

Projeto e Desenvolvimento de um Carregador Isolado de Baterias com Filtro de Saída LCL

Giancarlo C. Daros¹, João Pedro S. Cipriani¹, Lucas M. Ilha¹, Álysson R. Seidel¹, Leandro Roggia¹, Adriano P. de Moraes¹, Luciano F. da Rocha²

¹Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais - GSEC

²Companhia Estadual de Energia Elétrica - Geração e Transmissão

Universidade Federal de Santa Maria - UFSM

Santa Maria, Brasil

darosgiancarlo@gmail.com

Resumo—Este artigo apresenta o projeto e desenvolvimento de um carregador isolado de baterias chumbo-ácido. O carregador é composto por dois estágios: um abaixador, que reduz a tensão de entrada para um barramento intermediário e um segundo estágio isolado, com múltiplos conversores forward que se conectam a células individuais. Um filtro de saída do tipo LCL é projetado e, junto do modelo elétrico da bateria, serve de base para o projeto do controle, permitindo ao conversor operar tanto em modo de tensão constante (entre 1,5 e 3V) como de corrente constante (entre 2,5 e 25 A), de acordo com medições de tensão, corrente e temperatura em cada elemento. Resultados de simulação validam o projeto dos conversores e dos controladores utilizados.

Palavras-chave – Chumbo-ácido, Carregador isolado de baterias, Filtro LCL, Tensão constante, Corrente constante

I. INTRODUÇÃO

As baterias que servem como fonte de energia em subestações de energia elétrica são essenciais para a confiabilidade do sistema elétrico e permitem a operação dos equipamentos de controle, proteção e comunicação no evento de uma falha elétrica. Sendo utilizadas apenas em emergências, essas baterias são raramente sujeitas a um grande número de ciclos de carga e descarga e, nessas condições de operação, tecnologias de baterias mais antigas, como as de chumbo-ácido (LAB, do inglês, *Lead-Acid Battery*), ainda são relevantes e possuem um mercado em crescimento [1]. Esse modelo de baterias possui um elevado custo-benefício em comparação com tecnologias, como as baterias de íon de lítio, que, embora possuam maior longevidade, também estão associadas a maiores custos. As LABs, portanto, se destacam em aplicações estacionárias em que o número de ciclos e o volume não são críticos [2].

No entanto, a manutenção de tais sistemas ainda pode ser custosa para aplicação em subestações. Os bancos de baterias (BB), que são formados por até 120 elementos em série de aproximadamente 2,1 V cada, são frequentemente afetados por desbalanceamento de tensão das células, uma consequência de heterogeneidade entre os elementos na fabricação e funcionamento [3]. Nessas condições, uma longevidade reduzida é esperada pois, ainda que a tensão total do BB seja mantida constante, não existe controle sobre o SoC (estado de carga, do inglês *State of Charge*) individual e alguns elementos podem estar sub-carregados ou sobrecarregados - ambas condições associadas a deterioração de baterias [3]. Nesse contexto,

os principais esforços são no sentido de identificação de elementos já deteriorados [4].

Existe uma variedade de soluções industriais para o problema de equalização das baterias, na forma de balanceadores e de BMS (*Battery Management Systems*) [5][6]. As soluções costumam focar em novas tecnologias de baterias e lidam com o monitoramento e constante equalização dos elementos. No entanto, menos recursos têm sido distribuídos para o nicho das aplicações em subestações. Em uma aplicação com tantos elementos individuais, a instalação de um BMS completo que é imediatamente conectado a cada célula é relativamente custoso, mesmo quando comparado ao custo do próprio banco. Alternativamente, medições frequentes com equipamento especializado e desmonte de BBs para manutenção e equalização de elementos individuais necessita de horas de trabalho e é custosa, estimulando operadores a apenas seguirem os critérios mínimos estabelecidos em norma, mesmo quando melhores práticas de manutenção podem reduzir o custo a longo prazo.

Este trabalho busca mitigar o problema pela proposta de uma solução portátil de custo inferior a um sistema BMS completo, que pode ser compartilhada entre diversos BBs e subestações, abordando problemas com elementos específicos. Se atenção suficiente é dada para cada BB e a manutenção requer menos mão-de-obra, as baterias podem manter seu SoH (estado de saúde, do inglês *State of Health*) e atingir uma longa vida útil e evitando o alto custo de reposição.

Por se tratar de uma solução móvel entre diversos bancos, o dispositivo proposto exige capacidades de corrente mais elevadas do que um equalizador de baterias convencional, que é permanentemente conectado a todas as células. Isso é necessário porque o tempo de carga com correntes menores (geralmente utilizadas no processo de equalização) tomaria um tempo substancialmente maior e, assim, demandaria períodos de permanência maiores para cada banco. Além disso, técnicas utilizadas em campo para recuperar a capacidade das baterias costumam empregar correntes nominais ou superiores [7]. Dessa forma, usar técnicas passivas típicas de equalização, como resistores, não é ideal, pois essas técnicas estão associadas com significativas perdas de energia e calor dissipado. Nesse contexto, usar conversores chaveados dedicados ajuda tanto a atingir alta eficiência energética como as características

de carga requeridas. O conversor pode ser facilmente configurado para lidar com diferentes níveis e situações de carga.

Assim, esse artigo é organizado da seguinte forma: A seção II apresenta uma revisão do modelo das LABs presentes em subestações e suas características relevantes dentro do contexto do projeto de um carregador. A seção III revela o sistema proposto e especifica um projeto para um modelo de bateria estacionária. Já a seção IV relaciona estratégias de controle, métodos de carga e modelagem das baterias. Por fim, resultados de simulação são apresentados na seção V e as conclusões do trabalho na seção VI.

II. MODELO DA BATERIA DE CHUMBO-ÁCIDO

Baterias de chumbo-ácido são compostos eletroquímicos muito utilizados em subestações de energia elétrica. Os bancos de baterias formados por LABs necessitam monitoramento periódico para garantir confiabilidade e disponibilidade para entrarem em operação em casos de falta da rede elétrica. Em subestações, o circuito que carrega o BB não atende as necessidades individuais de cada elemento. Com o objetivo de desenvolver um carregador que atenda as necessidades de cada elemento, as células precisam ser modeladas individualmente, servindo de base para as especificações do projeto.

Vários tipos de modelos equivalentes de LABs são apresentados na literatura [1]. No entanto, considerando aplicações de conversores eletrônicos, o modelo por circuito elétrico equivalente se torna mais adequado, uma vez que modelos elétricos podem ser facilmente utilizados em *softwares* de simulação de eletrônica de potência.

O modelo elétrico equivalente considerado nesse trabalho é apresentado na Fig. 1, simplificado do modelo clássico de Randles, o qual compreende uma fonte de tensão em série com uma sequência de ramos com capacitores e resistores [8]. Os parâmetros desse modelo não são diretamente apresentados nos manuais das baterias [9], mas o comportamento esperado é similar entre diferentes fabricantes e as possíveis diferenças podem ser incluídas dentro das margens de projeto.

Considerando que a aplicação proposta necessita que o carregador execute apenas uma carga parcial e ininterrupta, com uma frequência fixa de comutação, o uso de um único ramo RC é suficiente para modelar a dinâmica da bateria [10]. Por fim, a necessidade do uso de modelos mais complexos é discutível, uma vez que alguns autores obtiveram sucesso ao incluir apenas um simples capacitor ou fonte de tensão em série com um resistor [11][12].

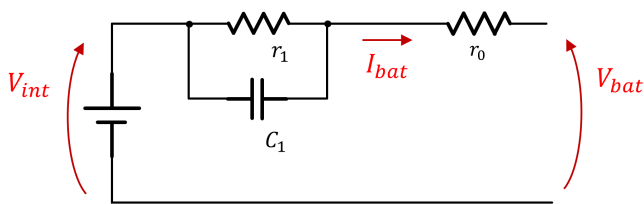


Figura 1. Modelo por Circuito Elétrico Equivalente com um Laço RC

As principais variações paramétricas esperadas desse modelo estão relacionadas aos valores de r_1 , C_1 e r_0 , que dependem das condições de corrente, SoC e temperatura da bateria. A tensão de circuito aberto (V_{int}) é uma função do SoC. O valor a ser considerado para o projeto do filtro do carregador, por exemplo, adota valores mais elevados quando o SoH da bateria está depreciado [4]. Dessa forma, se trata de um modelo que só é linear para um ponto de operação. Esses comportamentos devem ser considerados no processo de projeto do carregador, apresentado nas próximas seções.

III. O SISTEMA PROPOSTO

O sistema completo proposto é apresentado na Fig. 2, sendo composto por dois estágios e capaz de se conectar simultaneamente a 4 elementos através de 4 conversores isolados na saída. A estrutura é construída de forma modular, permitindo o compromisso entre custo e capacidade de atender mais elementos com a adição de mais módulos. Apenas um dos conversores é visível na Fig. 2. As especificações de projeto do sistema completo são definidas na Tabela I.

Tabela I
ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO DO SISTEMA COMPLETO

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de Entrada	V_{IN}	48-120 V
Tensão de Barramento	V_{BUS}	15 V
Tensão de Saída	V_{BAT}	1,5-3 V
Corrente Máxima de Saída	I_{BAT}	25 A
Ripple da Corrente de Saída	ΔI_{BAT}	250 mA
Potência de Saída do Buck	P_{buck}	300 W
Eficiência do Buck	η_{buck}	80%
Potência de Saída do Forward	P_{OUT}	60 W
Eficiência do Forward	$\eta_{forward}$	90%

O projeto do sistema está vinculado às características da bateria apresentada na seção anterior. O conversor deve ser capaz de seguir referências controladas de tensão e corrente, com um *ripple* de corrente restrito a 1% para evitar aquecimento indevido [1]. Para esse trabalho se considera um modelo de bateria ventilada de 250 Ah com um padrão C10 de carga.

Circuitos eletrônicos que estão expostos a gases liberados por LABs (i.e H_2 e H_2S) [1] podem sofrer com corrosão. Esse problema pode ser mitigado se o sistema não for ventilado ou se for hermeticamente isolado. Nesse contexto, mesmo se a aplicação não solicitasse diretamente uma alta eficiência, o uso de um conversor eficiente que evite a necessidade de ventilação forçada é relevante.

A. Primeiro Estágio: Conversor Rebaixador

A entrada do primeiro estágio é o próprio banco de baterias e o seu retificador, cuja tensão precisa ser rebaixada para uma tensão intermediária, sendo a alimentação dos conversores de saída. Alternativamente, o circuito pode ser alimentado por um conversor PFC diretamente a partir da rede, ainda que essa abordagem não seja o foco do trabalho.

Por conta da necessidade de redução de tensão de até 10 vezes, escolheu-se empregar um conversor rebaixador da

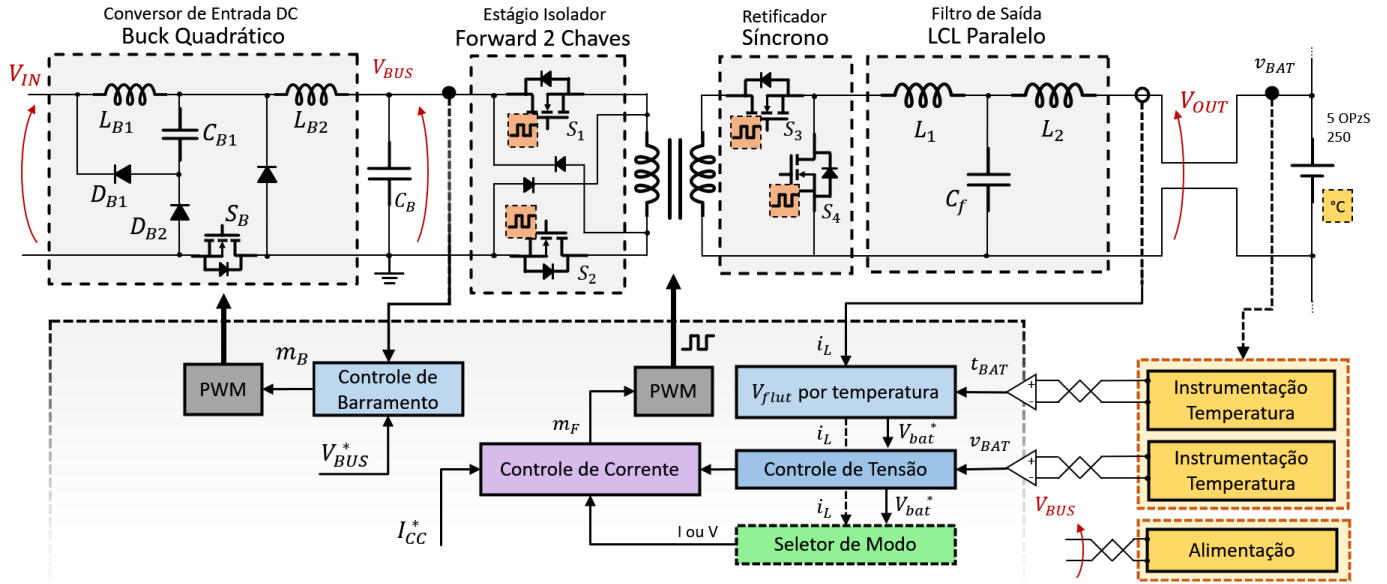


Figura 2. Estrutura proposta para o sistema completo. Apenas um dos conversores forward que atuam em paralelo está visível, para melhorar a visualização

topologia buck quadrático (Fig. 2) operando em modo de condução contínua (CCM) [13].

A análise do conversor e a rotina de projeto são baseadas nas análises realizadas em [13]. Para projetar os componentes passivos é necessário definir os níveis máximos de ondulação de corrente nos indutores e tensão nos capacitores. As ondulações de tensão foram definidas em 5% ($\Delta v_{C_o} = 5\%$ e $\Delta v_{C_1} = 5\%$), enquanto as ondulações de corrente, em 30% ($\Delta i_{L_1} = 30\%$ e $\Delta i_{L_2} = 30\%$).

A Fig. 3 mostra um gráfico que permite projetar componentes passivos em função da tensão de entrada. Os valores mínimos das indutâncias (1), (2) e capacitâncias (3) e (4) são calculados para garantir a operação em CCM em toda a faixa de operação. Além disso, buscam-se valores reduzidos de indutância, justificando a escolha de $f_s = 100$ kHz. A razão cíclica é calculada $D = \sqrt{V_{bus}/V_{INmax}}$ e $I_{bus} = \frac{P_{buck}}{V_{BUS}}$.

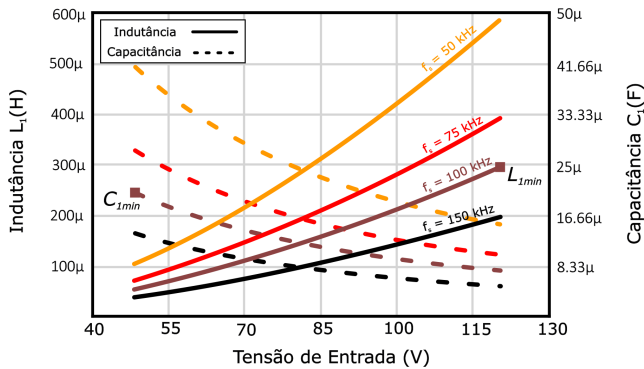


Figura 3. Indutância L_1 e capacitância C_1 em função da tensão de entrada.

$$L_{B1min} = \frac{DV_{inmax}(1-D)}{\Delta i_{L_1} f_s} = 292,5\mu H \cong 300\mu H \quad (1)$$

$$L_{B2min} = \frac{V_{bus}(1-D)}{\Delta i_{L_2} f_s} = 16,1\mu H \cong 20\mu H \quad (2)$$

$$C_{B1min} = \frac{DI_{bus}(1-D)}{\Delta v_{C_1} f_s} = 20,5\mu F \cong 22\mu F \quad (3)$$

$$C_{Bmin} = \frac{\Delta i_{L_1}}{8\Delta v_{C_o} f_s} = 10\mu F \quad (4)$$

B. Segundo Estágio: Conversores Isolados

O segundo estágio é projetado para fornecer tensões de saídas entre 1,5 V e 3 V, que atendem isoladamente baterias em condições diversas de SoC e SoH com correntes entre 2,5 A e 25 A. Nesse trabalho, propõe-se o uso de conversores forward de dois interruptores com retificação síncrona (Fig. 1). Embora essa topologia seja comumente utilizada para conversores de potências superiores, a tensão baixa do projeto estimula a adoção da retificação síncrona. A operação em CCM evita picos de corrente e a saída com características de fonte de corrente é interessante para uso com baterias. Cada conversor recebe um único sinal PWM para os interruptores S_1 , S_2 e S_3 e um sinal complementar para o interruptor S_4 .

O projeto do transformador segue de [14] e se utiliza (5) para escolha do núcleo, sendo $k_p = 0,3$ o fator de utilização do enrolamento primário, e em que $k_w = 0,7$ é o fator de utilização da área da janela do núcleo, $J = 400A/cm^2$ é densidade de corrente no condutor e $\Delta B = 0,3T$ é a variação da densidade de fluxo. A frequência de comutação $f_s = 100$ kHz é escolhida de forma a compartilhar a frequência do primeiro estágio e minimizar magnéticos, permitindo comutação defasadas entre os conversores da saída para redução de ripple no barramento.

$$AeAw_{proj} = \frac{2P_{OUT}}{k_p k_w J \Delta B f_s \eta_{forw}} = 0,5511 cm^4 \quad (5)$$

Buscando otimizar a operação para menores correntes RMS, busca-se trabalhar o mais próximo possível do limite de razão cíclica do conversor forward, de 50%, limitando-se a $D_{max} = 48\%$. Como consequência, o número de espiras do primário n_p e do secundário n_s fica definido por (6) e (7), arredondadas para o próximo inteiro.

$$n_p = \frac{V_{BUS} D_{max}}{\Delta B A_e f_s} \approx 2 \quad (6)$$

$$n_s = \frac{n_p V_{OUT}}{V_{BUS} D_{max}} \approx 1 \quad (7)$$

Visando respeitar as limitações de *ripple* impostas pela aplicação em baterias, de menos de 1%, um filtro de saída de ordem elevada passa a ser mais adequado. Em [15], são consideradas as características de um filtro LCL projetado considerando não-idealidades no capacitor da saída, em que os componentes parasitas têm efeito significativo na filtragem. As referências para o projeto do filtro são compostas tanto por ideias da literatura de filtros para rede [16] como de conversores para baterias [15].

O valor da indutância L_1 pode ser projetada pelo método aplicado a um forward com filtro LC, de acordo com a determinação de um *ripple* máximo. Este deve ser tal que permita a operação em CCM em todas as condições de carga. O valor crítico de L_1 é dado para a máxima tensão de saída (3 V) com a mínima corrente (2,5 A), calculado conforme (8), e aproximado por um valor comercial. Já a escolha da indutância L_2 é calculada como proporção direta de (8), conforme (9).

$$L_1 = \frac{n_s V_{IN}(1 - D_{max})D_{max}}{n_p I_{BAT_{MIN}} f_s} = 7,49 \mu H \approx 7 \mu H \quad (8)$$

$$L_2 = \frac{L_1}{K} = 2,51 \mu H \approx 3 \mu H \quad (9)$$

Neste projeto, o fator $K = 3$ determina um compromisso entre o quanto da atenuação do *ripple* da saída se dá pela indutância L_2 e o quanto se dá pela capacitância C_f . Uma vez que a ESR (do inglês *Equivalent Series Resistance*) do capacitor tem uma influência crítica na resposta do filtro, a escolha de C_f se dá pela avaliação comparativa entre diferentes modelos de capacitores em um diagrama de bode da resposta $\frac{i_{BAT}}{v_{BUS} \frac{n_s}{n_p}}$ [15], mostrada na Fig. 4.

Nesse diagrama, os valores esperados para as resistências parasitas r_{L_1} e r_{L_2} dos indutores são calculados a partir de [14]. Além das perdas, o efeito da resistência da bateria r_0 em alta frequência é considerado, de acordo com parâmetros e procedimentos descritos em [10] e realizados em laboratório para o modelo de bateria utilizado. Se escolhe pelo uso do capacitor com $600 \mu F$, com frequência de ressonância resultante de 4 kHz (conforme detalhe da Fig. 4), afastada da frequência de comutação. Se espera um *ripple* de saída próximo de 200 mA.

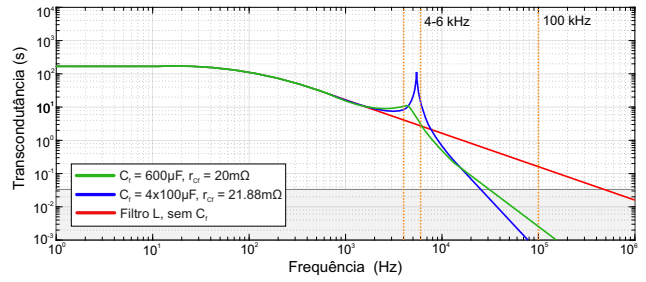


Figura 4. Diagrama de Bode de magnitude do filtro L e LCL para diferentes capacitores

IV. CONTROLE

As referências para corrente e tensão da bateria devem seguir as curvas de carga apropriadas, ilustradas na Fig. 5 e ainda tomar medidas compensatórias apropriadas para a temperatura da bateria. A literatura de conversores foca em UPSs (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*), que possuem um único elemento de característica conhecida. Nesses trabalhos, controladores PI apresentam bons resultados mesmo com modelos de fonte de tensão [16]. No entanto, alguns autores utilizam técnicas avançadas, que permitem respostas consistentes mesmo com grande variação paramétrica [17][18].

Nesse contexto, baseando-se em sistemas similares existentes na literatura de UPSs [12] e de equalizadores de baterias [17][18], uma estrutura completa de controle é proposta para o carregador de baterias (Fig. 5). A estrutura inclui controladores cascata para tensão e corrente, assumindo diferentes referências para métodos de carga com CC ou CV. No diagrama, o controle do buck quadrático é suprimido, dando destaque à estratégia de interface com a bateria.

O modelo usado para o projeto dos controladores é formado pela associação dos modelos da bateria – que possui dinâmicas que se desenvolvem ao longo de dezenas de segundos – com o filtro LCL, que será relevante próximo à frequência de comutação. A curva da tensão de carga da própria bateria, que ocorre na escala de horas, não precisa ser considerada como uma dinâmica do modelo, mas sim como limites de variação paramétrica para as quais o controlador deve ser projetado. A equação i_{BAT}/d (10) modela a função de transferência para a malha de corrente desse transformador, em que: $Z_C = \frac{1}{sC_f} + r_{Cf}$, $Z_2 = r_{L_2} + sL_2 + Z_{bat}$, $Z_1 = r_{L_1} + sL_1$ e $Z_{bat} = \frac{1}{sC_1} // r_1 + r_0$.

$$\frac{i_{BAT}}{d} = V_{BUS} \frac{n_s}{n_p} \frac{Z_C // Z_2}{Z_2} \quad (10)$$

Para fins de estabilidade, contanto que a malha interna seja projetada para ter dinâmicas suficientemente rápidas, a mesma pode ser considerada como unitária do ponto de vista do projeto do *loop* externo. Como as dinâmicas da corrente da bateria são mais rápidas que as dinâmicas de tensão, podemos utilizar essa abordagem e modelar a planta vista pela malha externa como a F.T. da própria bateria, v_{BAT}/i_{BAT} (11).

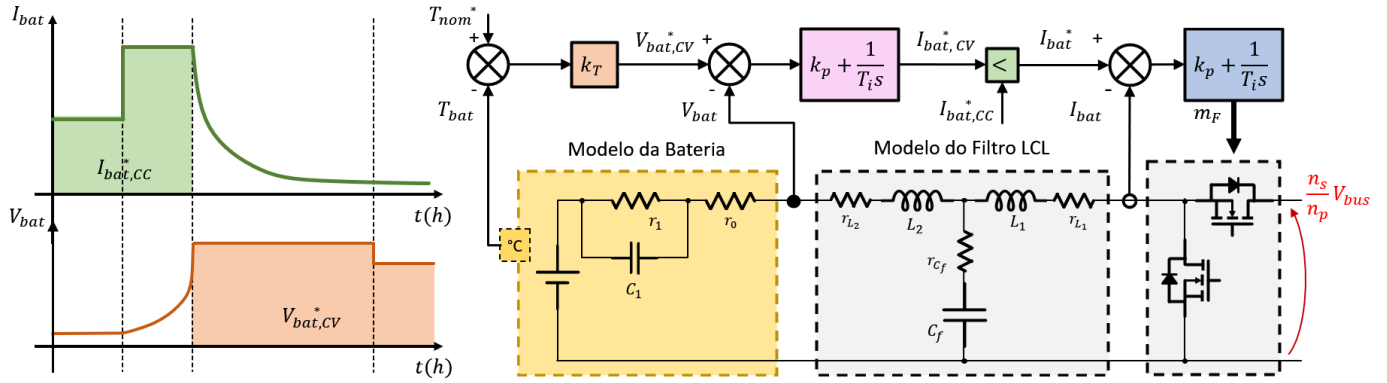


Figura 5. Curvas de Referência CC e CV e respectivas malhas de controle para o conversor forward.

$$\frac{v_{BAT}}{i_{BAT}} = \frac{1}{sC_1 + r_1} + r_0 \quad (11)$$

Com base nessas duas malhas, controladores PI foram projetados com *software* de projeto, de forma a se obter uma margem de fase mínima de 70° e uma margem de ganho de 10 dB. Devido a suas características de dinâmicas lentas, o projeto do controlador é relativamente simples, requerendo apenas atenção para as ações de controle de corrente e tensão, uma vez que as limitações de sobrecarga da bateria não devem ser ultrapassadas. Já o controle do conversor buck quadrático é dado por um controlador PI convencional, com frequência de cruzamento de ganho especificada em duas décadas abaixo da frequência de chaveamento do conversor.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Simulações foram desenvolvidas para validar a análise e o projeto do conversor buck quadrático, forward duas chaves e controladores propostos. Primeiramente, o conversor buck quadrático foi simulado, a partir do que se verificou a tensão de saída do conversor para os extremos da tensão de entrada (48 V e 120 V). A Fig. 6 mostra a tensão de saída e a corrente no indutor L_1 , verificando a operação em regime permanente e em CCM para os dois extremos de operação.

Para verificar a operação do conversor forward com filtro LCL, foram realizadas duas análises: a primeira, mostrada na Fig. 4, apresenta o diagrama de Bode do filtro LCL projetado. Denota-se, principalmente, um ganho alto em frequências próximas de 0 Hz e atenuação adequada para sinais na frequência de comutação. Ainda, a Fig. 7 mostra os resultados de simulação para as correntes i_{L1} e i_{L2} .

Uma segunda análise, realizada a partir dos métodos de carga CC e CV, é mostrada na Fig. 8 e em 5 s tem-se um degrau na referência de tensão, de 40 mV. Essa tensão representa o acréscimo, em tensão, de 10°C na temperatura da bateria. Denota-se que o controlador de tensão atua adequadamente. Posteriormente, em 20 s, tem-se a alteração do modo CV para o modo CC, em que 25 A passa a ser a referência para o sistema de controle. Mais uma vez, denota-se que as dinâmicas do controle e a resposta da bateria são adequadas,

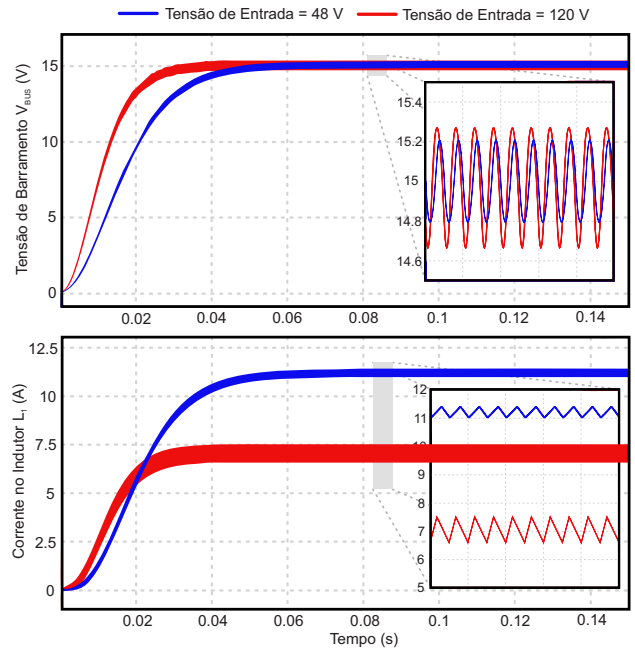


Figura 6. Tensão de barramento V_{BUS} e corrente no indutor L_1 para os extremos de tensão de entrada V_{IN}

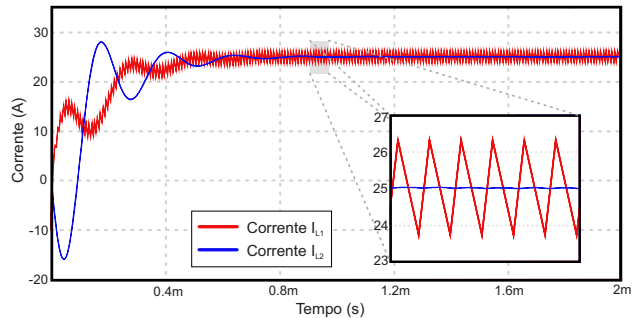


Figura 7. Ripple de corrente nos indutores L_1 e L_2

não apresentando *overshoot* mensurável e garantindo erro inferior ao requerido pela aplicação.

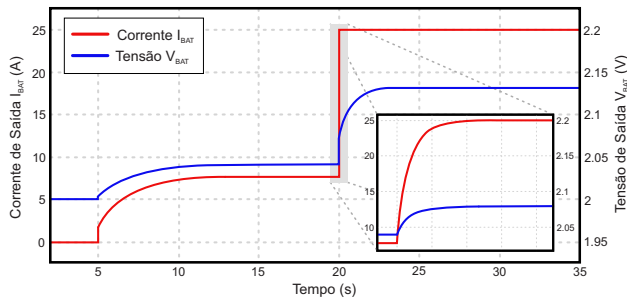


Figura 8. Tensão e corrente de saída na bateria para diferentes modos de carregamento

VI. CONCLUSÃO

Neste artigo foi apresentado o projeto de um carregador isolado de baterias chumbo-ácido. Obteve-se êxito no projeto e controle do conversor buck quadrático, em que para toda a faixa de tensão de entrada, verificou-se 15 V na saída com ondulação reduzida e operação em CCM. O conversor forward foi projetado conforme especificações de tensão e corrente para as baterias. O filtro LCL proporcionou *ripple* abaixo de 1% na corrente de saída, dentro da especificação. Ainda, verificou-se a atuação das malhas de controle de tensão e corrente, obtendo êxito no seguimento de ambas as referências, sendo suficientes para os propósitos do trabalho.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à CEEE-GT que, através do projeto intitulado "Projeto e Desenvolvimento do Carregador de Banco de Baterias para Emprego em Subestação de Energia Elétrica", forneceu incentivo financeiro para realização da pesquisa e também realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

- [1] "Battery Market Size & Share | Industry Report, 2020-2027," Grand View Research, Tech. Rep., 2020.
- [2] J. Garche, *Encyclopedia of Electrochemical Power Sources*, 2009.
- [3] S. West and P. T. Krein, "Equalization of valve-regulated lead-acid batteries: issues and life test results," *INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)*, pp. 439–446, 2000.
- [4] M. E. d. C. Brito, F. Bradaschia, G. M. d. S. Azevedo, Z. D. Lins, and M. C. Cavalcanti, "Sistema de Monitoramento da Vida Útil de Baterias Chumbo-Ácidas em Subestações," *IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE*, pp. 1–6, 2012.
- [5] S. Arendar, "Active Cell Balancing in Battery Packs," Freescale Semiconductor, Rožnov pod Radhoštem, Tech. Rep., 2012.
- [6] K. Scott and S. Nork, "Active Battery Cell Balancing," Analog Devices, Tech. Rep., 2019.
- [7] P. J. DeMar, "Recovering lost capacity in 2 volt VRLA cells by way of the IOVR™ process and the duration of that recovered capacity," *INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)*, 2008.
- [8] J. E. B. Randles, "Kinetics of rapid electrode reactions," *Discussions of the faraday society*, vol. 1, pp. 11–19, 1947.
- [9] J. P. S. Cipriani, G. C. Daros, M. F. Gonçalves, L. M. Ilha, L. Roggia, A. P. de Moraes, F. E. Bisogno, Á. R. Seidel, and L. F. da Rocha, "Modelagem e Extração Paramétrica de Baterias de Chumbo-Ácido para Desenvolvimento de Conversores," in *Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2020*. Sociedade Brasileira de Automática, dec 2020.
- [10] F. Yusivar, H. Haratsu, M. Sato, S. Wakao, K. Kondo, K. Matsuoka, and T. Kawamatsu, "The Modeling of Lead-Acid Battery by Frequency-Response Characteristics," *IEEE Transactions on Fundamentals and Materials*, vol. 122, no. 8, pp. 715–721, 2002.
- [11] Z. Zhang, F. Zhu, D. Xu, and H. Krein, Philip T. Ma, "An Integrated Inductive Power Transfer System Design with a Variable Inductor for Misalignment Tolerance and Battery Charging Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, 2020.
- [12] R. T. Cardoso, J. R. Tibola, M. Dall Pai, A. M. S. S. Andrade, M. L. d. S. Martins, and L. Schuch, "Modified current pulse charging method for lead-acid batteries based on phase-shift full-bridge converter in UPSs family applications," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. IEEE, sep 2015, pp. 1–7.
- [13] A. Ayachit and M. K. Kazimierczuk, "Steady-state analysis of PWM quadratic buck converter in CCM," in *2013 IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*. IEEE, aug 2013, pp. 49–52.
- [14] I. Barbi, *Eletrônica de Potência*, 2000.
- [15] E. Sanal, P. Dost, and C. Sourkounis, "LCL-Filter design for a battery charger based on buck converter (DCDC converter)," in *2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, vol. 5. IEEE, nov 2016, pp. 617–621.
- [16] H. Magnago, J. R. Tibola, M. Dalla Nora, M. Martins, and H. Pinheiro, "Control of variable speed ethanol generator set with battery bank," in *2019 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies, ISGT Latin America 2019*. IEEE, sep 2019, pp. 1–6.
- [17] A. Urtasun, A. Berrueta, P. Sanchis, and L. Marroyo, "Parameter-Independent Control for Battery Chargers Based on Virtual Impedance Emulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8848–8858, 2018.
- [18] D. Pavkovic, M. Lobrovic, M. Hrgetic, A. Komljenovic, and V. Smetko, "Battery current and voltage control system design with charging application," *2014 IEEE Conference on Control Applications, CCA 2014*, pp. 1133–1138, 2014.