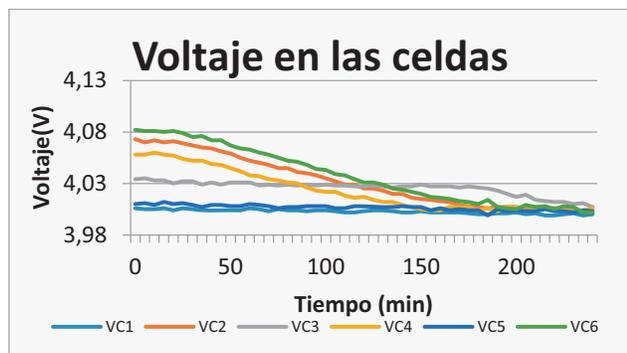


Fig. 22 Curvas de voltaje de celda durante el balanceo.

La batería utilizada para el balanceo de carga es de iones de litio con voltaje nominal de 21.6 voltios y corriente de 2.4 amperios. Antes del balanceo la batería mide 24.2 voltios. El voltaje de las celdas antes del balanceo de carga es de: 4.006 voltios para VC1, 4.073 voltios para VC2, 4.034 voltios para VC3, 4.058 voltios para VC4, 4.01 voltios para VC5 y 4.082 voltios para VC6. El proceso se puede apreciar en la figura 22 y dura 240 minutos con un voltaje final promedio de las celdas de 4.004 voltios.

Como el proceso de balanceo es por medio de una descarga resistiva, luego del balanceo de carga, entra en proceso de carga a voltaje constante, este dura 30 minutos.

VII. CONCLUSIONES

Los métodos de carga implementados en el prototipo se basan en el cargado a corriente constante y voltaje constante, con estos principios se forman las curvas características de carga y para terminar el proceso se define el final de carga adecuado de cada tipo de batería, para así ayudar a preservar la vida útil de la batería.

A partir del modelado dinámico de los convertidores estáticos de potencia se obtiene las funciones de transferencia que relacionan el voltaje y la corriente de salida de estos con sus respectivos ciclos de trabajo, para diseñar los controladores que permitan cumplir las curvas características de las diferentes etapas del proceso de carga de las baterías. Se ha verificado la robustez de los controladores, ya que los convertidores son sometidos a diferentes tipos de cargas (diferentes tipos de baterías).

El funcionamiento del prototipo al ser alimentado por diferentes fuentes de poder fue satisfactoriamente verificado; pues los resultados al ser alimentado por la red eléctrica con respecto a los que se obtienen al ser alimentado por la fuente de un automóvil son muy similares como se pudo observar en las pruebas y resultados.

REFERENCIAS

[1] MCGRAW-HILL HANDBOOKS, Handbook of batteries, 3rd ed., DAVID LINDEN and THOMAS B. REDDY, Eds. New York: McGraw-Hill, 2002, ch. 23, 28, 35, pp. 23.1-23.3, 23.70-23.75, 28.1-28.21, 28.25-28.27, 35.76, 35.72, 35.76.
 [2] Martín Pantaleo, "Conceptos sobre Fuentes Conmutadas," Universidad Nacional de La Plata, La Plata, Monografía 2007.

[3] Allan A. Silva. (2013, Enero) Infineon. [Online]. <http://www.mouser.com/pdfdocs/2-8.pdf>.
 [4] Jens Ejyry. (2013, Enero) Mouser. [Online]. <http://www.mouser.com/pdfdocs/BuckConverterDesignNote.pdf>.
 [5] Texas Instruments Incorporated. (2014, Enero) Texas Instruments. [Online]. <http://www.ti.com/lit/an/slva372c/slva372c.pdf>.
 [6] Festo Didactic GmbH & Co. KG., Lead-Acid Batteries Courseware Sample. Quebec, Canada: Festo Didactic, Diciembre 2014. [Online]. https://www.labvolt.com/downloads/86351_f0.pdf.
 [7] Isidor Buchmann. (2015) Battery University. [Online]. http://batteryuniversity.com/learn/article/nickel_based_batteries.
 [8] Matsushita Battery Industrial Co., Ltd., Panasonic Nickel Cadmium Batteries Technical Handbook. Seacaucus, New York, Estados Unidos de América, 2002.
 [9] HARDING ENERGY INC., Battery Technology Handbook. Norton Shores, Michigan, Estados Unidos de América, Enero 2004.
 [10] Texas Instruments Incorporated. (2013) Mouser. [Online]. <http://www.mouser.com/ds/2/405/tps2511-454776.pdf>.
 [11] Liao Chin-Sheng and Smedley M. Keyue, "Design of High Efficiency Flyback Converter with Energy Regenerative Snubber," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008, pp. 796-795.
 [12] W.M. Moussa and J.E. Morris, "Comparison between state space averaging and PWM switch for switch mode power supply analysis," in Southern Tier Technical Conference, 1990., Proceedings of the 1990 IEEE, Binghamton, NY, 1990, pp. 15-21.
 [13] R Middlebrook, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages," in Power Electronics Specialists Conference, 1976 IEEE, Cleveland, OH, 1976, pp. 18-34.
 [14] Saurabh Kasat. (2004, Diciembre) Shareok. [Online]. https://shareok.org/bitstream/handle/11244/10225/Kasat_okstate_0664M_1179.pdf.
 [15] M. Sai Krishna Reddy, M. Uthra Ch. Kalyani, and D. Elangova, "A Small Signal Analysis of DC-DC Boost Converter," in Indian Journal of Science and Technology, 2015, pp. 1-6.
 [16] Mohammad Reza Modabbernia, Ali Reza Sahab, Mohammad Taghy Mirzaee, and Kazem Ghorbany, "The State Space Average Model of Boost Switching Regulator Including All of the System Uncertainties," in Advanced Materials Research Vols. 403-408, Switzerland, 2011, pp. 3476-3483.
 [17] Álamo Cantarero Teodoro. (2001, Enero) Universidad de Sevilla. [Online]. http://www.esi2.us.es/~alamo/Archivos/Certificaciones/Sec_9_Otras_Publicaciones/Docente/AlamoPIDTotal.pdf



Edison Pico Aguilar, Nació el 5 de Febrero de 1990, en la ciudad Puyo en la provincia de Pastaza. Realizó sus estudios secundarios en la Unidad Educativa San Vicente Ferrer en la ciudad de Puyo obteniendo el título de bachiller en Ciencias con Especialización Físico Matemáticas. Es estudiante de la Escuela Politécnica Nacional en la carrera de Ingeniería Electrónica y Control.

Actualmente se encuentra concluyendo el desarrollo de su proyecto de titulación. Áreas de Interés: Automatización y Control para Equipos mediante Microcontroladores, y Programación de PLC`s.



Marco V. Guachamin, Nació en Quito el 4 de agosto de 1987. Realizó sus estudios secundarios en el Colegio Nacional Experimental Luciano Andrade Marín de Quito obteniendo el título de Bachiller en Ciencias Especialización Físico Matemáticas. Es estudiante de Ingeniería en Electrónica y Control de la Escuela

Politécnica Nacional. Actualmente se encuentra concluyendo el desarrollo de su Proyecto de Titulación. Sus áreas de interés son la Electrónica de Potencia, Robótica y Sistema Microprocesados.



Leonardo Ortega, Nació en Quito el 14 de Diciembre de 1985. Realizó sus estudios superiores en la Escuela Politécnica Nacional, obteniendo el grado de Ingeniero en Electrónica y Control en el año 2010 en la Facultad de Ingeniería Eléctrica. Obtuvo el grado de Master en Ingeniería

Eléctrica, Electrónica y Automática en la Universidad Carlos III de Madrid-España en el año 2013. Actualmente se desempeña como docente a tiempo completo en el Área de Electrónica de Potencia tanto a nivel de pregrado como de postgrado, trabajando también en proyectos de investigación como colaborador y como director.

Áreas de Interés: Electrónica de Potencia, Convertidores estáticos de energía, Energías Renovables Redes Inteligentes.