

PROJETO DE CONTROLADORES PARA O CONVERSOR CÚK PARA IMPLEMENTAÇÃO DE MÉTODOS DE CARGA DE BATERIA

MARCOS V. D. DE SÁ*, GABRIEL U. DE OLIVEIRA*, JEAN T. CARDOSO*, ROMERO L. ANDERSEN*

**Departamento de Engenharia Elétrica (DEE)
Universidade Federal da Paraíba (UFPB)
João Pessoa, Paraíba, Brasil*

Emails: marcos.sa@cear.ufpb.br, gabriel.oliveira@cear.ufpb.br,
jean.cardoso@cear.ufpb.br, romero@cear.ufpb.br

Abstract— This work presents the use of a digital controller to control the battery charging method: constant-current and constant-voltage. The experiment consists of a Cúk power converter applied as a battery charger and two programmable control meshes. A proportional-integral compensator was used as a model for the programming of the voltage and current meshes, in order to show the flexibility that the digital control has in relation to the analogical one, that can hardly meet more than one charging method .

Keywords— Battery charger, Digital Control, Charging Methods.

Resumo— Este trabalho apresenta a utilização de um controlador digital para o comando do método de carga de bateria: corrente-constante e tensão-constante. O experimento consiste em um conversor de potência Cúk aplicado como carregador de baterias e duas malhas de controle programáveis. Foi utilizado um compensador proporcional-integral como modelo para a programação das malhas de tensão e de corrente, com o objetivo de mostrar a flexibilidade que o controle digital possui em relação ao analógico, que dificilmente consegue atender mais de um método de carga.

Palavras-chave— Carregador de baterias, Controle Digital, Métodos de Carga.

1 Introdução

Carregadores de bateria estão se tornando essenciais com o aumento da popularidade de veículos elétricos. Geralmente são utilizados conversores CC-CC no processo de carga das baterias, pois o conversor regula o fluxo de energia, que pode vir de diferentes fontes de energia renovável, para a bateria (Rahman et al., 2017).

Para prolongar a vida útil das baterias são utilizados métodos de carga que possibilitam que as variáveis como tensão, corrente ou potência permaneçam constantes. Para tanto, independentemente do método utilizado, existe a necessidade da implementação de uma ou mais malhas de controle relacionando as condições das variáveis envolvidas (Yang et al., 2011) . Nesse aspecto, este artigo evidencia um controle digital, com objetivo de possibilitar a implementação de vários métodos de carga, através de simples alterações no algoritmo do controle.

Neste contexto, pode-se destacar dois métodos de carga comumente utilizados e que foram considerados neste trabalho: corrente-constante e tensão-constante, e o de duplo nível de tensão. No primeiro, inicialmente, a corrente é mantida constante até que a tensão da bateria atinja seu valor de flutuação e, em seguida, a tensão se mantém constante até que a corrente diminua para um valor mínimo (Serhan and Ahmed, 2018). O segundo, inicia-se com a corrente constante em seu valor máximo com o objetivo de elevar a tensão até um valor de equalização e, em seguida, mantê-la constante. Com isso, a corrente dimi-

nui até um valor mínimo, nesse momento a tensão é mantida constante em um valor de flutuação (Andersen, 2006). Os dois métodos podem ser observados nas figuras 1 e 2.

Para tanto, utilizou-se como carregador de bateria um conversor de potência CC-CC Cúk pelo fato de garantir uma ondulação de corrente de entrada e de saída baixa (Čuk and Middlebrook, 1983), (Bryant and Kazimierczuk, 2013). A dinâmica utilizada para essa modelagem foi vista em (Sa and Andersen, 2015) e a estratégia de controle foi baseada em um controlador proporcional-integral (PI) digital, pois é possível deixar o sistema estável em malha fechada e obter erro nulo em regime permanente. Simulações foram feitas utilizando programação em linguagem C para a implementação do controle digital. Os resultados obtidos experimentalmente mostram os valores de corrente e tensão para o método de carga corrente-constante e tensão-constante.

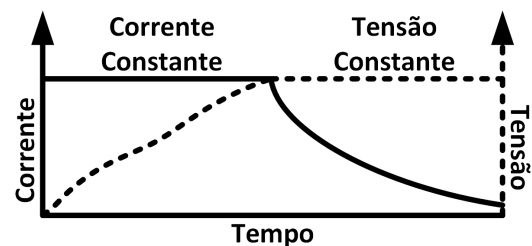


Figura 1: Método de corrente-constante e tensão-constante.

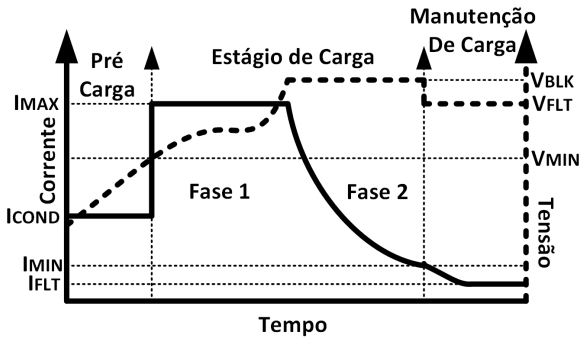


Figura 2: Método de duplo nível de tensão.

2 Modelagem do conversor Cúk

O conversor Cúk em estudo, representado pelo esquemático da Fig. 3, possui duas etapas de operação. A primeira etapa ocorre com a condução do diodo D e bloqueio da chave S. Nessa etapa, o capacitor C_1 irá se carregar devido a energia proveniente da fonte de alimentação V_E e da indutância L_E . A segunda etapa se inicia quando a chave S conduz; nessa condição, o capacitor C_1 irá se descarregar, transferindo sua energia para a carga, R_O , e para a indutância L_O .

Pode-se observar que a bateria foi modelada como uma fonte de tensão (V_{bat}) e foi considerada a resistência R_{bat} , interna a bateria. A resistência R_{sh} denominado de resistor *shunt* que irá ser utilizado como sensor de corrente.

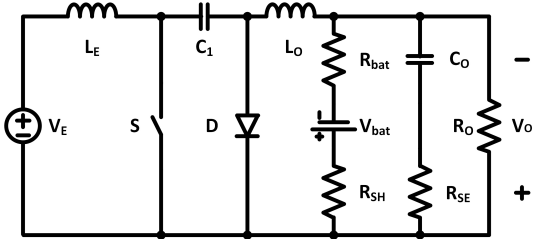


Figura 3: Esquemático do conversor Cúk.

Com isso, utilizou-se para modelagem as funções de transferência da tensão de saída e da corrente na bateria em função do ciclo de trabalho, $\hat{v}_0(s)/d(s)$ e $\hat{i}_{bat}(s)/d(s)$ obtidas em (Sa and Andersen, 2015), e apresentadas, respectivamente, nas equações (1) e (2). A última é obtida a partir da divisão de (1) pela resistência da bateria R_{bat} .

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{d(s)} = \frac{R_{EQ}(A_3 s^3 - A_2 s^2 + A_1 s + A_0)}{D' R_{bat} R_0 (B_4 s^4 + B_3 s^3 + B_2 s^2 + B_1 s + B_0)} \quad (1)$$

$$\frac{\hat{i}_{bat}(s)}{d(s)} = \frac{R_{EQ}(A_3 s^3 - A_2 s^2 + A_1 s + A_0)}{D' R_{bat}^2 R_0 (B_4 s^4 + B_3 s^3 + B_2 s^2 + B_1 s + B_0)} \quad (2)$$

Os coeficientes de (1) e (2) são dados nas equações (3)-(11):

$$A_3 = C_0 C_1 D' L_E R_0 R_{bat} R_{SE} V_{C1} \quad (3)$$

$$A_2 = L_E \left[\frac{(C_0 D^2 R_{SE} + C_0 D D' R_{SE})(R_0 V_0 - R_0 E_{bat} + R_{bat} V_0) - C_1 D' R_0 R_{bat} V_{C1}}{D L_E (E_{bat} R_0 - R_0 V_0 - R_{bat} V_0)} \right] \quad (4)$$

$$A_1 = \left[\frac{C_0 R_0 R_{bat} R_{SE} V_{C1} D'^2 + D L_E (E_{bat} R_0 - R_0 V_0 - R_{bat} V_0)}{D L_E (E_{bat} R_0 - R_0 V_0 - R_{bat} V_0)} \right] \quad (5)$$

$$A_0 = D' R_0 R_{BAT} (V_{C1} D'^2 + D V_{C1} D') \quad (6)$$

$$B_4 = C_0 C_1 L_0 L_E (R_{EQ} + R_{SE}) \quad (7)$$

$$B_3 = C_1 L_0 L_E + C_0 C_1 L_E R_{EQ} R_{SE} \quad (8)$$

$$B_2 = \left[\frac{C_1 L_E R_{EQ} + C_0 (D^2 L_E + D'^2 L_0)}{(R_{EQ} + R_{SE})} \right] \quad (9)$$

$$B_1 = D^2 L_E + D'^2 L_0 + C_0 D^2 R_{EQ} R_{SE} \quad (10)$$

$$B_0 = D'^2 R_{EQ} \quad (11)$$

3 Controle Digital

Neste trabalho será utilizado um controle em malha fechada, tendo o objetivo de minimizar os erros e obter uma saída, de acordo com um valor de referência. Para isso, será utilizado um controlador proporcional-integral (PI), pois une as ações proporcional, que minimiza o erro, e integral, que torna o erro nulo, controlando as variáveis do sistema.

Além disso, será acrescentado um pólo adicional a função de transferência do controlador, que agirá como um filtro passa baixas, como pode-se observar no diagrama de blocos da Fig. 4. Pode-se observar que os ganhos proporcional e integral, assim como polo adicional estão dispostos em caminhos paralelos se somando ao fim do diagrama, e gerando a saída $V_c(s)$. Com isso, seja $H(s)$ a função transferência que relaciona a saída $V_c(s)$ pela entrada, Erro(s), é possível obter a equação (12).

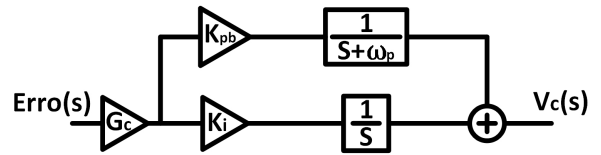


Figura 4: Diagrama de blocos do controlador PI.

$$H_C(s) = \frac{V_C(s)}{\text{Erro}(s)} = G_C \cdot \left[\frac{K_I}{s} + \frac{K_{PB}}{s + \omega_P} \right] \quad (12)$$

De forma que G_C é o ganho do compensador, K_I é a constante integral que se relaciona com o fator $1/s$ e K_{PB} é a constante que se relaciona com o filtro passa baixas, representado pelo fator $1/(s + \omega_P)$.

Para que se possa efetuar os cálculos do compensador em linguagem de programação C, a equação (12) é discretizada no domínio do tempo

através das equações (13), (14) e (15), onde V_I e V_{PB} são variáveis acumulativas, ω_P é a frequência do pólo adicional e τ_s é o período de amostragem.

$$V_I(t + \tau_s) = V_I(t) + \text{Erro}(t) \cdot G_C \cdot K_I \cdot \tau_s \quad (13)$$

$$V_{PB}(t + \tau_s) = \begin{bmatrix} \text{Erro}(t) \cdot G_C \cdot K_{PB} \cdot \tau_s \\ + V_{PB}(t) \cdot (1 - \omega_P \cdot \tau_s) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$V_C(t) = V_{PB}(t + \tau_s) + V_I(t + \tau_s) \quad (15)$$

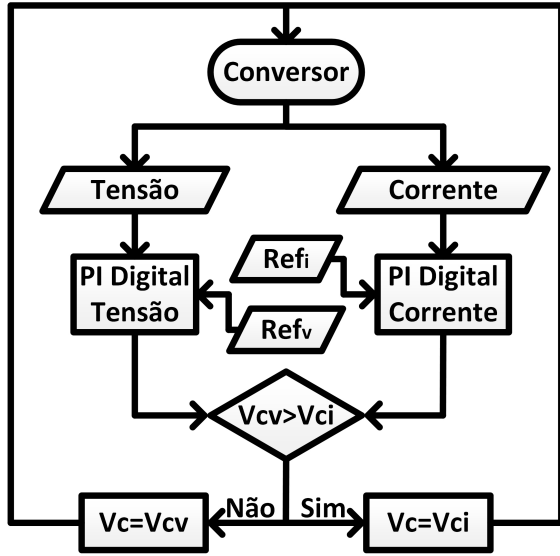


Figura 5: Fluxograma do controle digital.

É possível observar na Fig. 5 o fluxograma que representa o controle digital do conversor Cúk. Inicialmente, são medidos os valores de tensão de saída e da corrente na bateria, depois, utilizando linguagem computacional, são feitos os cálculos do compensador através de (13), (14) e (15), por fim decide-se qual o compensador que vai controlar o conversor.

4 Cálculo dos Parâmetros do Compensador

Para o cálculo dos parâmetros de controle é utilizado o diagrama de blocos de controle em malha fechada com realimentação não unitária da Fig. 6. Essa é uma representação genérica que ilustra o funcionamento tanto da malha de tensão quanto da corrente.

Os parâmetros são definidos como:

- K_{PWM} : ganho do modulador PWM;
- $H_s(s)$: planta do conversor Cúk;
- K_s : ganho do sensor de tensão ou corrente;
- $H_C(s)$: representação do compensador;
- $S_o(s)$: sinal de saída do sistema;

- Ref: sinal de referência do sistema;

Sabe-se que as plantas em estudo do conversor são dadas pelas equações (1) e (2), e o controlador é representado pela equação (12).

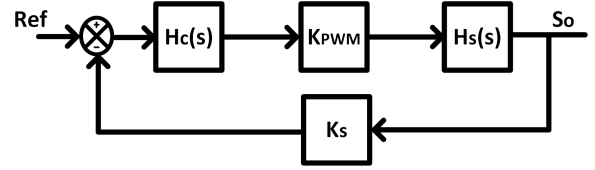


Figura 6: Diagrama de blocos de controle.

O primeiro passo é escolher um valor para a frequência de cruzamento (f_C) do sistema que possibilite obter um sistema estável. Para isso, utiliza-se a equação da função de transferência de malha aberta (FTMA), dada por (15), pois assim é possível garantir uma margem de fase adequada.

$$FTMA(s) = H_C(s) \cdot K_{PWM} \cdot H_S(s) \cdot K_S \quad (16)$$

Encontrado o valor de f_C , o próximo passo é calcular, através de (16) o ganho da faixa plana do compensador (G_{FP}), que representa $H_C(s)$ na frequência de cruzamento. O G_{FP} é dado por (17) e garante que a magnitude de (16) é unitária.

$$H_C(s) = \left| \frac{FTMA(s)}{K_{PWM} \cdot H_S(s) \cdot K_S} \right|_{s=j\omega_C} \quad (17)$$

$$G_{FP} = \left| \frac{1}{K_{PWM} \cdot H_S(s) \cdot K_S} \right|_{s=j\omega_C} \quad (18)$$

A equação (12) pode ser reescrita como na eq. (19), assim, comparando essas equações, é possível obter os valores de G_C , K_{PB} e K_I através de (20), (21) e (22), e usando o ganho da faixa plana (G_{FP}) do compensador na frequência de cruzamento (f_C) e na frequência do zero do compensador (f_Z).

$$H_C(s) = G_C \cdot \frac{s + \omega_Z}{s \cdot (s + \omega_P)} \quad (19)$$

$$G_C = G_{FP} \cdot \left| \frac{j \cdot \omega_C \cdot (j \cdot \omega_C + \omega_P)}{j \cdot \omega_C + \omega_Z} \right| \quad (20)$$

$$K_I = \frac{\omega_Z}{\omega_P} \quad (21)$$

$$K_{PB} = \frac{\omega_P - \omega_Z}{\omega_P} \quad (22)$$

5 Exemplo Numérico

Utilizando as especificações apresentadas na Tabela 1 foram calculados todos os parâmetros dos compensadores das malhas de tensão e de corrente e, com isso, foi simulado um método de carga de bateria.

Tabela 1: Especificações do conversor Cúk.

Especificação	Valor
Tensão de Entrada (V_E)	50 V
Tensão de Saída (V_O)	24 V
Indutância de Entrada (L_E)	405,4 μ H
Indutância de Saída (L_O)	97,3 μ H
Resistência da Bateria (R_{bat})	0,079 Ω
Resistência Shunt (R_{SH})	0,025 Ω
Capacitância de Saída (C_O)	940 μ F
Resistência Série-Equivalente (R_{SE})	0,125 Ω
Resistência de Saída (R_O)	1,152 Ω
Capacitância de Entrada (C_1)	200 μ F

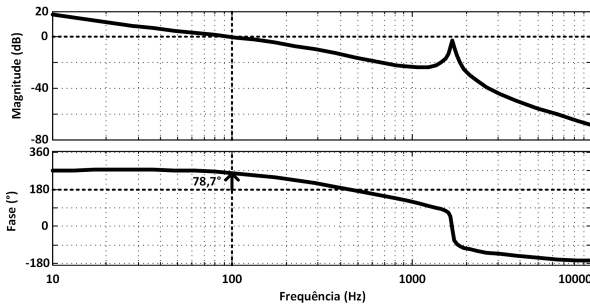
5.1 Malha de Tensão

Para a malha de tensão foram utilizados os valores da Tabela 2

Tabela 2: Especificações do controle de tensão.

Especificação	Valor
Tensão de Referência (V_{REF})	1,5 V
Ganho do Sensor (K_{SV})	0,0625
Ganho do PWM (K_{PWM})	1

Como dito anteriormente, a frequência de cruzamento é escolhida em função da fase da FTMA que pode ser vista na Fig. 7. Diante disso, é possível ver que a frequência escolhida de 100 Hz gera uma margem de fase de 78,7° que garante a estabilidade do sistema.

Figura 7: Magnitude e fase da FTMA_V.

Obtida a f_C , é possível calcular o ganho de faixa plana do compensador de tensão, dado por (18) e calculado em (23).

$$G_{FP} = \left| \frac{1}{1 \cdot H_{SV}(j\omega_{CV}) \cdot 0,0625} \right| = 0,232 \quad (23)$$

Com valor de G_{FP} e estabelecendo uma frequência para o zero e polo do compensador de 50 Hz e 400Hz, respectivamente, pode-se calcular o valor de G_C , K_{PB} e K_I a partir das equações (20), (21) e (22). O resultado é apresentado em (24), (25) e (26).

$$G_C = 0,232 \cdot \left| \frac{j100 \cdot (j100 + 400)}{j100 + 50} \right| = 536,5 \quad (24)$$

$$K_I = \frac{50}{400} = 0,125 \quad (25)$$

$$K_{PB} = \frac{400 - 50}{400} = 0,875 \quad (26)$$

5.2 Malha de Corrente

O processo é repetido para a malha de corrente. As especificações utilizadas são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3: Especificações do controle de corrente.

Especificação	Valor
Tensão de Referência (V_{REF})	1,5 V
Ganho do Sensor (K_{SI})	0,469
Ganho do PWM (K_{PWM})	1

Deseja-se que o compensador de corrente pos-sua uma frequência de cruzamento maior do que o de tensão, dessa forma, foi escolhida uma frequência de cruzamento de 200 Hz que garantiu uma margem de fase 43,2°, que se encontra na Fig. 8. Apesar de pequena, essa margem de fase é suficiente para manter o sistema estável e permite calcular o ganho da faixa plana dado por (27).

$$G_{FP} = \left| \frac{1}{1 \cdot H_{SI}(j\omega_{CI}) \cdot 0,469} \right| = 0,0053 \quad (27)$$

Seguindo os mesmos passos da malha de tensão, a frequência de cruzamento está entre a frequência do zero e do polo e possuem os valores de 100Hz e 500Hz, respectivamente. Assim, os parâmetros do compensador de corrente são dados por (28), (29) e (30).

$$G_C = 0,0053 \cdot \left| \frac{j200 \cdot (j200 + 500)}{j200 + 100} \right| = 16,1 \quad (28)$$

$$K_I = \frac{100}{500} = 0,2 \quad (29)$$

$$K_{PB} = \frac{500 - 100}{500} = 0,8 \quad (30)$$

6 Validação dos Métodos de Controle

Para a obtenção de resultados foi simulado o circuito da Fig. 9. Foi implementado um controle digital do conversor Cúk utilizando um bloco de linguagem C que reproduz as equações (13), (14) e (15), e faz uma comparação das saídas dos controladores digitais (tensão e corrente) para decidir qual dos dois sinais irá comandar o conversor.

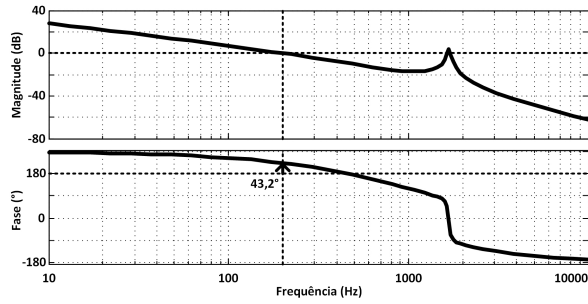


Figura 8: Magnitude e fase da $FTMA_I$.

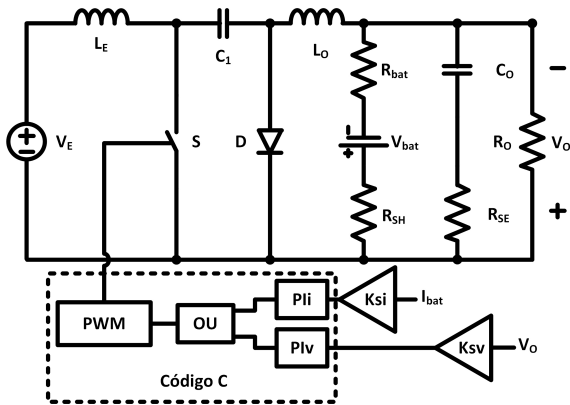


Figura 9: Diagrama de blocos do sistema de controle.

Para a validação do controle de corrente, foi utilizado um capacitor de 0,3F, que se comporta como uma bateria descarregada, em série com a resistência da bateria.

Na Fig. 10 pode-se observar a corrente na bateria inicialmente em 3,2A. No instante de tempo de 0,3 segundos, muda-se a referência para obter 2,5A e depois retorna a referência inicial, em 0,5 segundos. Com isso, é possível perceber que a corrente rapidamente se ajusta às mudanças na referência, comprovando o correto funcionamento do circuito.

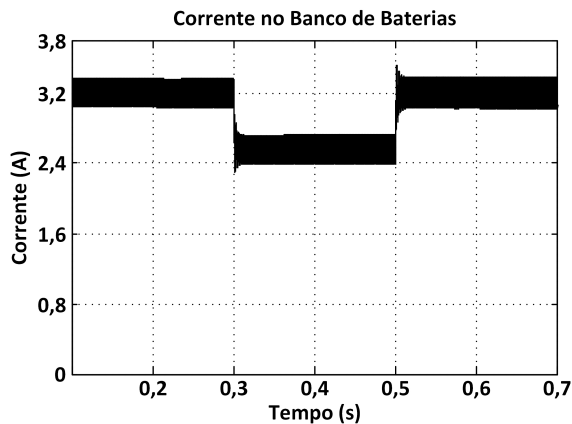


Figura 10: Corrente na bateria com degrau na referência de corrente.

Para a simulação da malha de tensão, utiliza-se uma fonte de tensão CC para representar o banco de baterias. No tempo de 0,3 segundos a carga é reduzida em 10% e, então, retorna ao seu valor nominal em 0,5 segundos. Da mesma forma, pode-se concluir que o compensador funciona como desejado. Na Fig. 11 é possível observar esse comportamento.

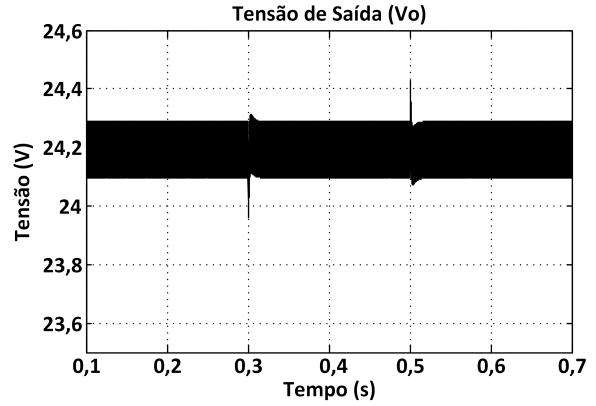


Figura 11: Tensão de saída sob degrau de carga.

7 Resultado Experimental

Para realizar o experimento, foi utilizado um conversor de potência Cúk com as especificações vista na tabela 1, um controlador digital de sinais dsPIC33EP512MU810, um driver optoacoplador e um banco de baterias estacionárias composto por duas baterias de 12V cada, como pode-se observar na Fig. 12.

O dsPIC foi responsável pelo controle digital das malhas de tensão e corrente garantindo que o método de carga seja feito corretamente. O driver optoacoplador tem a função de condicionar o sinal PWM gerado pelo dsPIC, ajustando os níveis de tensões para comandar o MOSFET no conversor, além de garantir o isolamento entre o circuito de comando e o circuito de potência.

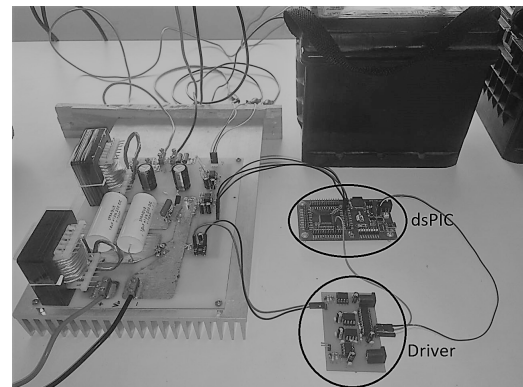


Figura 12: Circuito carregador de bateria proposto.

Por fim, na Fig. 13 é possível observar o funcionamento do método de carga proposto, em que inicialmente a corrente foi mantida constante por, aproximadamente, quatro horas. Nesse momento, a tensão atingiu o valor desejado e manteve-se constante durante o restante do processo.

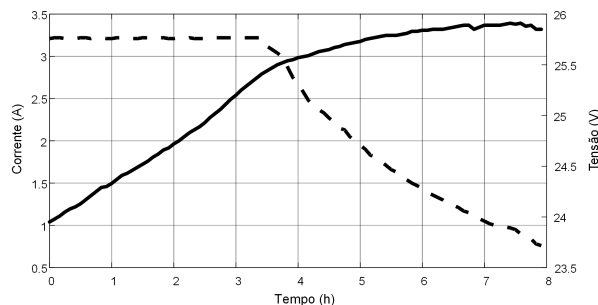


Figura 13: Gráfico do Método de Carga Corrente e Tensão Constante.

8 Conclusões

Neste trabalho foi apresentado um método de carga para o carregamento de baterias. Além disso, foi utilizado para realizar o controle das malhas de tensão e de corrente a estratégia de um controle digital proporcional-integral com adição de um polo na função de transferência do controlador.

Do ponto de vista do controle, fazendo uma comparação do digital com o analógico, pode-se concluir que o primeiro se apresenta flexível quando se deseja alterar o método de carga; já o segundo, para uma mudança no método de carga, haverá a necessidade da reformulação do seu circuito de controle.

Nesse sentido, a implementação de um controle digital torna-se mais versátil que a de um controle analógico, pois permite a troca dos métodos de carga com uma simples alteração na programação e, conseqüentemente, pode atender diversas aplicações.

Com relação ao método de carga abordado, pode-se observar que o resultado obtido está de acordo com o esperado, pois o controle possibilitou manter a corrente constante e a tensão constante, além de realizar a troca das malhas de controle no momento desejado, que foi quando a tensão atingiu o seu valor de flutuação.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao CNPq pelo apoio que tornou possível a realização deste trabalho.

Referências

Andersen, R. L. (2006). *Sistema de interligacao entre módulos geradores de energia a partir*

de células a combustível do tipo pem e um banco de baterias, Master's thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

Bryant, B. and Kazimierczuk, M. K. (2013). Derivation of the Cúk PWM DC-DC Converter Circuit Topology, *IEEE Circuits and Systems. ISCAS '03. Proceedings of the International Symposium*.

Ćuk, S. and Middlebrook, R. D. (1983). Advances in Switched-Mode Power Conversion Part II, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **IE-30**: 19 – 29.

Rahman, A. N., Chan, C.-M., Lin, J.-Y., Chiu, H.-J. and Hsieh, Y.-C. (2017). Digitally controlled bidirectional testing platform for high power battery charger systems, *IEEE, International Symposium on Electronics and Smart Devices*.

Sa, M. V. D. D. and Andersen, R. L. (2015). Dynamic Modeling and Design of a Cúk Converter Applied to Energy Storage Systems, *IEEE, Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (CO-BEP/SPEC)*.

Serhan, H. A. and Ahmed, E. M. (2018). Effect of the Different Charging Techniques on Battery Life-time: Review, *IEEE, International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE)*.

Yang, S.-H., Liu, J.-W., Wu, Y.-H., Wang, D.-S. and Wang, C.-C. (2011). A High Voltage Battery Charger with Smooth Charge Mode Transition in BCD Process, *IEEE, International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*.