

Desenvolvimento de Carregador Off-board para Veículos Elétricos em Nanorredes de Corrente Contínua

Igor Klaus Reichert

Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria - RS, Brasil
igor.reichert@acad.ufsm.br

Danielle Ferrari dos Santos

Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria - RS, Brasil
danielle.ferrari@acad.ufsm.br

Anderson Venzke Backes

Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria - RS, Brasil
andersonvenzkebackes@gmail.com

Fernando Siqueira Scherer

Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria - RS, Brasil
fernando.scherer@acad.ufsm.br

Lucas Vizzotto Bellinaso

Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria - RS, Brasil
lucas@gepoc.ufsm.br

Edivan Laercio Carvalho da Silva

Tallinn University of Technology
Tallinn, Estônia
edivan14nc@gmail.com

Abstract—A busca constante por eficiência energética impulsiona o desenvolvimento de tecnologias de conversão de energia, destacando as nanorredes de corrente contínua (CC) como uma solução promissora. No entanto, a implementação de carregadores para veículos elétricos (VE) enfrenta desafios devido à discrepância entre as tensões das nanorredes e das baterias dos VEs, que requerem 400 V ou 800 V. Dessa forma, neste trabalho é proposto um sistema de conversores boost e buck para elevar a tensão e controlar a corrente de saída aplicado a um carregador de VE.

Index Terms—eficiência energética, nanorredes CC, veículos elétricos, conversores CC-CC, controle de corrente

I. INTRODUÇÃO

A crescente demanda por eficiência energética e a integração de fontes renováveis têm impulsionado o desenvolvimento de tecnologias avançadas de conversão de energia [1]. Nesse contexto, as nanorredes de corrente contínua (CC) emergem como uma solução promissora, promovendo a simplificação da integração de fontes renováveis, armazenamento e cargas [2] [3]. Entretanto, a adoção em massa de edificações em c.c. é retardada pela relativa imaturidade da tecnologia, falta de padronização e conscientização sobre seu potencial [4] [5]. O desenvolvimento de conversores estáticos aplicados às nanorredes CC, como conversores CC-CC para sistemas fotovoltaicos, baterias, e veículos elétricos, é essencial para superar esses desafios.

Um dos principais problemas enfrentados na implementação de carregadores para veículos elétricos (VE) em nanorredes CC é a discrepância entre as tensões do barramento da nanorrede e as baterias dos veículos elétricos [6]. Enquanto o barramento da nanorrede CC opera entre 320 V e 380 V, as baterias dos veículos elétricos geralmente requerem tensões de 400 V ou 800 V. Portanto, é necessário um conversor elevador com controle de corrente na saída.

A solução proposta é a utilização de um conversor boost para elevar a tensão, a fim de atender os níveis de tensão

possíveis na bateria, seguido de um conversor buck para controlar a corrente de saída e possibilitar o controle de tensão em modo de flutuação. Este arranjo não só garante a elevação da tensão necessária, como também proporciona um controle preciso da corrente de carga das baterias dos veículos elétricos [6].

II. PROJETO DO SISTEMA

A modelagem de sistemas de controle é fundamental para desenvolver métodos de controle eficazes. Utilizando modelagem matemática e simulações, é possível entender o comportamento dos sistemas, avaliar seu desempenho e prever suas respostas a diferentes condições. A validação dessas simulações, comparando-as com dados experimentais, assegura a precisão dos modelos desenvolvidos.

A. Modelo físico

O conversor será uma combinação dos conversores Boost e Buck, elevando a tensão do link CC e controlando a corrente de carga das baterias do veículo elétrico. A planta do sistema de controle é apresentada na Figura 1.

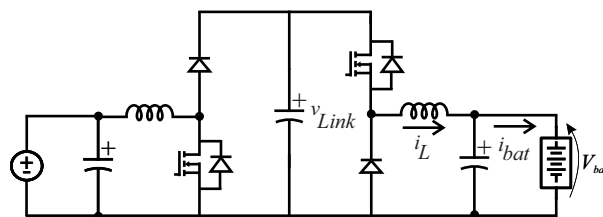


Fig. 1. Conversor Boost + Buck

O conversor, com potência nominal de 25 kW, é projetado para baterias de 800V, gerando uma corrente máxima de 32A. Em modo de condução contínua (CCM), a corrente nos

indutores é estável e o ripple é menor, reduzindo o estresse nos componentes.

O projeto é dividido em duas etapas: Boost e Buck. As variáveis de atuação são os sinais PWM nos MOSFETs, definidos pelo Duty-Cycle do controlador. As variáveis de estado incluem as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores. As variáveis medidas são a tensão do link e a corrente e tensão de saída da bateria.

B. Projeto do conversor Boost

A modelagem e controle do conversor Boost já foi tratado em [7] e [8]. As especificações do conversor Boost são:

$$\begin{aligned} V_{in} &= 350 \text{ V} \\ V_{out} &= 900 \text{ V} \\ f_{sw} &= 100 \text{ kHz} \\ P_{Rated} &= 25 \text{ kW} \end{aligned}$$

a) *Razão cíclica*: Para um Boost operando em (CC):

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (1)$$

Para o conversor especificado:

$$D = 1 - \frac{350}{900} = 0,6111 \quad (2)$$

b) *Indutor de potência*: Para CCM:

$$L = \frac{(V_{in})^2 \cdot (V_{out} - V_{in})}{2 \cdot f_{sw} \cdot 0.5 \cdot P_{out} \cdot V_{out}} \text{ H} \quad (3)$$

Para o conversor especificado:

$$L = 29.9444 \mu\text{H} \quad (4)$$

c) *Filtro do link - Capacitor*: Para simplificar o projeto do capacitor do filtro de saída, foi analisada a ondulação de corrente no diodo de saída. Assumindo o capacitor de saída em regime permanente, ele age como curto-circuito para correntes alternadas e como circuito aberto para correntes contínuas.

O capacitor foi sobredimensionado por simulação para estabilizar a tensão de barramento e filtrar o ripple de corrente.

Adotou-se o valor comercial de 220 μF para a capacitância do link.

C. Projeto do conversor Buck

O modelo do conversor buck já foi discutido em [9]. Neste, as especificações do conversor Buck são:

$$\begin{aligned} V_{in} &= 900 \text{ V} \\ V_{out} &= 800 \text{ V} \\ f_{sw} &= 100 \text{ kHz} \\ P_{Rated} &= 25 \text{ kW} \end{aligned}$$

a) *Razão cíclica*: Para um Buck operando em CCM:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (5)$$

Para o conversor especificado:

$$D = \frac{800}{900} = 0,8888 \quad (6)$$

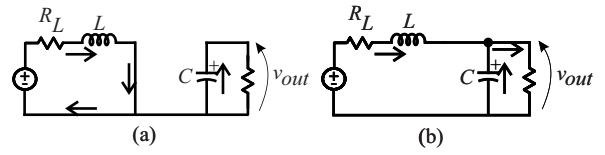


Fig. 2. (a) - Etapa 1: Chave conduzindo. (b) Etapa 2: Chave em bloqueio.

b) *Indutor de potência*: Para CCM:

$$L = \frac{(V_{out})^2 \cdot (V_{in} - V_{out})}{2 \cdot f_{sw} \cdot 0.5 \cdot P_{out} \cdot V_{in}} \text{ H} \quad (7)$$

c) *Filtro de saída - Capacitor*: Para reduzir a oscilação, optou-se por um capacitor com valor de 200 μF .

D. Modelo matemático

Cada conversor é modelado separadamente e, em seguida, os dois circuitos são integrados para fechar a malha de controle.

1) *Conversor Boost*: O circuito é dividido em duas etapas de funcionamento, utilizando o modelo médio.

a) *Etapa 1*: A chave está conduzindo e o diodo está em bloqueio, resultando no circuito da Figura 2(a).

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - i_L R_L \quad (8)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{R} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (10)$$

b) *Etapa 2*: A chave está em bloqueio e o diodo está em condução, modificando o circuito para a Figura 2 (b).

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - i_L R_L - v_C - V_d \quad (11)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{v_C}{R} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_d \quad (13)$$

$$d = 0 \quad (\text{chave aberta}) \quad (14)$$

$$d = 1 \quad (\text{chave fechada}) \quad (15)$$

Linearizando o espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}+V_d}{L} \\ \frac{1}{C} \end{bmatrix} V_d \quad (16)$$

Função de transferência final:

$$G_{boost} = \frac{v_C(s)}{d(s)} = \frac{V_{link}(s)}{d(s)} = \frac{-3.247e05s + 4.816e10}{s^2 + 303s + 2.083e07} \quad (17)$$

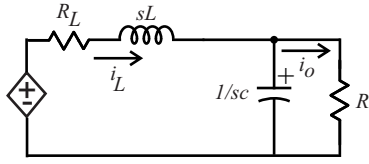


Fig. 3. Equivalente Buck

2) *Conversor Buck*: Para a modelagem do Buck, é utilizado o esquema apresentado na Figura 3.

Corrente no indutor:

$$i_L(s) = \frac{V_d(s)}{sL_o + Z_{eq}} \quad (18)$$

Divisor de corrente:

$$i_o = \frac{i_L \cdot \frac{1}{sC_o}}{\frac{1}{sC_o} + R_o} \quad (19)$$

Função de transferência:

$$G_i(s) = \frac{i_o(s)}{d(s)} = \frac{V_i}{(1 + R_o C_o s)(sL + R_L) + \bar{R}} \quad (20)$$

Parâmetros do projeto:

$$G_i(s) = \frac{900}{1.36 \times 10^{-11} s^2 + 6.8 \times 10^{-5} s + 0.02} \quad (21)$$

E. Projeto dos Controladores

Objetivos de controle:

- Limitar o overshoot a 5%.
- Garantir um tempo de acomodação de 1s.

Especificações adicionais:

- Rejeição de distúrbios externos.
- Manter a tensão e a corrente de saída dentro dos limites especificados.

1) *Controle do Barramento do Link (CC)*: O controle deve elevar a tensão de entrada, variando entre 320V e 380V, para 900V.

2) *Controle do Conversor Buck*: Controle de dois estágios para corrente e tensão da bateria.

a) *Frequência de Amostragem do Controle Digital*: A frequência de amostragem é definida em 100kHz para os conversores Boost e Buck, e 100Hz para a malha de controle da bateria.

F. Controlador do Boost

Controlador PI para estabilidade da tensão de saída:

- Overshoot máximo: 10%
- Tempo de acomodação: < 1s
- Margem de fase: > 60°

O diagrama de controle do conversor boost está ilustrado na Figura 4.

G. Controlador do Buck

Como se deseja controlar a corrente que é fornecida na bateria do carro por meio de dois parâmetros, quando a corrente é a máxima e quando a tensão é máxima, define-se controladores para ambas as malhas, de corrente e de tensão.

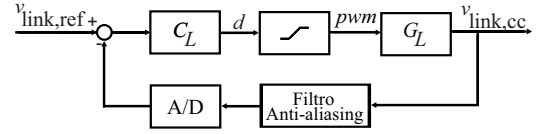


Fig. 4. Diagrama de blocos controle conversor Boost.

1) *Controlador malha de corrente*: A planta definida na equação 21, foi utilizada para realizar o projeto do controlador.

Para simular os efeitos de um sistema digital, incorporamos os efeitos de amostragem e retenção do sinal usando um Zero-Order Hold (ZOH). A função de transferência do ZOH é:

$$G_{zoh}(s) = \frac{1}{\frac{T_s}{2} \cdot s + 1} \quad (22)$$

Para uma frequência de comutação de 100kHz:

$$G_{zoh}(s) = \frac{1}{5 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1} \quad (23)$$

a) *Filtro Anti-Aliasing*: Função de transferência do filtro:

$$G_{alias}(s) = \frac{1}{RCs + 1} \quad (24)$$

$$G_{alias}(s) = \frac{1}{10^{-6} \cdot s + 1} \quad (25)$$

Modelo ajustado do sistema com ZOH e filtro anti-aliasing.

2) *Controlador malha de tensão*: Sabendo que a função de transferência da malha de tensão, é:

$$G_V = \frac{V_{out}}{v_{ref}} = \frac{R}{1 + sRC} = \frac{0,01}{2E - 7s + 1} \quad (26)$$

Para garantir que o sinal analógico seja condicionado antes da amostragem, insere-se um filtro anti-aliasing, uma vez que a frequência de amostragem será menor que a frequência do sinal. Este filtro remove componentes de alta frequência do sinal analógico que poderiam causar aliasing.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (27)$$

Com $R = 3,3k\Omega$ e $C = 1,07\mu F$, a função de transferência do filtro é:

$$G_{alias} = \frac{1}{RCs + 1} = \frac{1}{0,00353s + 1} \quad (28)$$

Convertendo o sinal para um domínio discreto, utiliza-se a técnica do *zero-order hold (ZOH)*. A função de transferência do ZOH para uma frequência de amostragem de 100Hz é:

$$G_{ZOH} = \frac{1 - e^{-sT}}{sT} \approx \frac{1}{0,005s + 1} \quad (29)$$

Dessa forma, a função de transferência resultante é:

$$G_{tensao} = G_V \times G_{ZOH} \times G_{alias} \quad (30)$$

Projetando o compensador, leva-se em consideração os seguintes critérios de regime transitório:

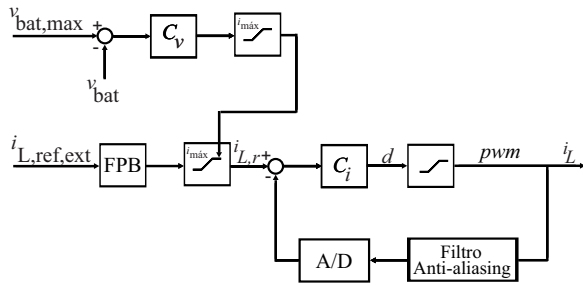


Fig. 5. Diagrama de blocos controle conversor Buck

- **Overshoot:** Não deve ser superior a 10%.
- **Tempo de resposta:** Deve ser no máximo 1s.

O compensador precisa ser mais lento do que a malha de corrente projetada anteriormente para garantir a estabilidade e o desempenho desejado do sistema.

Assim, obtém-se o seguinte compensador PI:

$$C = \frac{56.761(s + 171.4)}{s} \quad (31)$$

O diagrama de todo o procedimento realizado no controle do conversor buck está ilustrado na Figura 5.

H. Tratamento dos dados e proteção

O circuito de tratamento de dados e proteção do conversor AD consiste em 4 blocos em cascata, cada um com uma função específica:

- **Bloco de ganho de tensão:** Define o ganho de tensão para o link de 900V. A tensão máxima do microcontrolador é de 5V, resultando em um ganho de $\frac{5}{900} = 0,005555$. Utiliza um divisor resistivo de $1,8M\Omega$ com $10k\Omega$.
- **Bloco de filtro anti-aliasing:** Filtra frequências acima de $0,15 \cdot f_{sample}$. Utiliza um resistor de $10k\Omega$ e um capacitor de $1nF$. O filtro RC passa baixas de primeira ordem possui frequência de corte de $15,9kHz$, limitando a frequência máxima do sinal.
- **Bloco de amplificação de corrente:** Composto por um amplificador operacional para o ganho de corrente na entrada do conversor, compensando a atenuação das resistências elevadas.
- **Bloco de proteção:** Limita a tensão máxima e mínima a ser amostrada pelo conversor AD.

A resolução escolhida para o conversor é de 10 bits, suficiente para a aplicação proposta. A Figura 6 demonstra o processo de conversão AD.

III. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Foi utilizado o software PSIM para simular o circuito do carregador para veículos elétricos, ilustrado na Figura 1. Além disso, foram aplicados os compensadores descritos na seção anterior. O resultado da simulação é apresentado na Figura 7.

Observou-se uma diferença transitória quando a segunda parte do circuito começa a conduzir, influenciando a tensão do link (CC). Entretanto, essa mudança não é significativa,

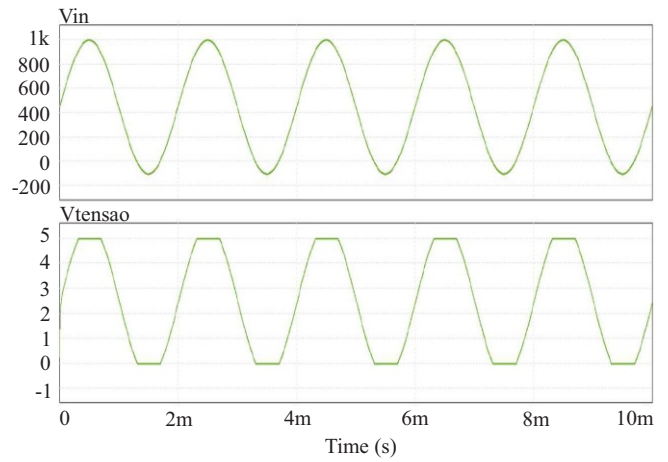


Fig. 6. Tratamento dos dados e proteção para o conversor AD

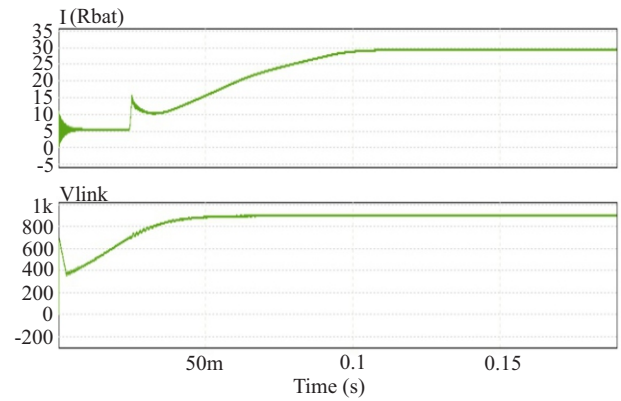


Fig. 7. Resultado de simulação

mantendo-se nos níveis projetados. O circuito acomoda-se nos valores desejáveis e projetados.

Na Figura 8, nota-se a atuação da malha de corrente por meio da corrente que vai até a bateria, neste modelado como um resistor em série com uma fonte de tensão, como mostra o circuito simulado na Figura 9. Quando a tensão da bateria ultrapassa a referência de aproximadamente 450,1 V, o sistema satura e reduz a corrente para a bateria, estendendo sua vida útil e permitindo uma carga mais rápida.

A rejeição de distúrbios foi observada aplicando um pequeno sinal step na razão cíclica, conforme mostrado nas Figuras 10 e 11. O sinal retorna ao valor projetado (900 V e 32 A), apesar de um erro adicionado à razão cíclica.

IV. CONCLUSÃO

O sistema de controle de carregamento de bateria desenvolvido oferece uma solução para os desafios dos veículos elétricos, abordando eficiência e estabilidade. O uso de controladores PI permite lidar com variáveis e distúrbios, garantindo desempenho superior. A integração entre o desenvolvimento do controle e a elaboração da planta física otimiza as respostas do sistema, assegurando carregamento rápido, eficiente e seguro das baterias. A implementação em um conversor

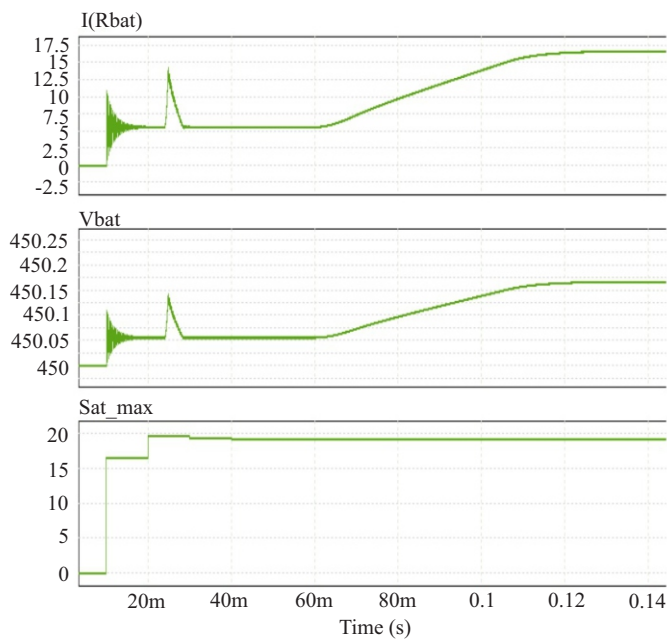


Fig. 8. Ação da malha de tensão

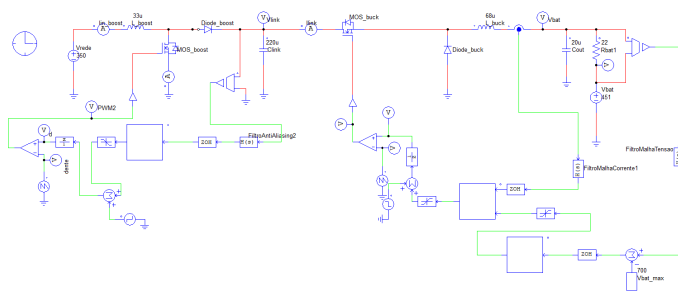


Fig. 9. Simulação do circuito em PSIM

boost-buck adapta-se a diferentes baterias e condições operacionais, considerando variações de indutâncias, capacitâncias e resistências para manter desempenho ideal. Este trabalho estabelece uma base para futuros avanços no carregamento de baterias de veículos elétricos, atendendo às necessidades atuais e impulsionando a inovação na mobilidade elétrica.

REFERENCES

[1] S. R. Sinsel, R. L. Riemke, and V. H. Hoffmann, *Challenges and solution technologies for the integration of variable renewable energy sources—a review*, *Renewable Energy*, vol. 145, pp. 2271-2285, 2020, doi: 10.1016/j.renene.2019.06.147.

[2] L. Mariam, M. Basu, and M. F. Conlon, *Microgrid: Architecture, policy and future trends*, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 64, pp. 477-489, 2016, doi: 10.1016/j.rser.2016.06.037.

[3] L. R. Jie and R. T. Naayagi, *Nanogrid for Energy Aware Buildings* 2019 IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia (GTD Asia), Bangkok, Thailand, 2019, pp. 92-96, doi: 10.1109/GTDA-sia.2019.8715905.

[4] M. Saeedifard, M. Graovac, R. F. Dias and R. Iravani, *DC power systems: Challenges and opportunities* IEEE PES General Meeting, Minneapolis, MN, USA, 2010, pp. 1-7, doi: 10.1109/PES.2010.5589736.

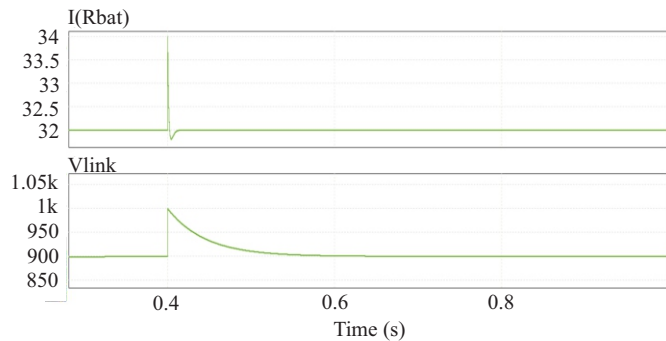


Fig. 10. Rejeição a distúrbios

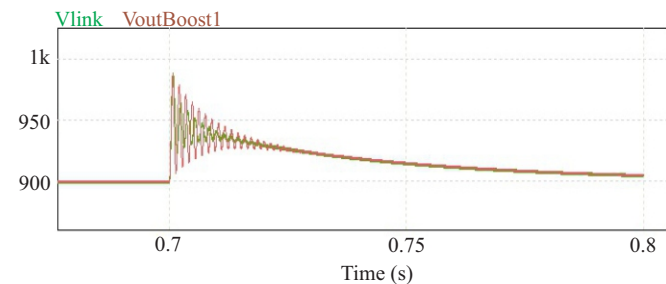


Fig. 11. Rejeição a distúrbios

[5] E. L. Carvalho, A. Blinov, A. Chub, P. Emiliani, G. de Carne and D. Vinnikov, *Grid Integration of DC Buildings: Standards, Requirements and Power Converter Topologies*, *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 3, pp. 798-823, 2022, doi: 10.1109/OJPEL.2022.3217741.

[6] Y. Kim; S. Choi, *Bidirectional Six-Pack SiC Boost-Buck Converter Using Droop Control in DC Nano-Grid*, *Sensors* 2023, 23, 8777. <https://doi.org/10.3390/s23218777>

[7] A. Vangari, D. Haribabu and J. N. Sakamuri, *Modeling and control of DC/DC boost converter using K-factor control for MPPT of solar PV system*, 2015 International Conference on Energy Economics and Environment (ICEEE), Greater Noida, India, 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/EnergyEconomics.2015.7235087.

[8] A. G. Beccuti, G. Papafotiou and M. Morari, *Optimal Control of the Boost dc-dc Converter*, *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*, Seville, Spain, 2005, pp. 4457-4462, doi: 10.1109/CDC.2005.1582864.

[9] M. Andleeb, K. L. Khan, S. Hussain and S. J. Iqbal, *Non-Linear Modeling and Control of DC-DC Buck and Boost Converters For EV Application*, 2022 1st International Conference on Sustainable Technology for Power and Energy Systems (STPES), SRINAGAR, India, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/STPES54845.2022.10006486.