

# Um Procedimento de Projeto de Controladores PID para Conversores CC-CC com Validação em *Hardware-in-the-Loop*

Everson Mattos<sup>1</sup>, Renan Medke<sup>1</sup>, Robert U. M. Viaro<sup>1</sup>, Lucas C. Borin<sup>1</sup>,  
Caio R. D. Osório<sup>1</sup>, Gustavo G. Koch<sup>2</sup>, Vinícius F. Montagner<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Universidade Federal de Santa Maria - UFSM - Santa Maria - RS - Brasil

<sup>2</sup>Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRGS - Porto Alegre - RS - Brasil

Email: everson.mattos@gmail.com

**Resumo**—Este artigo apresenta um procedimento de projeto de controladores do tipo proporcional-integral-derivativo (PID) aplicados a conversores CC-CC, com validação experimental em *hardware-in-the-loop*. Primeiramente, o conversor é modelado considerando variações paramétricas. Após, os ganhos do PID são projetados com base na otimização do desempenho para uma situação nominal. Então, o desempenho do sistema com o controlador é verificado por meio de simulações no domínio da frequência e no domínio do tempo considerando operação para uma faixa de valores para a resistência carga e para a tensão de entrada. Finalmente, resultados em tempo real do controle implementado em processador digital de sinais são mostrados, para validar o projeto. O procedimento é ilustrado no artigo para um estudo de caso para um conversor *buck*.

**Palavras-chave** – Controle PID, Conversores CC-CC, *Hardware-in-the-loop*, Variações paramétricas, Simulação em tempo real.

## I. INTRODUÇÃO

Conversores CC-CC são largamente utilizados para regular a tensão de alimentação de diversos sistemas, como computadores, equipamentos de comunicação, sistemas aeroespaciais, etc. Uma característica importante em conversores CC-CC é a capacidade de manter a tensão de saída regulada, mesmo na presença de variações de carga e variações na tensão de entrada, por exemplo. Neste sentido, uma sintonia adequada de um controlador permite uma boa relação de compromisso entre desempenho e robustez para o conversor operando em malha fechada [1]–[6].

Dentre os controladores mais utilizados em aplicações industriais, encontram-se os controladores do tipo proporcional-integral-derivativo (PID). No contexto de conversores CC-CC, estes controladores permitem regular a tensão de saída com erro nulo em regime permanente, e permitem em geral encontrar boas respostas transitórias em termos de tempo de acomodação e de *overshoot*. O projeto dos ganhos de PIDs pode ser feito por técnicas de controle clássico, como lugar das raízes e resposta em frequência. Entretanto, o projeto otimizado dos ganhos de PIDs ainda é um ponto de interesse, especialmente quando o conversor é sujeito a variações paramétricas [7]–[14].

Um ponto muito importante no projeto de um sistema de controle é a validação do sistema em malha fechada na prática, ou em condições de simulação muito próximas a condições práticas de operação. Recentemente, sistemas de simulação em tempo real de alta fidelidade têm apresentado um grande desenvolvimento, permitindo simular em tempo real a operação de conversores de potência e de seus controladores. Dispositivos do tipo *hardware-in-the-loop* (HIL) permitem, por exemplo, emular o *hardware* de conversores CC-CC nas mais diversas topologias, e implementar o controlador por meio de um processador digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Processor* – DSP) comercial, com o mesmo código a ser utilizado na implementação em protótipo. Neste cenário, é possível modificar os parâmetros do conversor e fazer testes sob diferentes condições de *hardware*, sem custos de reconfiguração física de circuitos, além de agregar maior segurança, quando operando em níveis maiores de tensão e corrente, por exemplo, e utilizando testes padronizados (protocolos de validação) do sistema de controle [15]–[17].

Este trabalho tem como objetivo apresentar um procedimento de projeto de controladores PIDs aplicado a conversores CC-CC sujeitos a variações paramétricas, com validação experimental utilizando HIL. Para um estudo de caso, um conversor *buck* é utilizado, e um controlador PID é projetado sob variações de carga e na tensão de entrada.

## II. ESTUDO DE CASO

Para ilustrar o procedimento de projeto de controladores PID para conversores CC-CC, com validação em HIL, um conversor *buck* será escolhido, por questões didáticas e pelo seu grande uso em diversas aplicações. O conversor é mostrado na Figura 1.

Para encontrar o modelo em função de transferência, partiu-se de um modelo médio em espaço de estados conforme descrito em (1), em que as equações de cada etapa de operação foram obtidas aplicando-se as leis de Kirchhoff.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}u(t)\end{aligned}\quad (1)$$

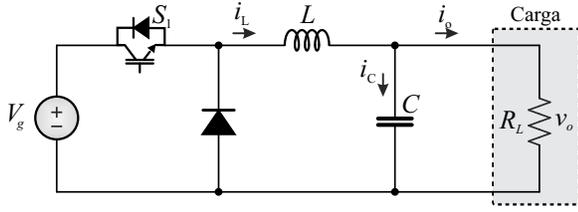


Figura 1. Conversor *Buck*.

Considere o conversor *buck* dado na Figura 1, operando na primeira etapa, em que a chave está em condução e o diodo está polarizado reversamente. Nesta etapa, o indutor armazena energia e a carga recebe energia da fonte. O modelo em espaço de estados para esta etapa de operação é dado por

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\mathbf{C}_1 = [0 \ 1], \mathbf{E}_1 = [0]$$

Na segunda etapa de operação, considere que a chave está bloqueada e o diodo está polarizado diretamente. Nesta etapa, o indutor libera energia armazenada na etapa anterior para a carga. O modelo em espaço de estados para esta etapa de operação é dado por

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\mathbf{C}_2 = [0 \ 1], \mathbf{E}_2 = [0]$$

Para ambas as etapas, a entrada, o vetor de estados e a saída são dados por

$$u = V_g, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix}, y = v_o. \quad (4)$$

#### A. Modelo médio

De acordo com [18], pode-se encontrar o modelo médio do sistema aplicando-se uma perturbação em (1) em torno do ponto quiescente, dado por

$$\mathbf{X} = \left[ \frac{(DV_g)}{R_L} \quad DV_g \right]^T, \quad Y = [DV_g]^T, \quad (5)$$

e desprezando os termos de ordem maior que a unidade, considerando que os valores assumidos pelas variáveis perturbadas são muito menores do que o valor da respectiva variável em regime permanente ou no ponto quiescente. Desta forma, o modelo médio em espaço de estados é dado por

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_p \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_p u(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_p \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_p u(t), \quad (6)$$

em que

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$\mathbf{C}_p = [0 \ 1], \mathbf{E}_p = [0]$$

é uma possível representação matricial para o modelo.

Por fim, aplicando-se a transformada de Laplace no modelo médio dado em (6), pode-se encontrar a seguinte função de transferência que relaciona a tensão de saída do conversor com a razão cíclica:

$$G_{vd}(s) = \frac{R_L V_g}{s^2 (CLR_L) + sL + R_L} \quad (8)$$

Para fins de ilustração de um estudo de caso neste artigo, os parâmetros do conversor *buck* utilizados a seguir para o projeto e validação de um controlador PID são dados na Tabela I.

Tabela I  
PARÂMETROS DO CONVERSOR *Buck*

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada ( $V_g$ )	[25 30] V
Tensão de saída (na carga) ( $v_o$ )	15 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	30 kHz
Capacitor do filtro ( $C$ )	100 $\mu$ F
Indutor do filtro ( $L$ )	100 $\mu$ H
Carga resistiva ( $R_L$ )	[0,5 1] $\Omega$

Pode-se notar que o conversor (planta em questão) tem parâmetros nominais e dois parâmetros intervalares, dados pela tensão de entrada e pela carga. Estas variações paramétricas podem ser originadas de flutuações na tensão do barramento de entrada ou em mudanças de carga durante a operação. Considerando todas as combinações de valores mínimos e máximos dos parâmetros intervalares, são obtidos 4 modelos de planta, i.e., modelos para os casos ( $V_{gmin}, R_{Lmin}$ ), ( $V_{gmin}, R_{Lmax}$ ), ( $V_{gmax}, R_{Lmin}$ ) e ( $V_{gmax}, R_{Lmax}$ ).

Neste cenário de variações paramétricas, a Seção III mostra o projeto de controladores PID e a Seção IV mostra a validação em HIL do sistema controlador e planta em malha fechada.

### III. PROCEDIMENTO DE PROJETO PROPOSTO

O controlador considerado neste trabalho será o controlador PID, com polo adicional, dado por

$$G_c(s) = \left[ \frac{K_d s^2 + K_p s + K_I}{s} \right] \times \left[ \frac{p_b}{s + p_b} \right] \quad (9)$$

em que  $K_p$ ,  $K_I$  e  $K_d$  são, respectivamente, os ganhos proporcional, integral e derivativo. A variável  $p_b$  representa um polo adicional, incluído para garantir uma função de transferência causal. Este polo pode ser colocado em alta frequência, de modo a reduzir as interações com os zeros do controlador.

O procedimento de projeto proposto é composto pelos seguintes passos:

- Passo 1) avaliar as respostas em frequência das 4 plantas e escolher uma das plantas (planta de pior caso) para fins de projeto do controlador;
- Passo 2) projetar o controlador PID otimizado utilizando a função especializada *pidtune* do MATLAB, de forma que o sistema  $G_c(s)G_{vd}(s)$  possa atingir uma margem de fase desejada ( $\phi^*$ ) e uma frequência de cruzamento desejada ( $\omega_c^*$ );

- Passo 3) avaliar as respostas ao degrau unitário do sistema em malha fechada dado por  $G_c(s)G_{vd}(s)/(1 + G_c(s)G_{vd}(s))$ , para as 4 plantas e, se necessário, refinar o projeto do controlador com a ferramenta *sisotool*, do MATLAB;
- Passo 4) simular em HIL o sistema de controle, com o PID programado em DSP, para testes de variação dos parâmetros.

Na sequência, é feita a aplicação do procedimento de projeto proposto ao estudo de caso descrito na seção anterior.

#### A. Aplicação do procedimento

O Passo 1) do procedimento permite, a partir dos diagramas de Bode mostrados na Figura 2, para as 4 situações extremas de parâmetros, escolher uma planta a ser utilizada para projeto do controlador. Neste caso, como é possível verificar na Figura 2, a função de transferência para  $V_{gmax}$  e  $R_{gmax}$  foi então escolhida como pior caso pois apresenta o maior pico de ressonância (i.e., planta que exhibe o menor amortecimento).

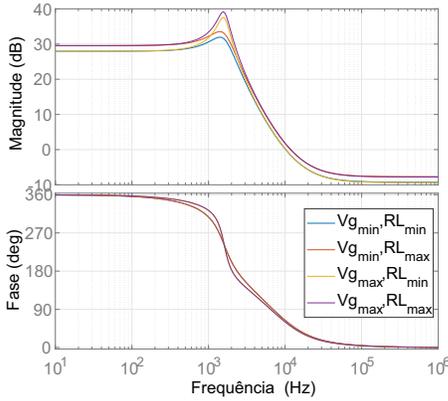


Figura 2. Respostas em frequências para os 4 modelos de planta, representando o conversor *buck* sob incerteza paramétrica na tensão de entrada e na carga.

Para o Passo 2) do procedimento, aqui foram escolhidos como valores desejados de margem de fase  $\phi^* = 60^\circ$  e frequência de cruzamento  $\omega_c^* = 2\pi 2000$  rad/s. Então, aplicando o comando *pidtune* do MATLAB, foram obtidos os ganhos de controle

$$G_{c.pdt}(s) = \frac{0,03996 s^2 + 1116 s + 3,458 \times 10^6}{s^2 + 6.2 \times 10^4 s}. \quad (10)$$

Para o Passo 3), a verificação de desempenho foi realizada por meio da resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada, no MATLAB, para as 4 situações de modelo da planta, com o controlador PID em (10).

Estas respostas podem ser melhoradas em termos de tempo de subida e tempo de acomodação, por exemplo, utilizando a ferramenta *sisotool* do MATLAB, para refinar o projeto do PID. Neste sentido, foram obtidos os seguintes ganhos de controle

$$G_{c.siso}(s) = \frac{0,2543 s^2 + 1694 s + 3,06 \times 10^7}{s^2 + 7.153 \times 10^4 s}. \quad (11)$$

As respostas comparativas dos controladores PID (10) e (11), para o sistema com realimentação unitária negativa e referência degrau unitário, são dadas na Figura 3. É possível verificar que o sistema com controlador projetado pelo procedimento proposto atingiu as seguintes margens de fase ( $65,63^\circ$ ;  $65,15^\circ$ ;  $49,33^\circ$ ;  $50,98^\circ$ ) e as frequências de cruzamento por zero em (Hz) (1523,11; 1674,41; 1924,79; 2056,71) para os seguintes conjuntos de parâmetros da planta:  $(V_{gmin}, R_{Lmin})$ ,  $(V_{gmin}, R_{Lmax})$ ,  $(V_{gmax}, R_{Lmin})$  e  $(V_{gmax}, R_{Lmax})$ , respectivamente.

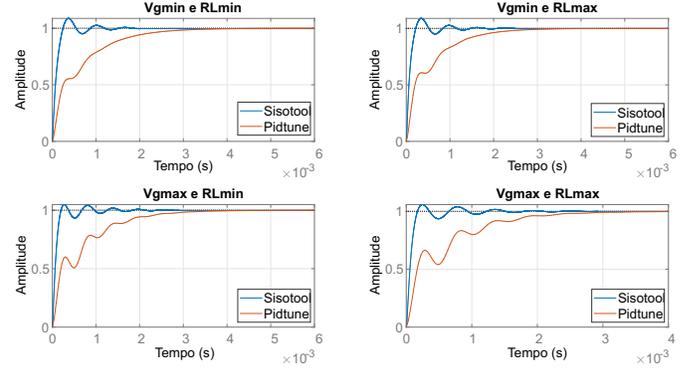


Figura 3. Respostas do sistema em malha fechada, para os controladores PID em (10) e (11), para um teste de referência degrau unitário, para os 4 modelos de planta representando o conversor *buck* operando sob incerteza paramétrica na tensão de entrada e na carga, conforme mostrado na Tabela I.

O Passo 4) do procedimento é baseado em resultados em HIL e será detalhado na próxima seção.

#### IV. RESULTADOS EM HIL

A Figura 4 mostra a bancada de validação do sistema de controle utilizada neste trabalho, contendo o HIL para simulação do conversor CC-CC em tempo real, o DSP para implementação do controle, um *notebook* para execução do supervisor, e uma placa de aquisição de dados e um osciloscópio para captura dos resultados. Neste cenário, o

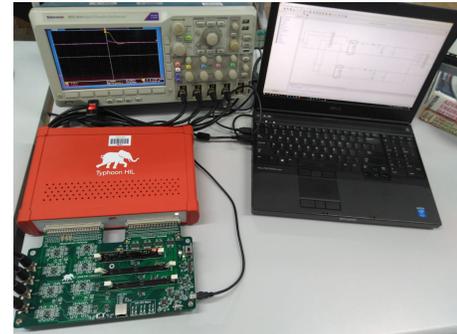


Figura 4. Bancada para validação do controlador proposto: DSP, placa de interface, simulador em tempo real e osciloscópio.

conversor é emulado pela plataforma Typhoon-HIL modelo 402, e o controle é implementado em código C, no DSP TMS320F28335, da fabricante Texas Instruments. Portanto,

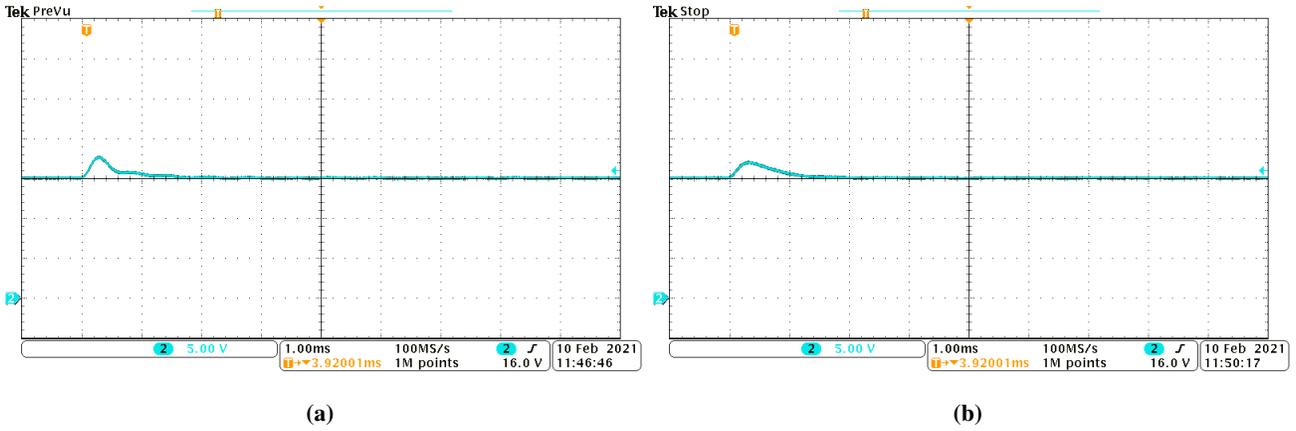


Figura 5. Tensão de saída do conversor  $v_o$  quando a tensão de entrada varia de 25 V para 30 V considerando a retência de carga de: (a) 1  $\Omega$ ; (b) 0,5  $\Omega$ .

o controle é implementado em código idêntico ao que pode ser embarcado em protótipo ou produto industrial, enquanto o conversor é emulado em tempo real com alta fidelidade pelo HIL. Desta forma, é possível validar o controlador pidtune ( $G_{c.pdt}(s)$ ) melhorado a partir das respostas obtidas no sisotool ( $G_{c.siso}(s)$ ) para vários cenários de análise de desempenho do sistema de controle, como variações de carga e variações da tensão de entrada. O controlador (11) foi discretizado, com uma frequência de amostragem igual a frequência de chaveamento de 30 kHz, utilizando transformação bilinear e resultou em

$$G_{c.siso}(z) = \frac{0,1328 z^2 - 0,2243 z + 0,107}{z^2 - 0,9123 z - 0,08768}. \quad (12)$$

As Figuras 5 (a) e (b) mostram os resultados das simulações em HIL, para o conversor operando sob um aumento na tensão de entrada, em duas diferentes condições de carga,  $R_L = 1 \Omega$  e  $R_L = 0,5 \Omega$ . Pode-se notar a boa recuperação transitória e a boa regulação em regime permanente para o controlador (11). As Figuras 6 (a) e (b) mostram um ensaio de redução da tensão de entrada, para o conversor operando com as mesmas condições de carga do ensaio anterior. A resposta para esta

condição de operação do conversor apresenta comportamento similar ao observado na resposta da Figura 5. Conclusões similares às do ensaio anterior são aplicáveis.

As Figuras 7 (a) e 7 (b) mostram os resultados para um ensaio de aumento da resistência de carga, para os dois limites de operação da tensão de entrada 30 V e 25 V, enquanto as Figuras 8 (a) e 8 (b) mostram um ensaio de redução da resistência de carga, novamente, para as duas condições de operação da tensão de entrada. Nota-se novamente um desempenho satisfatório, com boa regulação de tensão, para o controlador otimizado no *sisotool*. Os resultados desta seção indicam que os ganhos obtidos por meio do procedimento de projeto proposto no artigo são válidos para operação em tempo real, apresentando boas características de regulação e rejeição de distúrbios.

## V. CONCLUSÕES

Este artigo mostrou um procedimento de projeto de controladores PID's aplicados a conversores *buck* com parâmetros incertos pertencentes a intervalos. O procedimento pode ser aplicado diretamente a outros conversores CC-CC, com a modelagem apropriada dos conversores com um conjunto de

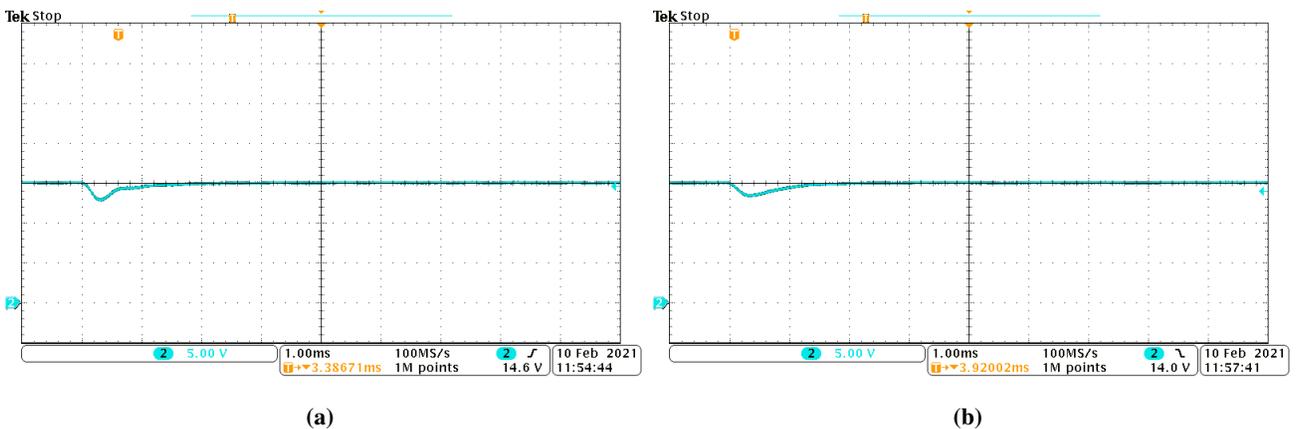


Figura 6. Tensão de saída do conversor  $v_o$  quando a tensão de entrada varia de 30 V para 25 V considerando a retência de carga de: (a) 1  $\Omega$ ; (b) 0,5  $\Omega$ .

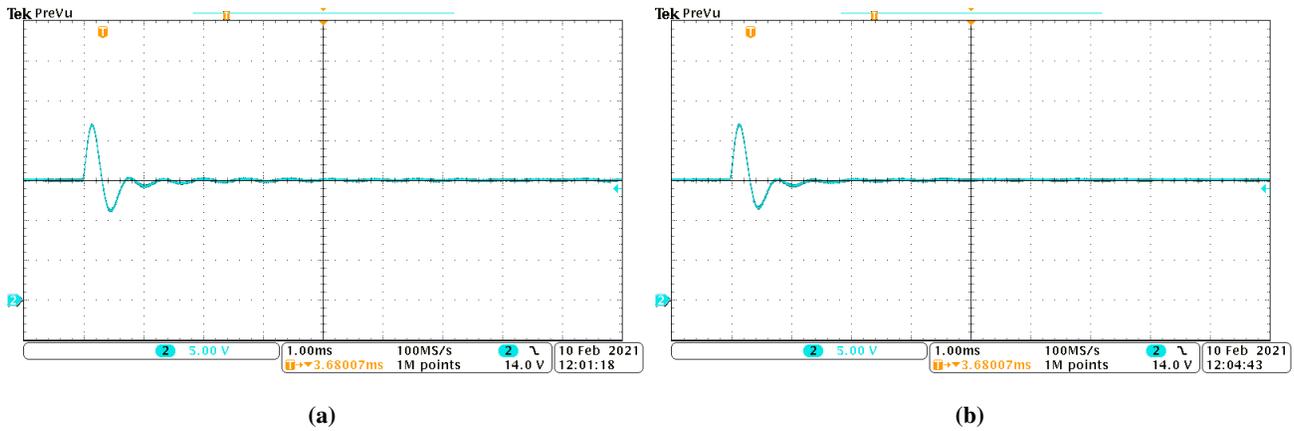


Figura 7. Tensão de saída do conversor  $v_o$  quando a carga varia de  $0,5 \Omega$  para  $1 \Omega$ : (a) para tensão de entrada de 30V e (b) para tensão de entrada de 25V.

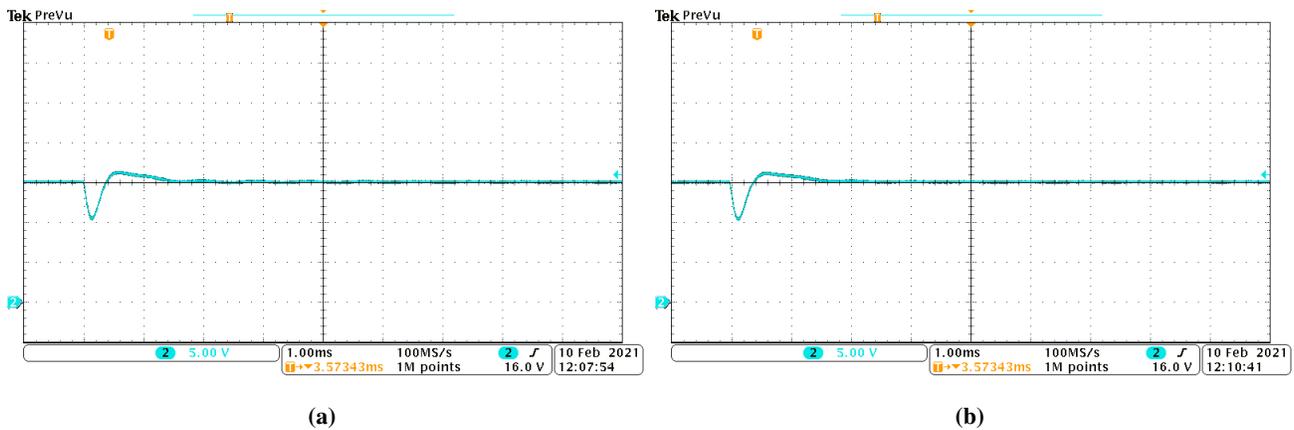


Figura 8. Tensão de saída do conversor  $v_o$  quando a carga varia de  $1 \Omega$  para  $0,5 \Omega$ : (a) para tensão de entrada de 30V e (b) para tensão de entrada de 25V.

plantas representando a operação em diferentes condições de parâmetros. O estudo de caso mostrado no artigo ilustra que o procedimento permite a obtenção de controladores PID robustos para a regulação da tensão. Resultados de simulação em tempo real em HIL mostram a validação do controle com código implementado em DSP comercial, permitindo utilização em produtos de padrão industrial.

#### AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001. Os autores também agradecem ao INCT-GD, CNPq (465640/2014-1,309536/2018-9, CAPES (23038.000776/2017-54), FAPERGS (17/2551-0000517-1).

#### REFERÊNCIAS

- [1] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*. New York, NY: Chapman & Hall, 1997.
- [2] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, 11th ed. Upper Saddle River, USA: Prentice Hall, 2008.
- [3] V. F. Montagner, L. A. Maccari Jr., and R. C. L. F. Oliveira, "Design and Experimental Validation of a Robust  $\mathcal{H}_2$  Controller Applied to a Boost Converter," in *Proceedings of Congresso Brasileiro de Automática 2010*, Bonito, Brazil, 2010.
- [4] V. F. Montagner, L. A. Maccari Jr., H. Pinheiro, and R. C. L. F. Oliveira, "A Robust  $\mathcal{H}_2$  State Feedback Controller Applied to Boost Converters," *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 16, no. 1, pp. 68–75, 2010.
- [5] L. A. Maccari Jr., V. F. Montagner, H. Pinheiro, and R. C. L. F. Oliveira, "Robust  $\mathcal{H}_2$  Control Applied to Boost Converters: Design, Experimental Validation and Performance Analysis," *IET Control Theory & Applications*, vol. 6, no. 12, pp. 1881–1888, August 2012.
- [6] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, P. Garcés, and I. Queinnec, "LMI Robust Control Design for Boost PWM Converters," *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 75–85, January 2010.
- [7] L. Guo, J. Y. Hung, and R. M. Nelms, "Evaluation of DSP-Based PID and Fuzzy Controllers for DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2237–2248, Jun. 2009.
- [8] S. Kapat and P. T. Krein, "Formulation of PID Control for DC-DC Converters Based on Capacitor Current: A Geometric Context," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1424–1432, 2011.
- [9] L. Guo, J. Y. Hung, and R. Nelms, "PID Controller Modifications to Improve Steady-State Performance of Digital Controllers for Buck and Boost Converters," in *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335)*, vol. 1. IEEE, 2002, pp. 381–388.
- [10] W. K. Ho, C. C. Hang, and J. Zhou, "Self-tuning PID Control of a Plant with Under-Damped Response with Specifications on Gain and Phase Margins," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 5, no. 4, pp. 446–452, 1997.
- [11] R. L. P. Medeiros, D. B. R. Góes, F. A. C. Ayres Jr, W. Barra Jr, and E. M. R. C. C. Neves, "Avaliação Experimental de Projeto de Controlador Robusto Via Análise Intervalar Aplicado a um Conversor De Potência CC-CC Buck," *SOBRAEP*, vol. 23, no. 3, pp. 360–370,

- 2018.
- [12] M. R. Nascimento, L. C. Borin, E. Mattos, C. R. D. Osório, G. G. Koch, and V. F. Montagner, "Controladores PIDs Otimizados com uma Aplicação ao Controle de Tensão de Conversores Buck," in *SEPOC 2019: 12th Seminar on Power Electronics and Control*, 2019.
- [13] L. C. Borin, E. Mattos, C. R. D. Osório, G. G. Koch, and V. F. Montagner, "Robust PID Controllers Optimized by PSO Algorithm for Power Converters," in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.
- [14] C. R. D. Osório, L. C. Borin, G. G. Koch, and V. F. Montagner, "Optimization of Robust PI Controllers for Grid-Tied Inverters," in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.
- [15] Z. R. Ivanovic, E. M. Adzic, M. S. Vekic, S. U. Grabic, N. L. Celanovic, and V. A. Katic, "HIL Evaluation of Power Flow Control Strategies for Energy Storage Connected to Smart Grid Under Unbalanced Conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4699–4710, Nov 2012.
- [16] M. Hanif, V. Khadkikar, W. Xiao, and J. Kirtley, "Two Degrees of Freedom Active Damping Technique for LCL Filter-Based Grid Connected PV Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 6, pp. 2795–2803, June 2014.
- [17] C. R. D. Osório, G. G. Koch, R. C. Oliveira, and V. F. Montagner, "A Practical Design Procedure for Robust  $\mathcal{H}_2$  Controllers Applied to Grid-Connected Inverters," *Control Engineering Practice*, vol. 92, p. 104157, 2019.
- [18] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*. Boston, MA: Addison-Wesley, 1991.