Controladores PIDs Otimizados com uma Aplicação ao Controle de Tensão de Conversores *Buck*

Monique R. Nascimento, Lucas C. Borin, Everson Mattos, Caio R. D. Osorio,
Gustavo G. Koch e Vinicius F. Montagner
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria - RS, Brasil - 97105-900
lukascielo@gmail.com

***Resumo*—Este trabalho apresenta um projeto de controladores PIDs robustos com ganhos de controle fixos, adequados para aplicação em conversores de potência cujos parâmetros pertencem a intervalos reais. Diferentemente de projetos convencionais, que utilizam apenas um modelo nominal para obter os ganhos de controle fixos, verificando *a posteriori* a robustez, a abordagem proposta garante, *a priori* (ou seja, durante o estágio de projeto), desempenho robusto, para um conjunto de parâmetros da planta. Para comparação de desempenho, é utilizado um controlador PID projetado no domínio da frequência com auxílio de uma interface gráfica de projeto largamente empregada em controle. O procedimento de projeto do controlador PID robusto é apresentado e ilustrado por meio de um estudo de caso.**

***Index Terms*—Controle Proporcional-Integral-Derivativo, Controle robusto, Conversor CC-CC, Programação linear.**

I. Introdução

Os controladores proporcional-integral-derivativos (PID) são reconhecidamente importantes em aplicações industriais, podendo fornecer, a partir de uma estrutura de controle simples, transitórios adequados e boas respostas em regime permanente para diversas plantas de interesse prático [1]–[6]. Os PIDs podem ser projetados utilizando desde os métodos conhecidos de Ziegler-Nichols até técnicas mais avançadas, como controladores *fuzzy* e adaptativos [7]–[13]. Em particular, essas técnicas avançadas de controle permitem melhorar o desempenho (performance em transitório e/ou diante de incertezas estruturadas e não-estruturadas), ao custo de maior complexidade no projeto e implementação do controlador, quando comparadas a PIDs de ganhos fixos.

Na literatura, há vários trabalhos que utilizam controladores PID em conversores de potência, sendo que algumas diretrizes para o projeto dos PIDs podem ser encontradas em [14], com base em características no domínio da frequência. Como exemplo de aplicação, pode-se citar o controle da tensão de conversores rebaixadores (*Buck*) e elevadores (*Boost*) de tensão. Neste sentido, a estrutura de controlador PID mais simples utilizada é o controlador com ganhos fixos, como por exemplo em [15]–[19]. Outra alternativa são os PIDs de ganhos variáveis, conforme pode-se verificar nos métodos adaptativos ou *fuzzy* de projeto descritos em [10], [20], [21]. Observe que os controladores adaptativos ou *fuzzy* são mais adequados para plantas com dinâmicas variáveis e de forma imprevisível [2]. Entretanto, quando a dinâmica for constante, mesmo que não conhecida, controladores de ganhos fixos podem ser utilizados com desempenho igual ou superior [2].

No contexto de PIDs com ganhos de controle fixo, encontrar ganhos adequados é um desafio no projeto do controlador, e a dificuldade aumenta com a necessidade de atender a múltiplos objetivos de controle. Além disso, a incerteza nos parâmetros físicos leva a um conjunto de plantas para descrever o sistema de controle e à necessidade de projeto de PIDs que possam garantir limites de desempenho para todo esse conjunto.

Convencionalmente, controladores PID são projetados considerando apenas um modelo nominal do conversor, utilizando critérios no domínio da frequência, particularmente frequência de cruzamento e margem de fase [22]. Entretanto, essa abordagem pode levar a desempenhos deteriorados quando forem consideradas incertezas paramétricas, como, por exemplo, incertezas intervalares nos parâmetros do conversor. Neste cenário, controladores PIDs robustos a incertezas paramétricas são interessantes. Uma técnica para a obtenção desses controladores é baseada na solução de problemas de otimização linear, como proposto em [23], [24]. Essa técnica foi aplicada a conversores de potência nos trabalhos [25]–[27], sempre com especificações de desempenho baseadas em análise intervalar para o polinômio característico do sistema de malha fechada.

Neste contexto, o presente trabalho fornece um procedimento baseado em otimização matemática, para obter ganhos fixos de controladores PID robustos aplicados para a regulação de tensão do conversor CC-CC do tipo *Buck*. Modelos intervalares são utilizados aqui para representar a dinâmica dos sistemas com parâmetros incertos, levando a um conjunto de modelos lineares, definido a partir dos valores extremos dos parâmetros. A solução utilizada é baseada em um problema de otimização linear, que garante um controlador PID robusto a incertezas paramétricas a partir da alocação dos polos do sistema de malha fechada em uma região no semiplano esquerdo do plano complexo. Para uma comparação de desempenho, é utilizado um controlador PID projetado no domínio da frequência com auxílio do *sisotool*, do MATLAB. As respostas transitórias e em regime permanente obtidas com o controlador proposto são de boa qualidade, inclusive para variações de

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

carga e da tensão de entrada.

II. Descrição do Problema

O objetivo desta seção é mostrar a modelagem do conversor *Buck* e a estrutura do controlador PID utilizado, além de descrever o problema de controle robusto a ser tratado aqui. Por exemplo, considere o controle de tensão de saída de um conversor *Buck* [14], onde L é o indutor do filtro, C é o capacitor do filtro, R_L é a carga resistiva, V_g é a tensão de entrada e v_o é a tensão de saída do conversor a ser regulada.

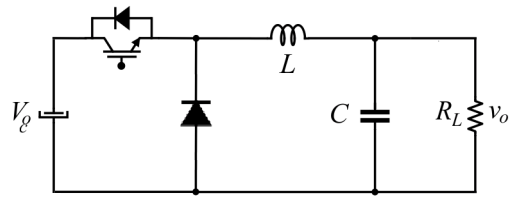

Figura 1. Conversor *Buck*.

O conversor *Buck*, ilustrado na Figura 1, tem a função de transferência

$$G_p(s) = \frac{R_L V_g}{s^2(CLR_L) + sL + R_L} \tag{1}$$

considerando a razão cíclica como variável de entrada e a tensão do capacitor como variável de saída [14].

Diferentemente de resultados similares na literatura, aqui alguns parâmetros deste conversor são assumidos, no estágio de projeto de controle, como incertos. Especificamente, considere que o valor do resistor de carga R_L e a tensão de entrada V_g são assumidos como não precisamente conhecidos, mas pertencentes a intervalos reais para os quais somente os limites superior e inferior são conhecidos, conforme dado na Tabela I.

Tabela I
Parâmetros do conversor Buck.

Parametros	Valores
Tensão de entrada (V_g)	[27 33] V
Tensão de saída (na carga) (v_o)	15 V
Frequência de chaveamento (f_s)	30000 Hz
Capacitor do filtro (C)	100 μF
Indutor do filtro (L)	100 μH
Carga resistiva (R_L)	[2.4 3.6] Ω

O controle da tensão de saída do conversor *Buck* utilizado aqui tem uma realimentação unitária, com o controlador G_c sendo um controlador PID de ganhos fixos, dado por

$$G_c(s) = \left[\frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s}\right] \times \left[\frac{pb}{pb + s}\right] \tag{2}$$

Onde K_p, K_i e K_d são, respectivamente, os ganhos proporcional, integral e derivativo. A variável pb representa um polo adicional, incluído para garantir uma função de transferência causal, e colocado em alta frequência de modo a reduzir as interações com a ação de avanço de fase e atraso de fase.

A. Definição do problema de controle

Encontre, por meio de um problema de otimização linear, ganhos fixos K_p, K_i e K_d, e também o polo adicional pb (ou seja, quatro parâmetros de controle) para o PID em (2) tal que, para todos os valores de parâmetros R_L e V_g da planta, os polos da malha fechada se encontrem em uma região pré-definida pelo projetista, no semiplano esquerdo do plano complexo.

III. Solução de Projeto

Considere a planta e controlador dados, respectivamente, pelas funções de transferência definidas em (3) e (4)

$$G_p(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \tag{3}$$

$$G_c(s) = \frac{x_2 s^2 + x_1 s + x_0}{y_2 s^2 + y_1 s + y_0} \tag{4}$$

A função transferência do sistema em malha fechada é dada por

$$G_{mf}(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \tag{5}$$

onde o denominador pode ser expresso como:

$$\begin{aligned} D_{mf}(s) &= (a_2x_2 + b_2y_2)s^4 + \\ &(a_2x_1 + a_1x_2 + b_2y_1 + b_1y_2)s^3 + \\ &(a_2x_0 + a_1x_1 + a_0x_2 + b_2y_0 + b_1y_1 + b_0y_2)s^2 + \\ &(a_1x_0 + a_0x_1 + b_1y_0 + b_0y_1)s + (a_0x_0 + b_0y_0) \end{aligned} \tag{6}$$

Se a planta tem coeficientes conhecidos, é possível alocar os polos de malha fechada nas raízes de um polinômio T, denominado polinômio alvo, dado por

$$T(s) = t_4 s^4 + t_3 s^3 + t_2 s^2 + t_1 s + t_0 \tag{7}$$

Note que o grau do polinômio $T(s)$ deve ser igual à soma dos graus de $G_c(s)$ e $G_p(s)$. Igualando-se (6) à (7) e representando na forma matricial, tem-se a equação diofantina

$$AX = T \tag{8}$$

onde A é a matriz de Sylvester, X o vetor de coeficientes do controlador (numerador e denominador) e T o vetor de coeficientes do polinômio alvo, dados por

$$\left[\begin{array}{ccc|ccc} a_2 & 0 & 0 & b_2 & 0 & 0 \\ a_1 & a_2 & 0 & b_1 & b_2 & 0 \\ a_0 & a_1 & a_2 & b_0 & b_1 & b_2 \\ 0 & a_0 & a_1 & 0 & b_0 & b_1 \\ 0 & 0 & a_0 & 0 & 0 & b_0 \end{array}\right] \cdot \left[\begin{array}{c} x_2 \\ x_1 \\ x_0 \\ y_2 \\ y_1 \\ y_0 \end{array}\right] = \left[\begin{array}{c} t_4 \\ t_3 \\ t_2 \\ t_1 \\ t_0 \end{array}\right] \tag{9}$$

Se a planta tem coeficientes incertos, expressos na forma intervalar

$$G_p(s) = \frac{[a_{2\min}\ a_{2\max}]\, s^2 + [a_{1\min}\ a_{1\max}]\, s + [a_{0\min}\ a_{0\max}]}{[b_{2\min}\ b_{2\max}]\, s^2 + [b_{1\min}\ b_{1\max}]\, s + [b_{0\min}\ b_{0\max}]} \tag{10}$$

pode-se escrever as seguintes matrizes, considerando o limite superior e inferior dos parâmetros:

$$A_{\min} = \left[\begin{array}{ccc|ccc} a_{2\,\min} & 0 & 0 & b_{2\,\min} & 0 & 0 \\ a_{1\,\min} & a_{2\,\min} & 0 & b_{1\,\min} & b_{2\,\min} & 0 \\ a_{0\,\min} & a_{1\,\min} & a_{2\,\min} & b_{0\,\min} & b_{1\,\min} & b_{2\,\min} \\ 0 & a_{0\,\min} & a_{1\,\min} & 0 & b_{0\,\min} & b_{1\,\min} \\ 0 & 0 & a_{0\,\min} & 0 & 0 & b_{0\,\min} \end{array}\right] \tag{11}$$

$$A_{\max} = \left[\begin{array}{ccc|ccc} a_{2\,\max} & 0 & 0 & b_{2\,\max} & 0 & 0 \\ a_{1\,\max} & a_{2\,\max} & 0 & b_{1\,\max} & b_{2\,\max} & 0 \\ a_{0\,\max} & a_{1\,\max} & a_{2\,\max} & b_{0\,\max} & b_{1\,\max} & b_{2\,\max} \\ 0 & a_{0\,\max} & a_{1\,\max} & 0 & b_{0\,\max} & b_{1\,\max} \\ 0 & 0 & a_{0\,\max} & 0 & 0 & b_{0\,\max} \end{array}\right] \tag{12}$$

Como a planta é incerta, o polinômio alvo também deve ser expresso com coeficientes intervalares, definindo uma região para alocação de polos, ao invés de posições específicas, como no caso nominal.

$$\begin{aligned}[T] = &[t_{4\,\min}\ t_{4\,\max}]\, s^4 + [t_{3\,\min}\ t_{3\,\max}]\, s^3 + \\ &[t_{2\,\min}\ t_{2\,\max}]\, s^2 + [t_{1\,\min}\ t_{1\,\max}]\, s + [t_{0\,\min}\ t_{0\,\max}]\end{aligned} \tag{13}$$

onde

$$\begin{aligned} T_{\min} &= [t_{4\,\min}\ t_{3\,\min}\ t_{2\,\min}\ t_{1\,\min}\ t_{0\,\min}]^t \\ T_{\max} &= [t_{4\,\max}\ t_{3\,\max}\ t_{2\,\max}\ t_{1\,\max}\ t_{0\,\max}]^t \end{aligned} \tag{14}$$

Para obter um controlador robusto com coeficientes dados pelo vetor X, é suficiente atender às seguintes desigualdades [23]

$$\left\{\begin{array}{l} A_{\max} \cdot X \leq T_{\max} \\ A_{\min} \cdot X \geq T_{\min} \end{array}\right. \tag{15}$$

na forma matricial

$$\left[\begin{array}{c} A_{\max} \\ -A_{\min} \end{array}\right] \cdot X \leq \left[\begin{array}{c} T_{\max} \\ -T_{\min} \end{array}\right] \tag{16}$$

Note que, além de obter o vetor X que satisfaz (16), é possível definir restrições para os coeficientes do controlador (ou até mesmo definir parte deles) através da solução do seguinte problema de programação linear:

$$\min_x f^T(x) \quad s.t \left\{\begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} A_{\max} \\ -A_{\min} \end{array}\right] \cdot X \leq \left[\begin{array}{c} T_{\max} \\ -T_{\min} \end{array}\right] \\ X_{\min} \leq X \leq X_{\max} \end{array}\right. \tag{17}$$

A. Resultados para o Estudo de Caso

A função de transferência nominal do conversor *Buck*, definida em (18), foi obtida substituindo os parâmetros da Tabela I em (1).

$$G_p(s) = \frac{90}{3 \times 10^{-8} s^2 + 1 \times 10^{-4} s + 3} \tag{18}$$

Para a abordagem intervalar, foi incluída a região de incertezas paramétricas na modelagem do conversor. A região de incertezas foi especificada considerando para o parâmetro V_g uma variação de $\pm 10\%$ do valor nominal e para o valor de R_L uma variação de $\pm 20\%$, obtendo, então, as funções de transferência G_{inf} e G_{sup}

$$G_{inf}(s) = \frac{64.8}{2.4 \times 10^{-8} s^2 + 1 \times 10^{-4} s + 2.4} \tag{19}$$

$$G_{sup}(s) = \frac{118.8}{3.6 \times 10^{-8} s^2 + 1 \times 10^{-4} s + 3.6} \tag{20}$$

Considerando como polinômio alvo nominal

$$\begin{aligned} T(s) = &3 \times 10^{-8} s^4 + 0.0029274 s^3 + \\ &46.3704 s^2 + 797525 s + 1951650670 \end{aligned} \tag{21}$$

Esse polinômio foi obtido utilizando a função *pidtune* do MATLAB para obter um controlador PID que garanta frequência de cruzamento de 3000 Hz e margem de fase de 60 graus.

T_{sup} e T_{inf} são obtidos considerando, respectivamente, uma variação de $\pm 30\%$ sobre os coeficientes do polinômio nominal.

A partir das funções de transferência G_{inf} e G_{sup} e dos polinômios T_{sup} e T_{inf}, adotando uma estrutura fixa do tipo PID com polo adicional, apresentada na Seção II, e aplicando o método descrito anteriormente, utilizou-se um problema de otimização linear, cuja função objetivo considerada para este estudo é a soma dos parâmetros do controlador, conforme (22), para o cálculo dos parâmetros do PID.

$$f(x) = \sum_i x_i \tag{22}$$

Resolvendo um problema de programação linear, para

$$\begin{aligned} X_{\min} &= \left[-10^{-8}\ \ -10^{-8}\ \ -10^{-8}\ \ 1\ \ -10^{-8}\ \ 0\right]^t \\ X_{\max} &= \left[10^{8}\ \ 10^{8}\ \ 10^{8}\ \ 1\ \ 10^{8}\ \ 0\right]^t \end{aligned}$$

obtém-se o seguinte vetor de soluções

$$G_c(s) = \frac{0.3385 s^2 + 5607 s + 2.108 \times 10^7}{s^2 + 8.122 \times 10^4} \tag{23}$$

A Figura 2 mostra a região de alocação dos polos de malha fechada do polinômio alvo T e a região de alocação dos polos de malha fechada do denominador D_{mf}.

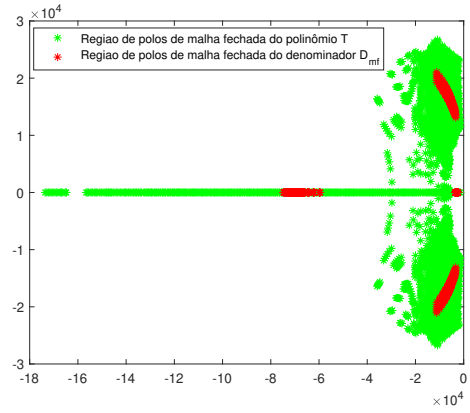

Figura 2. Região de polos de malha fechada do polinômio T e do denominador D_{mf} para uma varredura nos parâmetros incertos.

Na Figura 3 nota-se que as regiões de alocação dos polos são estáveis, visto que encontram-se no semiplano esquerdo.

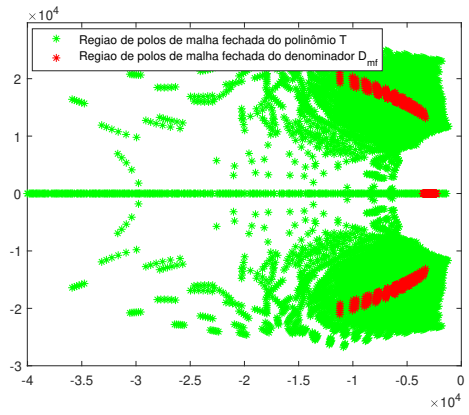

Figura 3. Detalhamento da Figura 2.

Para uma comparação, foi feito, de forma heurística, utilizando o *sisotool* do MATLAB, um projeto de PID para garantir margem de fase de 60 graus e frequência de cruzamento de 3000 Hz, considerando como planta nominal aquela associada com os valores, R_{Lmax} e V_{gmax}, por exibir um menor fator de amortecimento. O resultado obtido é dado pelo controlador

$$G_c(s) = \frac{(4.16 \times 10^{-6}s^2 + 0.0315s + 56.29)\, 6.283 \times 10^4}{s(s + 6.283 \times 10^4)} \tag{24}$$

Para testar a qualidade dos resultados com estes controladores, procedeu-se a uma simulação no software PSIM, sendo obtidos os resultados apresentados nas figuras 4 a 10.

Na Figura 4 são apresentadas as respostas dos dois controladores para uma referência em degrau. É possível observar que o controlador robusto obtido a partir do método apresentado fornece uma resposta mais rápida na partida, com tempo de acomodação de 1 ms, contra um tempo de acomodação de 3.5 ms para o controlador sintonizado no *sisotool*, indicando resultado significativamente melhor para o primeiro.

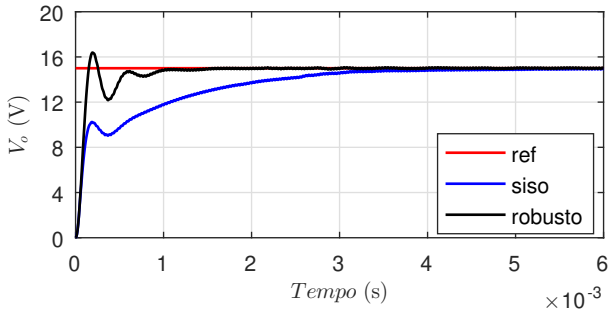

Figura 4. Transitórios de partida para degrau de referência para o controlador proposto e para o controlador sintonizado por meio do *sisotool*.

As figuras 5 e 6 mostram, respectivamente, os transitórios das respostas referentes a uma redução na tensão V_g de 30 V para 27 V, e os transitórios das respostas referentes a um aumento em V_g de 27 V para 30 V. Observa-se a melhor resposta dinâmica com o controlador proposto, apresentando menor erro de regulação.

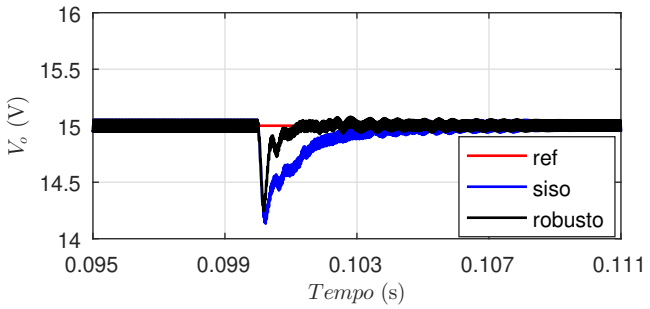

Figura 5. Transitórios referentes a redução de 30 V para 27 V na tensão de entrada: controlador proposto e controlador sintonizado por meio do *sisotool*.

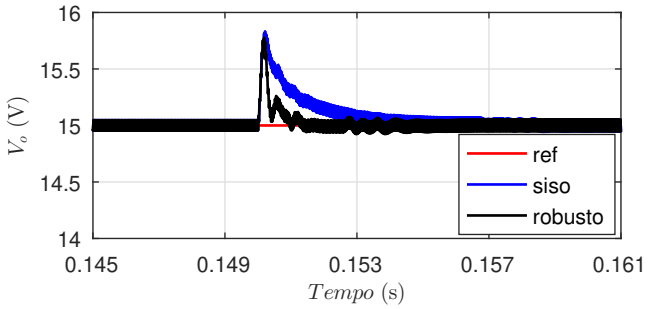

Figura 6. Transitórios referentes a aumento de 27 V para 30 V na tensão de entrada: controlador proposto e controlador sintonizado por meio do *sisotool*.

Na Figura 7 são mostrados os transitórios das respostas referentes a um aumento em R_L de 3 Ω para 3.6 Ω. A Figura 8 mostra os transitórios das respostas referentes a uma redução em R_L de 3.6 Ω para 3 Ω. Nota-se que as respostas obtidas são similares.

A Figura 9 mostra os transitórios das respostas referentes a uma redução em R_L de 3 Ω para 2.4 Ω. Na Figura 10 são mostrados os transitórios das respostas referentes a um aumento em R_L de 2.4 Ω para 3 Ω. Da mesma forma, notam-se resultados similares para ambos os controladores neste ensaio, com tempo de aproximadamente 1 ms para acomodação dos transitórios.

IV. Conclusão

Este trabalho apresentou um procedimento, baseado em otimização matemática, para obter ganhos fixos de controladores PID robustos aplicados para a regulação de tensão do conversor CC-CC do tipo rebaixador de tensão *(Buck)* com parâmetros incertos, pertencentes a intervalos cujos limites são conhecidos. A solução proposta encontra, por meio de um problema de programação linear, um controlador PID robusto

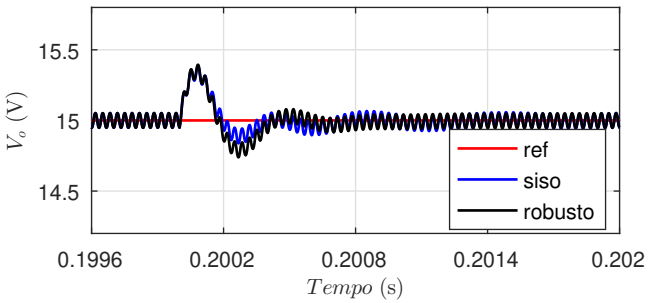

Figura 7. Transitórios referentes ao aumento de 3 Ω para 3.6 Ω na resistência da carga: controlador proposto e controlador sintonizado por meio do *sisotool*.

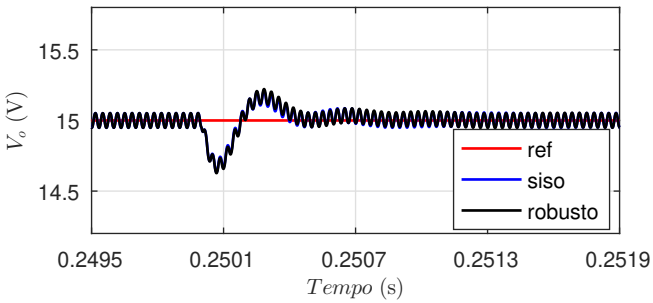

Figura 8. Transitórios referentes à redução de 3.6 Ω para 3 Ω na resistência da carga: controlador proposto e controlador sintonizado por meio do *sisotool*.

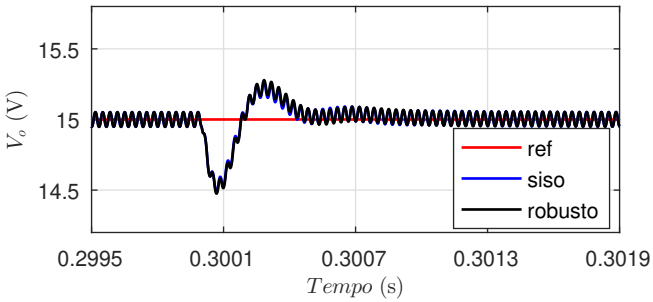

Figura 9. Transitórios referentes à redução de 3 Ω para 2.4 Ω na resistência da carga: controlador proposto e controlador sintonizado por meio do *sisotool*.

a incertezas paramétricas de acordo com as especificações para os polos de malha fechada. Para uma comparação, outro PID é projetado convencionalmente, baseado em especificações no domínio da frequência. Os resultados obtidos ilustram a superioridade do controlador fornecido por meio do procedimento proposto, considerando os transitórios de partida e transitórios referentes a variação na tensão da entrada. Especificações de polinômio alvo levando em conta critérios práticos de projeto são temas de interesse para futuras investigações.

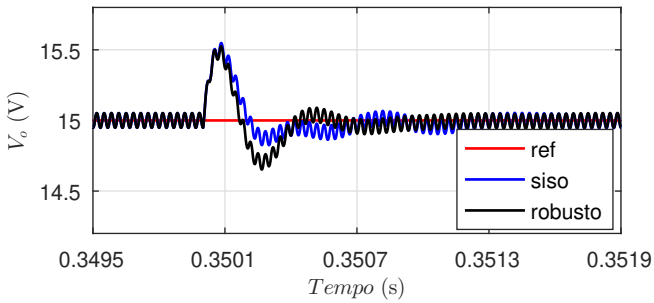

Figura 10. Transitórios referentes ao aumento de 2.4 Ω para 3 Ω na resistência da carga: controlador proposto e controlador sintonizado por meio do *sisotool*.

Referências

[1] S. Bhattacharyya, "Robust control under parametric uncertainty: An overview and recent results," *Annual Reviews in Control*, vol. 44, pp. 45–77, 2017.

[2] K. J. Åström, T. Hägglund, C. C. Hang, and W. K. Ho, "Automatic tuning and adaptation for PID controllers – a survey," *Control Engineering Practice*, vol. 1, no. 4, pp. 699–714, 1993.

[3] H. Hjalmarsson, M. Gevers, S. Gunnarsson, and O. Lequin, "Iterative feedback tuning: theory and applications," *IEEE control systems magazine*, vol. 18, no. 4, pp. 26–41, 1998.

[4] K. J. Astrom, T. Hagglund, and K. J. Astrom, *Advanced PID control*. ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society Research Triangle ..., 2006, vol. 461.

[5] M.-T. Ho and C.-Y. Lin, "PID controller design for robust performance," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 48, no. 8, pp. 1404–1409, 2003.

[6] G. Feng, E. Meyer, and Y.-F. Liu, "A new digital control algorithm to achieve optimal dynamic performance in DC-to-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1489–1498, 2007.

[7] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *trans. ASME*, vol. 64, no. 11, 1942.

[8] Z.-Y. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaka, "Fuzzy gain scheduling of PID controllers," *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics*, vol. 23, no. 5, pp. 1392–1398, 1993.

[9] R. K. Mudi and N. R. Pal, "A robust self-tuning scheme for PI- and PD-type fuzzy controllers," *IEEE Transactions on fuzzy systems*, vol. 7, no. 1, pp. 2–16, 1999.

[10] 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, 2009.

[11] M. Algreer, M. Armstrong, and D. Giaouris, "Adaptive PD+I control of a switch mode DC-DC power converter using a recursive fir predictor," 2010.

[12] H.-X. Li, L. Zhang, K.-Y. Cai, and G. Chen, "An improved robust fuzzy-PID controller with optimal fuzzy reasoning," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, vol. 35, no. 6, pp. 1283–1294, 2005.

[13] 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.

[14] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science and Business Media, 2007.

[15] 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.

[16] V. Yousefzadeh, A. Babazadeh, B. Ramachandran, E. Alarcón, L. Pao, and D. Maksimovic, "Proximate time-optimal digital control for synchronous buck DC–DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 2018–2026, 2008.

[17] 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.
[18] H.-H. Park and G.-H. Cho, "A DC–DC converter for a fully integrated PID compensator with a single capacitor," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 61, no. 8, pp. 629–633, 2014.
[19] E. W. Zurita-Bustamante, J. Linares-Flores, E. Guzman-Ramirez, and H. Sira-Ramirez, "A comparison between the GPI and PID controllers for the stabilization of a DC–DC "buck" converter: A field programmable gate array implementation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5251–5262, 2011.
[20] C. Chang, Y. Yuan, T. Jiang, and Z. Zhou, "Field programmable gate array implementation of a single-input fuzzy proportional–integral–derivative controller for DC–DC buck converters," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 1259–1266, 2016.
[21] U. A. Shaikh, M. K. AlGhamdi, and H. A. AlZaher, "Novel product ANFIS-PID hybrid controller for buck converters," *The Journal of Engineering*, vol. 2018, no. 8, pp. 730–734, 2018.
[22] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*. New York, NY: Chapman & Hall, 1997.
[23] L. Keel and S. Bhattacharyya, "Robust stability and performance with "xed-order controllers," *Automatica*, vol. 35, pp. 1717–1724, 1999.
[24] S. P. Bhattacharyya, H. Chappelat, and L. H. Keel, *Robust Control The Parametric Approach*. Prentice Hall, 1995.
[25] K. E. L. Marcillo, D. A. P. Guingla, W. Barra, R. L. P. Medeiros, E. M. Rocha, D. A. V. Benavides, and F. G. Nogueira, "Interval robust controller to minimize oscillations effects caused by constant power load in a dc multi-converter buck-buck system," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 26 324–26 342, 2019.
[26] K. E. L. Marcillo, D. A. P. Guingla, W. Barra, R. L. P. Medeiros, E. M. Rocha, D. A. V. Benavides, S. J. R. Orellana, and E. V. H. Muentes, "Novel robust methodology for controller design aiming to ensure dc microgrid stability under cpl power variation," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 64 206–64 222, 2019.
[27] R. L. P. Medeiros, D. B. R. Góes, F. A. C. A. Jr, W. B. Jr, and E. M. R. C. C. Neves, "Avaliação experimental de projeto de controlador robusto via análise intervalar aplicado a am conversor de potência cc-cc *Buck*," *SOBRAEP*, vol. 23, no. 3, pp. 360–370, 2018.