

COMPARAÇÃO DE CONTROLADORES PIDs ROBUSTOS OTIMIZADOS PARA APLICAÇÃO EM CONVERSORES DE POTÊNCIA

Monique R. Nascimento¹, Lucas C. Borin¹, Everson Mattos¹, Caio R. D. Osório¹, Gustavo G. Koch¹, Rodrigo P. França¹, Fabrício H. Dupont² e Vinícius F. Montagner¹

¹Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil

²Universidade Comunitária da Região de Chapecó, Santa Catarina, SC, Brasil

e-mail: moniquee.rm@gmail.com

Resumo – Este trabalho apresenta uma comparação entre duas alternativas para o projeto de controladores PIDs robustos otimizados, com ganhos de controle fixos, adequados para aplicação em conversores de potência com incertezas paramétricas. Diferentemente de projetos convencionais, que obtêm os ganhos de controle a partir de um modelo nominal da planta e verificam *a posteriori* a robustez contra incertezas paramétricas, as abordagens utilizadas neste trabalho garantem desempenho robusto no estágio de projeto, para plantas com parâmetros intervalares. A primeira abordagem utiliza um problema de programação linear, baseado em um polinômio alvo de malha fechada e em uma função objetivo linear, para encontrar os ganhos do PID. A segunda abordagem utiliza um algoritmo de otimização não linear, a partir de uma função objetivo baseada em especificações no domínio da frequência, para encontrar, por meio de uma meta-heurística, os ganhos do controlador. Ambas as abordagens são orientadas por critérios de projeto amplamente utilizados em conversores, dados por frequência de cruzamento e margem de fase. Os procedimentos de projeto dos controladores PIDs robustos são apresentados e ilustrados por meio de resultados de simulações e experimentais para um estudo de caso, permitindo uma comparação de vantagens e desvantagens de cada uma das técnicas.

Palavras-chave – Controle Proporcional-Integral-Derivativo, Controle Robusto, Conversores de Potência, Otimização.

Comparison of Robust PID Controllers Optimized for Application in Power Converters

Abstract – This work presents a comparison between two alternatives for the design of optimized robust PID controllers, with fixed control gains, suitable for application in power converters with parametric uncertainties. Different from conventional designs, which obtain control gains for a nominal model of the plant and verify *a posteriori* the robustness against parametric uncertainties, the approaches used in this work guarantee robust performance *a priori* (that is, in the design stage) for the plant with interval parameters. The first approach

uses a linear programming problem, based on a target closed-loop polynomial and a linear objective function, to find the PID gains. The second approach uses a non-linear optimization algorithm, with an objective function based on specifications in the frequency domain, to find, through a meta-heuristic, the controller gains. Both approaches are guided by design criteria widely used in power converters, given by crossover frequency and phase margin. The design procedures of the robust PID controllers are presented and illustrated by means of simulation and experimental results for a case study, allowing a comparison of the advantages and disadvantages of each technique.

Keywords – Power Converters, Proportional-Integral-Derivative Control, Robust Control, Optimization.

I. INTRODUÇÃO

Os controladores proporcional-integral-derivativos (PIDs) são reconhecidamente importantes em aplicações industriais, podendo fornecer, a partir de uma estrutura de controle simples, desempenho satisfatório e robustez para diversas plantas de interesse prático [1]–[6]. Os PIDs podem ser projetados utilizando desde métodos tradicionais, como Ziegler-Nichols, até técnicas mais avançadas, como no caso de PIDs *fuzzy* e adaptativos [7]–[13]. Em particular, essas técnicas avançadas de controle permitem melhores desempenhos, ao custo de maior complexidade no projeto e implementação do controlador, quando comparadas a PIDs de ganhos fixos.

Na literatura, há muitos trabalhos que utilizam controladores PIDs em conversores de potência, em especial conversores CC-CC, sendo que importantes diretrizes para o projeto podem ser encontradas em [14], com base em características no domínio da frequência ou na resposta ao degrau do sistema de malha fechada. De fato, considerando que boa parte destes conversores podem ser adequadamente aproximados por plantas com dinâmicas de ordem relativamente baixa, os controladores PID são frequentemente utilizados como referência de desempenho nesta aplicação, aliando boa qualidade de rastreamento em regime permanente e rápidas respostas transitórias [10], [15]–[17].

A estrutura de PID mais simples utilizada é o controlador com ganhos fixos, como por exemplo em [18]–[21]. Entretanto, encontrar um único conjunto de ganhos que garanta bom desempenho e robustez é um desafio, e a

Manuscript received 10/16/2020; first revision 01/22/2021; accepted for publication 02/22/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.1.0060>.

dificuldade aumenta com a necessidade de atender a múltiplos objetivos de controle. Além disso, a incerteza nos parâmetros físicos leva a um conjunto de modelos para descrever o conversor e à necessidade de projetos de PIDs que possam garantir limites de desempenho para todo esse conjunto de parâmetros da planta. Assim, embora controladores PIDs aplicados a conversores CC-CC sejam usualmente projetados considerando apenas um modelo nominal do conversor, essa abordagem leva a um desempenho não otimizado ou mesmo à degradação de desempenho quando forem consideradas incertezas paramétricas, como, por exemplo, incertezas intervalares nos parâmetros do conversor [10], [22]. Neste cenário, controladores PIDs robustos a incertezas paramétricas são interessantes. Uma técnica para a obtenção desses controladores é baseada na solução de problemas de programação linear, como proposto em [23], [24]. Essa técnica foi recentemente 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.

Um desafio para técnicas de otimização linear é incorporar especificações de projeto como margem de fase, margem de ganho, frequência de cruzamento, e limites do sinal de controle, por exemplo. Tais especificações podem ser facilmente incorporadas a problemas de otimização não linear resolvidos por meta-heurísticas, como algoritmos genéticos e otimização por enxame de partículas (do inglês, *particle swarm optimization* – PSO) [28]–[31]. Em particular, [32] mostra que meta-heurísticas vêm sendo exploradas em eletrônica de potência para projeto dos parâmetros do conversor, e na otimização dos parâmetros de modulação por largura de pulso. Entretanto, o número de trabalhos sobre meta-heurísticas para sintonia de controladores, em particular considerando incertezas paramétricas no estágio de projeto, é menos significativo, indicando um ponto que merece ser melhor explorado na literatura.

O presente trabalho tem como foco uma comparação entre dois procedimentos de projeto de controladores PIDs robustos otimizados para aplicações em conversores de potência. O primeiro procedimento é baseado em otimização linear e o segundo é baseado em otimização não linear resolvido por meio do algoritmo PSO. Ambos os procedimentos permitem obter ganhos fixos de controladores PIDs robustos aplicados para a regulação da saída de conversores CC-CC. Modelos intervalares são utilizados para representar a operação com parâmetros incertos, levando a um conjunto de modelos lineares para descrever o conversor. O primeiro procedimento resolve um problema de programação linear para encontrar os ganhos fixos do PID que aloca os polos do sistema de malha fechada no semiplano esquerdo do plano complexo para todo o domínio de incertezas paramétricas, com base em um polinômio característico intervalar. O segundo procedimento resolve um problema de otimização não linear de forma heurística, buscando em um espaço pré-definido um conjunto de ganhos de um PID que minimiza os desvios em relação a margem de fase e frequência de cruzamento de referência informadas pelo projetista. Ambos os procedimentos levam em conta a incerteza paramétrica do conversor. Para ilustrar os procedimentos, um conversor *Buck* CC-CC é utilizado. Testes

de operação do conversor em malha fechada são realizados, com base na plataforma dSPACE, confirmando a viabilidade prática dos projetos para o conversor operando sob variação de carga, variação de tensão de entrada e variação de referência. Finalmente, uma análise comparativa das duas soluções é descrita, destacando suas vantagens e desvantagens.

O restante do artigo é organizado da seguinte forma. Na Seção II, apresenta-se a descrição do problema de controle. A solução por meio de um problema de programação linear é detalhada na Seção III, enquanto a solução por meio do algoritmo PSO é apresentada na Seção IV. Na Seção V, os procedimentos de projeto são aplicados em um estudo de caso, incluindo comparações de desempenho. Na Seção VI, os resultados experimentais são apresentados. Na Seção VII, uma análise qualitativa das soluções é descrita. Por fim, a Seção VIII conclui o artigo.

II. DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

Considere um conversor de potência com modelo médio linearizado dado em função de transferência. Tendo como objetivos de controle prover uma boa resposta dinâmica e regular em um valor constante a variável de saída, o controlador PID é muito utilizado na literatura como referência de desempenho nesta aplicação [16], sendo dado aqui por

$$G_c(s) = \left[\frac{K_d s^2 + K_p s + K_I}{s} \right] \times \left[\frac{p_b}{s + p_b} \right], \quad (1)$$

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 problema abordado neste trabalho é encontrar os parâmetros do controlador PID em (1), de forma a garantir robustez e desempenho para um modelo em função de transferência de um conversor, com parâmetros incertos. Vários índices de desempenho podem ser usados para orientar o projeto de controladores PIDs, e os índices de desempenho escolhidos neste trabalho são especificações de margem de fase e frequência de cruzamento, denotados por PM^* e ω_c^* , conforme é usual na literatura [10].

Entretanto, note que o projeto dos controladores PID torna-se uma tarefa desafiadora na aplicação em conversores CC-CC dada a necessidade de garantir robustez e otimização de desempenho na presença de variações na tensão de entrada ou na carga, por exemplo [10], [16], [17]. Neste caso, encontrar K_p , K_I , K_d e p_b , demanda computar ganhos fixos que levem a valores de margem de fase e frequência de cruzamento próximos das especificações desejadas, para múltiplas plantas. Assim, embora o projeto dos controladores PIDs possa ser feito a partir de técnicas tradicionais baseadas na resposta em frequência, estes métodos tipicamente dependem da escolha de uma planta nominal [10]. Como consequência, o desempenho do sistema em malha fechada deve ser verificado *a posteriori* para toda a faixa de parâmetros, etapa em que normalmente verifica-se uma degradação de desempenho para

condições de operação diferentes da nominal, o que motiva a utilização de ferramentas de otimização para o projeto.

Para resolver esse problema serão abordadas aqui duas soluções, S1 e S2, descritas a seguir.

- S1: Encontre, por meio de um problema de programação linear, os ganhos fixos K_p , K_I , K_d , e também o polo adicional p_b tal que, para todos os valores de parâmetros incertos da planta, os polos da malha fechada se encontrem em uma região no semiplano esquerdo, baseada em um polinômio característico intervalar definido pelo projetista a partir das especificações de PM^* e ω_c^* .
- S2: Encontre, por meio do algoritmo PSO, ganhos fixos K_p , K_I , K_d e p_b para o controlador em (1) tal que, para todas as combinações de valores extremos dos parâmetros da planta, a margem de fase e a frequência de cruzamento tenham desvios mínimos em relação aos valores de PM^* e ω_c^* prescritos pelo projetista.

É importante ressaltar que os controladores encontrados nas soluções acima são PIDs de ganhos fixos, evitando assim implementações mais complexas de PIDs, com base em estratégias que levam a ganhos de controle variáveis no tempo. Esses controladores robustos de ganhos fixos, obtidos com base em procedimentos *offline*, podem ser úteis como referência para comparações com outros controladores, como PIDs projetados com rotinas disponíveis na literatura (e.g., *pidtune*, no software MATLAB) ou com projetos gráficos interativos.

As soluções S1 e S2 serão detalhadas a seguir, nas Seções III e IV, respectivamente.

III. SOLUÇÃO VIA PROGRAMAÇÃO LINEAR (PL)

Considere a planta e o controlador de segunda ordem dados, respectivamente, pelas funções de transferência

$$G_p(s) = \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{b_2s^2 + b_1s + b_0} \quad (2)$$

e

$$G_c(s) = \frac{x_2s^2 + x_1s + x_0}{y_2s^2 + y_1s + y_0}. \quad (3)$$

Sem perda de generalidade, o equacionamento abaixo pode ser utilizado para funções de transferência de ordem arbitrária para a planta, representando diferentes modelos dinâmicos, e o controlador deve ser mantido de segunda ordem, com restrições apropriadas nos coeficientes em (3), para representar um controlador PID.

A função de transferência do sistema em malha fechada com realimentação unitária é dada por

$$G_{mf}(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)}, \quad (4)$$

sendo o denominador expresso como

$$D_{mf}(s) = (a_2x_2 + b_2y_2)s^4 + (a_2x_1 + a_1x_2 + b_2y_1 + b_1y_2)s^3 + (a_2x_0 + a_1x_1 + a_0x_2 + b_2y_0 + b_1y_1 + b_0y_2)s^2 + (a_1x_0 + a_0x_1 + b_1y_0 + b_0y_1)s + (a_0x_0 + b_0y_0). \quad (5)$$

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

$$T(s) = t_4s^4 + t_3s^3 + t_2s^2 + t_1s + t_0. \quad (6)$$

Igualando-se (5) e (6) e representando na forma matricial, tem-se a equação Diofantina [33]

$$\mathbf{A}\mathbf{X} = \mathbf{T}, \quad (7)$$

em que \mathbf{A} é a matriz de Sylvester, \mathbf{X} é o vetor de coeficientes do controlador (numerador e denominador) e \mathbf{T} é o vetor de coeficientes do polinômio alvo, dados por

$$\begin{bmatrix} a_2 & 0 & 0 & | & b_2 & 0 & 0 \\ a_1 & a_2 & 0 & | & b_1 & b_2 & 0 \\ a_0 & a_1 & a_2 & | & b_0 & b_1 & b_2 \\ 0 & a_0 & a_1 & | & 0 & b_0 & b_1 \\ 0 & 0 & a_0 & | & 0 & 0 & b_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_2 \\ x_1 \\ x_0 \\ y_2 \\ y_1 \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_4 \\ t_3 \\ t_2 \\ t_1 \\ t_0 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Considerando a planta com coeficientes incertos, estes podem ser expressos, na forma intervalar, como

$$G_p(s) = \frac{[a_{2\min} \ a_{2\max}]s^2 + [a_{1\min} \ a_{1\max}]s + [a_{0\min} \ a_{0\max}]}{[b_{2\min} \ b_{2\max}]s^2 + [b_{1\min} \ b_{1\max}]s + [b_{0\min} \ b_{0\max}]}. \quad (9)$$

A partir dos limites superior e inferior desses coeficientes, é possível escrever as seguintes matrizes:

$$\mathbf{A}_{\min} = \begin{bmatrix} a_{2\min} & 0 & 0 & | & b_{2\min} & 0 & 0 \\ a_{1\min} & a_{2\min} & 0 & | & b_{1\min} & b_{2\min} & 0 \\ a_{0\min} & a_{1\min} & a_{2\min} & | & b_{0\min} & b_{1\min} & b_{2\min} \\ 0 & a_{0\min} & a_{1\min} & | & 0 & b_{0\min} & b_{1\min} \\ 0 & 0 & a_{0\min} & | & 0 & 0 & b_{0\min} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{A}_{\max} = \begin{bmatrix} a_{2\max} & 0 & 0 & | & b_{2\max} & 0 & 0 \\ a_{1\max} & a_{2\max} & 0 & | & b_{1\max} & b_{2\max} & 0 \\ a_{0\max} & a_{1\max} & a_{2\max} & | & b_{0\max} & b_{1\max} & b_{2\max} \\ 0 & a_{0\max} & a_{1\max} & | & 0 & b_{0\max} & b_{1\max} \\ 0 & 0 & a_{0\max} & | & 0 & 0 & b_{0\max} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Como, neste caso, a planta tem coeficientes intervalares e os coeficientes do controlador são fixos, o polinômio alvo também deve ser expresso com coeficientes intervalares. Desta forma, define-se uma região para alocação de polos, em vez de posições específicas, como no caso de plantas com parâmetros precisamente conhecidos. O polinômio alvo com coeficientes incertos é dado por

$$[\mathbf{T}] = [t_{4\min} \ t_{4\max}]s^4 + [t_{3\min} \ t_{3\max}]s^3 + [t_{2\min} \ t_{2\max}]s^2 + [t_{1\min} \ t_{1\max}]s + [t_{0\min} \ t_{0\max}], \quad (12)$$

em que os limites dos coeficientes podem ser representados

pelos vetores

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\min} &= [t_{4\min} \ t_{3\min} \ t_{2\min} \ t_{1\min} \ t_{0\min}]', \\ \mathbf{T}_{\max} &= [t_{4\max} \ t_{3\max} \ t_{2\max} \ t_{1\max} \ t_{0\max}]', \end{aligned} \quad (13)$$

com o símbolo ' representando transposto de um vetor.

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

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{\max} \mathbf{X} \leq \mathbf{T}_{\max} \\ \mathbf{A}_{\min} \mathbf{X} \geq \mathbf{T}_{\min} \end{cases} \quad (14)$$

ou, na forma matricial,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\max} \\ -\mathbf{A}_{\min} \end{bmatrix} \mathbf{X} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{\max} \\ -\mathbf{T}_{\min} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Note que é possível computar de forma eficiente os coeficientes do controlador por meio da solução do seguinte problema de programação linear:

$$\min f'(\mathbf{X}) \quad s.a \quad \begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\max} \\ -\mathbf{A}_{\min} \end{bmatrix} \mathbf{X} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{\max} \\ -\mathbf{T}_{\min} \end{bmatrix} \\ \mathbf{X}_{\min} \leq \mathbf{X} \leq \mathbf{X}_{\max} \end{cases}. \quad (16)$$

Neste problema, \mathbf{X}_{\min} e \mathbf{X}_{\max} são, respectivamente, os vetores contendo os valores mínimos e máximos de uma região de busca para os ganhos de controle, e $f(\mathbf{X})$ é uma função objetivo definida pelo projetista, dada por uma combinação linear dos coeficientes do controlador. Para obter o controlador PID desejado neste artigo, os valores dos coeficientes y_2 e y_0 em (8) devem atender a seguinte restrição: $y_2 = 1$ e $y_0 = 0$.

Para a especificação de \mathbf{T}_{\min} e \mathbf{T}_{\max} será utilizada aqui a seguinte estratégia: a) estabelecer uma planta nominal; b) projetar um PID para essa planta, utilizando técnica adequada (por exemplo, a função *pidtune*, no MATLAB), visando atingir margem de fase e frequência de cruzamento preestabelecidas; c) encontrar o polinômio característico de malha fechada (polinômio característico alvo nominal); d) estabelecer uma variação percentual em torno dos coeficientes do polinômio alvo nominal, tal que o problema (16) seja factível.

Outras soluções para obter o polinômio alvo intervalar podem ser utilizadas [25], [26]. Entretanto, o procedimento acima é simples e alinhado com as especificações de desempenho em foco neste trabalho, conforme ilustrado em um estudo de caso numérico, na Seção V.A.

IV. SOLUÇÃO VIA PSO

Considerando agora a solução S2, assumo o vetor de parâmetros de controle dado por

$$\mathbf{K} = [K_p \ K_I \ K_d \ p_b]. \quad (17)$$

Para medir o desempenho do sistema de controle com esses ganhos, quando sujeitos a parâmetros incertos, as funções a seguir são utilizadas [34]

$$\begin{aligned} f_j(\mathbf{K}) &= \delta_j(\mathbf{K}) [|PM^* - PM_j(\mathbf{K})| \gamma_1 + |\omega_c^* - \omega_{c_j}(\mathbf{K})| \gamma_2], \\ j &= 1, \dots, P \end{aligned} \quad (18)$$

em que PM^* e ω_c^* são, novamente, os valores desejados para a margem de fase e a frequência de cruzamento.

A formulação em (18) fornece, para cada uma das P combinações de valores máximos e mínimos dos parâmetros incertos da planta, uma soma ponderada dos desvios da margem de fase e da frequência de cruzamento em relação aos valores desejados.

Os pesos γ_1 e γ_2 são escolhidos para compatibilizar a ordem de grandeza das parcelas na função (18) ou para relativizar uma das parcelas indicadas sobre a outra. Para cada j , $\delta_j(\mathbf{K})$ é um escalar que faz o papel de fator de penalidade, sendo definido como um valor alto quando o ganho de controle \mathbf{K} em (17) produz instabilidade ou definido como 1 quando nenhum polo instável de malha fechada é detectado para todas as combinações de limites de parâmetros da planta $j = 1, \dots, P$.

Definindo a função objetivo

$$J(\mathbf{K}) = \max\{f_j(\mathbf{K})\}, \quad j = 1, \dots, P \quad (19)$$

como o maior valor das funções em (18), tem-se que o vetor de ganho de controle PID que minimiza J em um determinado espaço de busca \mathcal{K} (nesse caso, um determinado subconjunto de \mathcal{R}^4), é ótimo no sentido de garantir a menor soma ponderada de desvios dos valores desejados de margem de fase e frequência de cruzamento neste espaço de controladores. Em outras palavras, busca-se \mathbf{K}^* solução de

$$\mathbf{K}^* = \arg \min_{\mathbf{K} \in \mathcal{K}} J(\mathbf{K}). \quad (20)$$

Perceba que \mathbf{K}^* que resolve (20) fornecerá uma solução (S2) para o problema de controle na Seção II.

Uma solução analítica para o problema de otimização de controle (20) é difícil de ser obtida devido à incerteza paramétrica, à dificuldade em expressar o gradiente da função objetivo (18) e às possíveis descontinuidades da função objetivo em um amplo espaço de busca que ocorre no caso de conjuntos \mathcal{K} que produzem instabilidade. Nesse sentido, o algoritmo PSO já foi utilizado com sucesso na literatura em [34]–[37], encontrando mínimos de funções objetivo que podem ser não lineares em espaços de busca com possíveis descontinuidades.

Observe que o algoritmo PSO não necessita de uma formulação analítica para o cômputo da função objetivo. Para cada ganho de controle \mathbf{K} sob teste, os valores de $PM_j(\mathbf{K})$ e $\omega_{c_j}(\mathbf{K})$ podem ser facilmente obtidos, por exemplo, por meio da função *margin*, e os polos de malha fechada (indicadores da estabilidade) podem ser obtidos, por exemplo, a partir da função *pole*, ambas no MATLAB.

Para a busca dos ganhos de controle em (17) utilizando o PSO, cada um dos possíveis controladores PIDs pode ser visto como a posição de uma partícula i no espaço de busca, descrita por [38]

$$\mathbf{s}_i = [K_{pi} \ K_{Ii} \ K_{di} \ p_{bi}]. \quad (21)$$

O enxame tem um tamanho de N partículas, que evoluirão

no espaço de busca, ou seja, suas posições serão atualizadas a partir de uma época k para a próxima época $k + 1$ até atingir o limite M .

Assim, na época k , cada partícula tem uma posição $\mathbf{s}_i(k)$ e uma velocidade $\mathbf{v}_i(k)$, movendo-se pelo espaço de busca segundo as equações

$$\mathbf{s}_i(k+1) = \mathbf{s}_i(k) + \mathbf{v}_i(k+1), \quad (22)$$

$$\mathbf{v}_i(k+1) = \eta \mathbf{v}_i(k) + \phi_1 \text{rand}_1(\mathbf{P}_{i,\text{best}} - \mathbf{s}_i(k)) + \phi_2 \text{rand}_2(\mathbf{G}_{\text{best}} - \mathbf{s}_i(k)). \quad (23)$$

Em (23) $\mathbf{P}_{i,\text{best}}$ representa a posição da partícula i que retornou o menor valor de J em (19) (posição com o melhor *fitness*) e \mathbf{G}_{best} representa a posição do enxame que resultou o menor *fitness*. $\mathbf{P}_{i,\text{best}}$ e \mathbf{G}_{best} devem ser atualizadas a cada época do PSO. ϕ_1 e ϕ_2 são os coeficientes cognitivo e social, respectivamente, η é a inércia e rand_1 e rand_2 são valores aleatórios, com distribuição normal, pertencentes ao intervalo $[0, 1]$ [39].

Os parâmetros N e M , e os coeficientes ϕ_1 and ϕ_2 são escolhidos para garantir convergência da função custo com menor esforço computacional [34].

V. ESTUDO DE CASO

Para fins de ilustração dos procedimentos de projeto abordados neste artigo, é escolhido aqui um conversor CC-CC do tipo *Buck*, pela sua simplicidade e largo uso em Eletrônica de Potência [14].

Considere o controle de tensão de saída do conversor *Buck* ilustrado na Figura 1, em que 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.

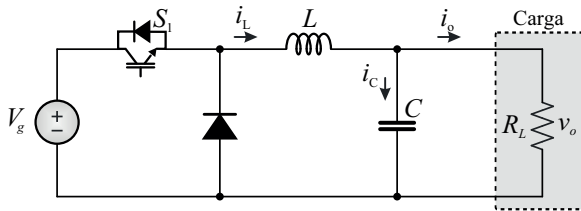


Fig. 1. Conversor *Buck*.

Assumindo a operação em modo de condução contínua, a função de transferência do conversor ilustrado na Figura 1 é dada por

$$G_p(s) = \frac{R_L V_g}{s^2(CLR_L) + sL + R_L}, \quad (24)$$

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 o valor da resistência de carga R_L e a tensão de entrada V_g como parâmetros incertos, 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*

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada (V_g)	[40 60] V
Tensão de saída (na carga) (v_o)	15 V
Frequência de comutação (f_s)	30 kHz
Capacitor do filtro (C)	100 μ F
Indutor do filtro (L)	100 μ H
Carga resistiva (R_L)	[1,5 3] Ω

A. Projeto por meio de PL

Para a abordagem intervalar, considerando agora os limites inferior e superior dos parâmetros descritos na Tabela I, obtêm-se respectivamente as funções de transferência

$$G_{\min}(s) = \frac{60}{1,5 \times 10^{-8}s^2 + 1 \times 10^{-4}s + 1,5}, \quad (25)$$

$$G_{\max}(s) = \frac{180}{3 \times 10^{-8}s^2 + 1 \times 10^{-4}s + 3}, \quad (26)$$

que permitem escrever as matrizes \mathbf{A}_{\min} e \mathbf{A}_{\max} em (10) e (11).

Para a obtenção dos coeficientes intervalares do polinômio alvo, considere a aplicação do procedimento da Seção III. Primeiramente, escolhe-se uma planta nominal, dada aqui por

$$G_p(s) = \frac{112,5}{2,25 \times 10^{-8}s^2 + 1 \times 10^{-4}s + 2,25} \quad (27)$$

que, neste caso, é a planta para os valores médios dos parâmetros incertos na Tabela I, ou seja, $V_g = 50$ V e $R_L = 2,25$ Ω .

Então, é utilizada a função *pidtune* do MATLAB para sintonizar um controlador PID, com a margem de fase PM^* e frequência de cruzamento ω_c^* desejadas dadas por

$$PM^* = 60^\circ, \quad \omega_c^* = 2\pi 3000 \text{ rad/s}. \quad (28)$$

A partir deste controlador, gera-se o polinômio alvo nominal

$$T(s) = 2,25 \times 10^{-8}s^4 + 0,0022206s^3 + 36,8699s^2 + 636607s + 1788465002. \quad (29)$$

Os coeficientes em \mathbf{T}_{\min} e \mathbf{T}_{\max} , para a abordagem intervalar, podem ser obtidos a partir de intervalos em torno dos coeficientes do polinômio alvo nominal em (29). Considerando uma variação de 60% sobre estes coeficientes, é possível obter soluções para o problema (16).

Foi utilizado um problema de programação linear, cuja função objetivo é dada, como em [23], por

$$f(\mathbf{X}) = x_0 + x_1 + x_2 + y_0 + y_1 + y_2, \quad (30)$$

e o espaço de busca é definido por

$$\mathbf{X}_{\min} = [-10^8 \quad -10^8 \quad -10^8 \quad 1 \quad -10^8 \quad 0]^T, \quad (31)$$

$$\mathbf{X}_{\max} = [10^8 \quad 10^8 \quad 10^8 \quad 1 \quad 10^8 \quad 0]^T,$$

em que o quarto e o sexto coeficientes de \mathbf{X}_{\min} e \mathbf{X}_{\max} foram fixados, respectivamente, em 1 e 0 para garantir o integrador.

Então, (16) é resolvido utilizando a função *linprog* do

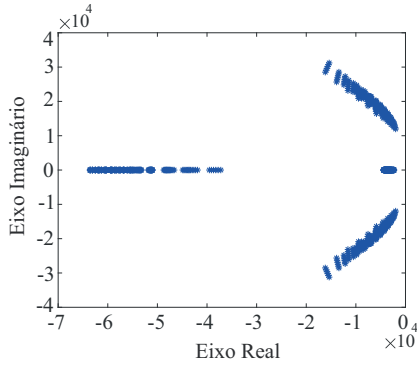


Fig. 2. Região de polos de malha fechada do denominador D_{mf} para uma varredura nos parâmetros incertos.

MATLAB, produzindo a seguinte solução

$$\mathbf{X} = [0,17 \quad 3621 \quad 1,49 \times 10^7 \quad 1 \quad 6,735 \times 10^4 \quad 0]^T,$$

que permite recuperar o controlador PID como

$$G_c(s) = \frac{0,170s^2 + 3621s + 1,490 \times 10^7}{s^2 + 6,735 \times 10^4 s}. \quad (32)$$

A Figura 2 mostra os polos de malha fechada com o controlador (32), para uma varredura nos parâmetros intervalares da Tabela I, em que se pode comprovar a estabilidade.

O projeto de PIDs robustos baseado na otimização linear, descrito nesta seção, possui garantia teórica de robustez e facilidade na inicialização do algoritmo de programação linear. Entretanto, apresenta dificuldade na especificação do polinômio alvo intervalar para permitir atingir especificações de projeto em termos de margem de fase e frequência de cruzamento, conforme será ilustrado na próxima seção.

Note que outras estratégias de obtenção do polinômio alvo podem ser utilizadas. Entretanto, se forem modificadas as especificações de projeto, por exemplo, para contemplar limites no sinal de controle e outros índices, novamente haverá dificuldade de expressar o polinômio alvo intervalar.

B. Projeto por meio do PSO

As especificações de projeto para margem de fase e frequência de cruzamento escolhidas são as mesmas dadas em (28). Os fatores de ponderação da função objetivo (18) são $\gamma_1 = 1$ e $\gamma_2 = 10^{-2}$, e $\delta_j(\mathbf{K})$ é 10^3 , em caso de instabilidade, ou 1, em caso de estabilidade.

O algoritmo foi configurado com os seguintes parâmetros: tamanho do enxame $N = 100$, número máximo de épocas $M = 50$ e coeficientes cognitivo e social, ϕ_1 e ϕ_2 , com valores de 0,5 cada. Um enxame de partículas com posições aleatórias é inicializado no espaço de busca, sendo o movimento destas partículas baseado em (22) e (23), até que o número de total de épocas M ou o critério de estagnação de 30 épocas sem significativa redução na função objetivo seja atingido. O valor final da função objetivo obtido em uma das execuções do PSO é $J(\mathbf{K}) = 11,06$, com a evolução do *fitness* da partícula ilustrada na Figura 3.

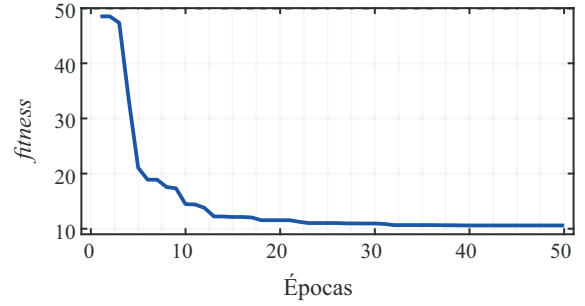


Fig. 3. Melhor *fitness* para cada época.

A melhor partícula encontrada pelo PSO é dada por

$$G_c(s) = \frac{0,288s^2 + 3274s + 2,609 \times 10^7}{s^2 + 8,996 \times 10^4 s}. \quad (33)$$

C. Comparações

Para uma comparação com um projeto tradicional, obtido utilizando a função *pidtune* do MATLAB, foi desenvolvido um PID para garantir margem de fase e frequência de cruzamento dadas em (28). Considera-se como planta nominal aquela associada com os valores $R_{L_{\max}}$ e $V_{g_{\max}}$, por exibir um menor fator de amortecimento. O resultado obtido é dado por

$$G_c(s) = \frac{1,517s^2 + 2,301 \times 10^4 s + 8,724 \times 10^7}{s^2 + 7,583 \times 10^5 s}. \quad (34)$$

A Figura 4 mostra a resposta ao degrau para todas combinações de valores extremos dos parâmetros da planta ($R_{L_{\min}}$ e $V_{g_{\min}}$, $R_{L_{\min}}$ e $V_{g_{\max}}$, $R_{L_{\max}}$ e $V_{g_{\min}}$, $R_{L_{\max}}$ e $V_{g_{\max}}$). Estas respostas foram obtidas a partir de simulações em MATLAB, considerando o modelo da planta utilizado nos projetos, conforme descrito em (24), e o modelo em função de transferência dos controladores obtidos, descritos em (32), (33) e (34).

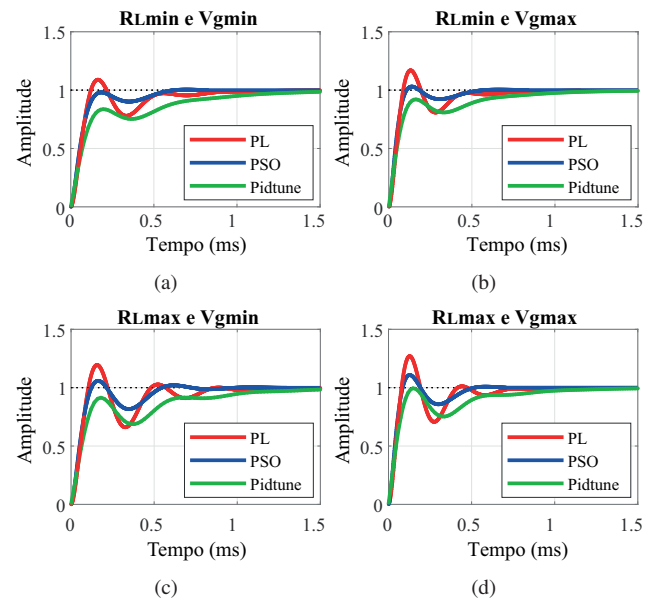


Fig. 4. (a) Resposta ao degrau para: (a) $R_{L_{\min}}$ e $V_{g_{\min}}$; (b) $R_{L_{\min}}$ e $V_{g_{\max}}$; (c) $R_{L_{\max}}$ e $V_{g_{\min}}$; (d) $R_{L_{\max}}$ e $V_{g_{\max}}$.

Observando a Figura 4 tem-se que, para as quatro

combinações de valores extremos dos parâmetros da planta, o PSO sempre levou a menores tempos de acomodação, sendo no pior caso de $626 \mu s$ (utilizando o critério de 2%). Quanto ao *overshoot*, o PSO e o *pidtune* apresentam os melhores resultados, com valores limitados a 10,8% no pior caso.

A Tabela II apresenta uma comparação entre margem de fase e frequência de cruzamento para os quatro casos da Figura 4, utilizando os controladores PL, PSO e *pidtune*.

TABELA II
Comparativo de Desempenho
($PM^* = 60^\circ$ $\omega_c^* = 18850 \text{ rad/s}$)

$R_{Lmin} \text{ e } V_{gmin}$			
	PL	PSO	<i>pidtune</i>
PM (graus)	45,17	66,41	74,80
ω_c (rad/s)	17654	16246	14556
$R_{Lmin} \text{ e } V_{gmax}$			
	PL	PSO	<i>pidtune</i>
PM (graus)	43,11	64,84	71,13
ω_c (rad/s)	21725	21376	18016
$R_{Lmax} \text{ e } V_{gmin}$			
	PL	PSO	<i>pidtune</i>
PM (graus)	31,76	51,98	56,91
ω_c (rad/s)	18406	17343	15677
$R_{Lmax} \text{ e } V_{gmax}$			
	PL	PSO	<i>pidtune</i>
PM (graus)	33,06	54,69	58,58
ω_c (rad/s)	22312	22168	18853

Avaliando as variações percentuais em torno dos valores de referência em (28), considerando o pior caso para as quatro combinações de valores extremos dos parâmetros da planta, percebe-se que o controlador PSO leva às menores variações tanto em margem de fase quanto em frequência de cruzamento, o que é esperado, pela fato de a sua função objetivo levar em conta a minimização dos desvios em relação a PM^* e ω_c^* .

Os melhores valores de margem de fase indicam que o controlador PSO exibirá menor *overshoot* do que o controlador PL nas respostas transitórias, como pode ser confirmado na Figura 4. A próxima seção mostra os resultados experimentais com os controladores PIDs otimizados, incluindo outras comparações.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de validar os controladores sintonizados por meio dos métodos apresentados nas Seções III e IV, foram realizados ensaios experimentais empregando o protótipo apresentado na Figura 5. O protótipo é composto por um conversor *Buck* em malha fechada, que utiliza uma chave MOSFET, e um sensor de efeito Hall (LEM), para medir a tensão de saída do conversor *Buck*. Os controladores foram implementados por meio da plataforma MicroLabBox (DS1202/1302) da dSPACE.

Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 6 a 9. É calculado, com base na medida de tensão, o valor da integral do erro quadrático (do inglês, *Integral of Squared Error* – ISE), a partir do instante de aplicação dos diferentes distúrbios (variação de referência, de carga, ou de tensão do barramento de entrada) até um instante em que as respostas estão em regime permanente. O ISE foi usado para permitir

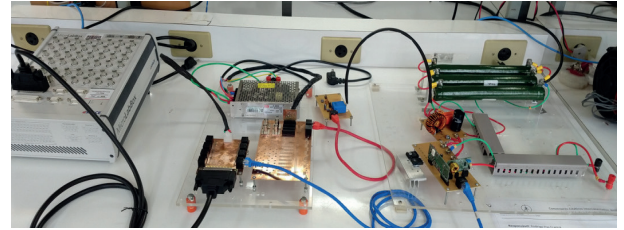


Fig. 5. Protótipo do conversor *Buck*, com implementação dos controladores em dSPACE.

uma comparação objetiva dos desempenhos e por ser usual na literatura de controle [33], o que complementa a comparação baseada na inspeção visual das formas de onda apresentadas nesta seção.

As Figuras 6.a e 6.b mostram, respectivamente, os transitórios das respostas referentes a uma redução na tensão de referência de 15 V para 10 V para o controlador PL, com ganho em (32), e o controlador obtido com o método PSO, dado por (33). Nota-se que ambos os controladores permitem respostas transitórias satisfatórias e boa regulação em regime permanente. Considerando como base o gráfico da Figura 6.c, o resultado indica que o ISE para o controlador projetado com a técnica PSO é cerca de 13% menor do que aquele projetado com PL.

Nas Figuras 7.a e 7.b são mostrados os transitórios das respostas referentes a um aumento na tensão de referência de 10 V para 15 V. Na Figura 7.c mostram-se os resultados para ambos os controladores, obtendo-se um valor menor de ISE para o PSO em relação ao PL de aproximadamente 3%.

As Figuras 8.a e 8.b mostram os transitórios das respostas referentes a uma redução na tensão de entrada de 60 V para 40 V para os controladores obtidos. Na Figura 8.c pode-se visualizar as respostas para ambos os controladores, indicando um valor de ISE menor para o PSO em relação ao PL de aproximadamente 11%.

As Figuras 9.a e 9.b mostram os transitórios das respostas referentes a um aumento de $1,5 \Omega$ para 3Ω na resistência da carga. A Figura 9.c mostra os resultados para ambos os controladores, em que foi obtido um ISE cerca de 14% menor para o controlador projetado com a técnica do PSO em relação ao controlador projetado com a técnica da PL.

Comparando-se as resposta dos controlares projetados com o método PL e PSO, nota-se, tanto para as análises em simulação, na Seção V, como para os resultados experimentais, nesta seção, a superioridade dos resultados do controlador sintonizado por meio do PSO para este estudo de caso.

VII. ANÁLISE QUALITATIVA

Uma comparação qualitativa entre os procedimentos PL e PSO é descrita na Tabela III, com base nos critérios definidos abaixo. É importante ressaltar que outros critérios podem ser usados, e que a análise apresentada aqui objetiva ilustrar que ambas as técnicas têm vantagens e desvantagens, e que podem ser consideradas como alternativas para projeto de controle sob incertezas paramétricas.

O critério 1 diz respeito à descrição do problema de projeto do controlador como um problema de otimização, definida aqui como a facilidade em configurar a função objetivo e

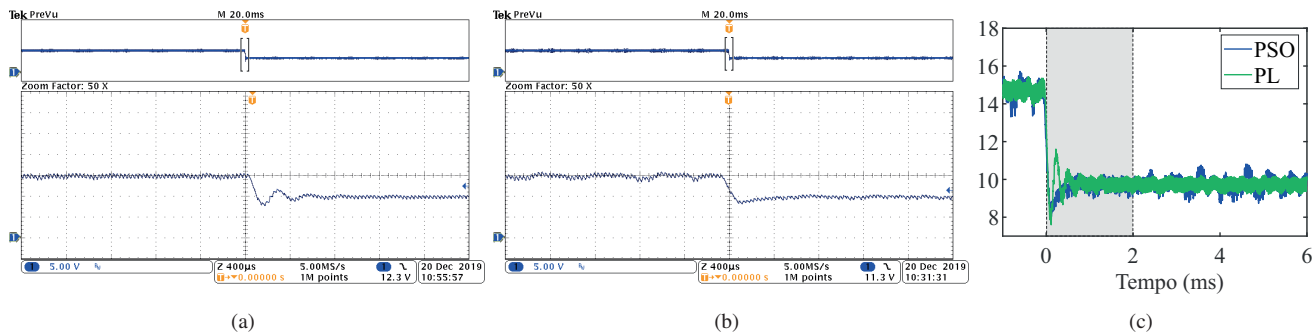


Fig. 6. Transitórios referentes a redução de 15 V para 10 V na tensão de referência: (a) para o controlador PL; (b) para o controlador PSO; (c) para ambos os controladores.

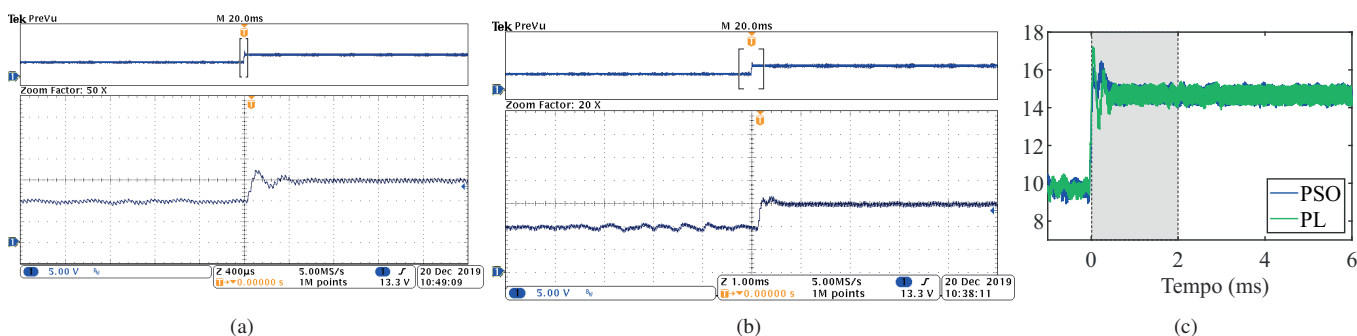


Fig. 7. Transitórios referentes a aumento de 10 V para 15 V na tensão de referência: (a) para o controlador PL; (b) para o controlador PSO; (c) para ambos os controladores.

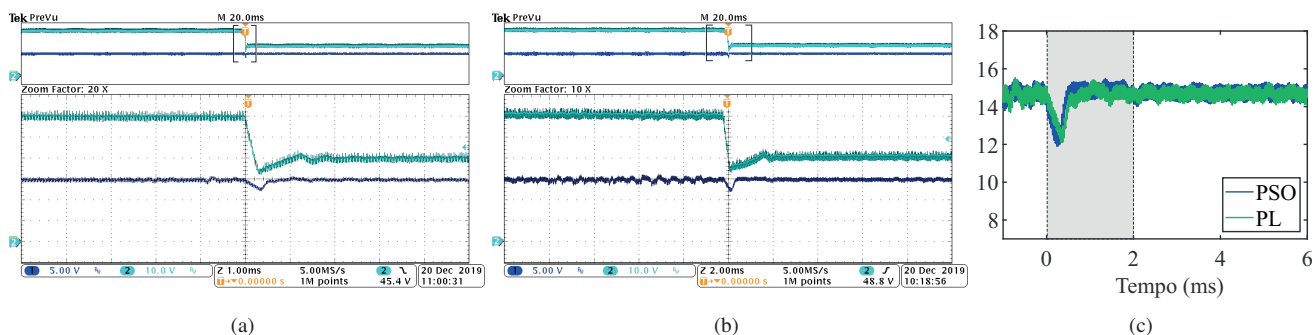


Fig. 8. Transitórios referentes a redução de 60 V para 40 V na tensão de entrada: (a) para o controlador PL; (b) para o controlador PSO; (c) para ambos os controladores.

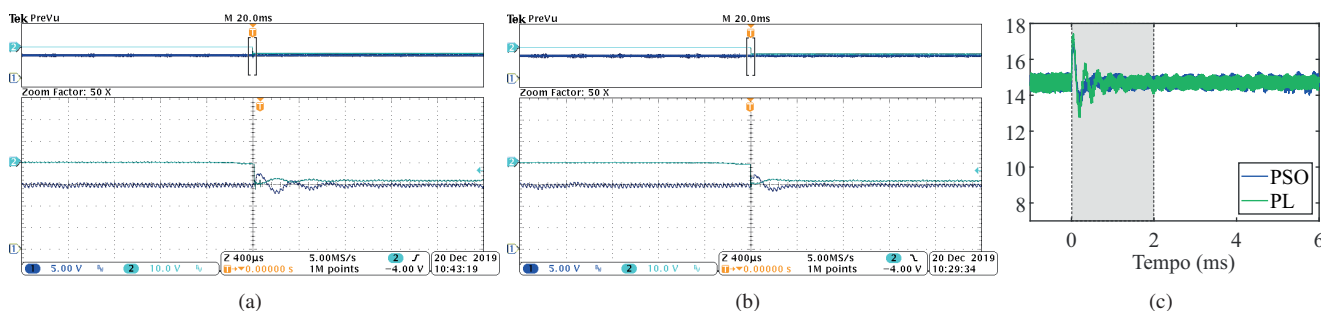


Fig. 9. Transitórios referentes a aumento de 1,5 Ω para 3 Ω na resistência da carga: (a) para o controlador PL; (b) para o controlador PSO; (c) para ambos os controladores.

as restrições considerando, por exemplo, especificações de projeto usuais na literatura. Neste sentido, o PSO pode ser visto como vantajoso, pois permite ao projetista incluir facilmente diferentes especificações na função objetivo, como foi feito para a margem de fase e para a frequência de cruzamento, e também restrições, como valores máximos para *overshoot*, tempo de acomodação, e até mesmo para o sinal de controle. Além disso, o PSO permite considerar métricas calculadas com base em dados provenientes de simulações ou resultados experimentais, não necessitando de formulação analítica de forma fechada. Por outro lado, o PL baseia-se na otimização de uma função objetivo linear e utiliza restrições lineares de desigualdade no formato mostrado em (16), em que o projetista deve informar os coeficientes intervalares de um polinômio característico alvo, o que pode ser de difícil correlação com as especificações de projeto. Portanto, a técnica PL apresenta uma menor flexibilidade para definir a função objetivo e as restrições do problema de otimização.

O critério 2 trata do aspecto computacional do problema de otimização, que diz respeito ao tempo de execução e a convergência das rotinas. Por exemplo, usando o MATLAB, o PL pode ser resolvido pela rotina *linprog*, e o PSO pela rotina *particleswarm*. Neste quesito, o PL mostra-se vantajoso, pois a solução de um problema de programação linear é muito bem conhecida, levando a um ótimo global no espaço de busca, em tempo polinomial. Já o PSO demanda solução de uma otimização não linear, e tanto o tempo de execução quanto a convergência para um mínimo global dependem das configurações do algoritmo, como por exemplo os limites do espaço de busca, o número de épocas e número de partículas. Considerando os projetos executados na Seção V, para a PL, o tempo de execução do algoritmo foi de 5,68 s e para o PSO, o tempo médio de execução do algoritmo é de 30 s.

O critério 3 diz respeito a garantia teórica de robustez. Verifica-se que a solução via PL possui uma garantia teórica de robustez, uma vez que o controlador ótimo obtido garante, para uma família de plantas, que todos os polos de malha fechada estão contidos na região de alocação definida pelo polinômio alvo, com coeficientes intervalares. Em contrapartida, o algoritmo PSO otimiza o controlador com base nas respostas de malha fechada obtidas nos vértices, o que embora seja um bom indicativo, não garante teoricamente a robustez para toda a faixa de parâmetros incertos [40].

O critério 4 trata do desempenho obtido com as estratégias. Conforme mencionado anteriormente, o PSO pode ser orientado a minimizar os desvios em torno da margem de fase e frequência de cruzamento desejadas. Ainda, o PSO tem maior flexibilidade para definir a função objetivo e as restrições do problema de otimização, o que permite considerar outros índices de desempenho usuais na literatura e, portanto, obter resultados com melhor desempenho dinâmico, conforme comprovado pelos resultados das seções V e VI.

Finalmente, cabe observar que os procedimentos no artigo também são extensíveis para projetos de PIDs para conversores cuja função de transferência depende da razão cíclica, como os conversores *boost* ou *buck-boost*. Neste sentido, é possível utilizar os procedimentos de projeto baseados em PL e PSO, considerando múltiplos modelos lineares para o conversor, para cobrir operação desde

condições mínimas até máximas em termos de razão cíclica, resistência de carga, tensão de entrada, etc. Neste caso, as conclusões da Tabela III continuam válidas, excetuando a garantia teórica de robustez do projeto baseado em PL, que, no caso de conversores com modelos não lineares, torna-se um indicativo de robustez.

TABELA III
Comparação entre as Duas Alternativas de Projeto
(o Sinal ✓ Indica Vantagem)

	PL	PSO
Descrição do problema de projeto do controlador (critério 1)		✓
Aspecto computacional do problema de otimização (critério 2)	✓	
Garantia teórica de robustez (critério 3)	✓	
Desempenho (critério 4)		✓

VIII. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou dois procedimentos de projeto de controladores robustos otimizados aplicáveis a conversores de potência. Um estudo de caso para um conversor *Buck* foi apresentado, para ilustrar a aplicação dos procedimentos e compará-los. Resultados de simulação e experimentais foram mostrados. Com base nas análises comparativas verificou-se que ambas as alternativas de projeto possuem vantagens e desvantagens para o projeto de controladores robustos otimizados. No caso do PSO, o problema de otimização é mais flexível, permitindo incluir facilmente diferentes funções objetivo e restrições, o que, conforme ilustram os resultados, permite um melhor desempenho dinâmico. Em contrapartida, considerando a característica estocástica do PSO, a obtenção de uma solução adequada depende das corretas configurações de seus parâmetros e, em geral, o tempo de execução da rotina é maior. Por outro lado, embora o PL tenha maior dificuldade em traduzir especificações usuais de projeto (e.g. margem de fase e frequência de cruzamento) em um problema de otimização, permite obter rapidamente um mínimo global para o problema, e o sistema em malha fechada obtido apresenta um certificado teórico de robustez.

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 gostariam de agradecer ao INCT-GD, CNPq (465640/2014-1, 309536/2018-9 e 160884/2019-5), CAPES (23038.000776/2017-54) e FAPERGS (17/2551- 0000517-1).

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, W. K. Ho, “Automatic tuning and adaptation for PID controllers – a survey”, *Control Engineering Practice*, vol. 1, no. 4, pp. 699–714, Ago. 1993.
- [3] H. Hjalmarsson, M. Gevers, S. Gunnarsson, O. Lequin, “Iterative feedback tuning: theory and applications”, *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 18, no. 4, pp. 26–41, Ago. 1998.
- [4] K. J. Astrom, T. Hagglund, K. J. Astrom, *Advanced PID control*, vol. 461, ISA–The Instrumentation, Systems, and Automation Society Research Triangle, 2006.
- [5] M.-T. Ho, C.-Y. Lin, “PID controller design for robust performance”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 48, no. 8, pp. 1404–1409, Ago. 2003.
- [6] G. Feng, E. Meyer, 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, Jul. 2007.
- [7] J. G. Ziegler, N. B. Nichols, “Optimum settings for automatic controllers”, *trans ASME*, vol. 64, no. 11, 1942.
- [8] Z.-Y. Zhao, M. Tomizuka, S. Isaka, “Fuzzy gain scheduling of PID controllers”, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 23, no. 5, pp. 1392–1398, Set./Out. 1993.
- [9] R. K. Mudi, 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, Fev. 1999.
- [10] L. Guo, J. Y. Hung, 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.
- [11] M. Algreer, M. Armstrong, D. Giaouris, “Adaptive PD+I control of a switch mode DC-DC power converter using a recursive FIR predictor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 5, pp. 2135–2144, Set./Out. 2011.
- [12] H.-X. Li, L. Zhang, K.-Y. Cai, 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, Dez. 2005.
- [13] W. K. Ho, C. C. Hang, 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, Jul. 1997.
- [14] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, Springer Science and Business Media, 2007.
- [15] E. W. Zurita-Bustamante, J. Linares-Flores, E. Guzman-Ramirez, 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, Nov. 2011.
- [16] Q. Feng, R. M. Nelms, J. Y. Hung, “Posicast-based digital control of the buck converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp. 759–767, Jun. 2006.
- [17] T. Kobaku, R. Jeyasenthil, S. Sahoo, R. Ramchand, T. Dragicevic, “Quantitative Feedback Design-Based Robust PID Control of Voltage Mode Controlled DC–DC Boost Converter”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, no. 1, pp. 286–290, Jan. 2021.
- [18] L. Guo, J. Y. Hung, R. Nelms, “PID controller modifications to improve steady-state performance of digital controllers for buck and boost converters”, *em APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335)*, vol. 1, pp. 381–388, IEEE, 2002.
- [19] V. Yousefzadeh, A. Babazadeh, B. Ramachandran, E. Alarcón, L. Pao, 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, Jul. 2008.
- [20] S. Kapat, 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, Mar. 2012.
- [21] H.-H. Park, 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, Ago. 2014.
- [22] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Chapman & Hall, New York, NY, 1997.
- [23] L. Keel, S. Bhattacharyya, “Robust stability and performance with fixed-order controllers”, *Automatica*, vol. 35, pp. 1717–1724, Out. 1999.
- [24] S. P. Bhattacharyya, H. Chappelat, 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, 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. 26324–26342, Fev. 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, 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. 64206–64222, Mai. 2019.
- [27] R. L. P. Medeiros, D. B. R. Góes, F. A. C. A. Jr, W. B. Jr, 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”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 3, pp. 360–370, Set. 2018.
- [28] J. Darvill, A. Tisan, M. Cirstea, “A novel PSIM and Matlab co-simulation approach to particle swarm optimization tuning of PID controllers”, *em 2014*

International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), pp. 784–789, IEEE, 2014.

- [29] E. Sahin, M. S. Ayas, I. H. Altas, “A PSO optimized fractional-order PID controller for a PV system with DC–DC boost converter”, in *2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, pp. 477–481, IEEE, 2014.
- [30] P. Farhang, A. M. Drimus, S. Mátéfi-Tempfli, “New technique for voltage tracking control of a boost converter based on the PSO algorithm and LTspice”, em *2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, pp. 1–6, IEEE, 2015.
- [31] P. Verma, N. Patel, N.-K. C. Nair, A. Sikander, “Design of PID controller using cuckoo search algorithm for buck-boost converter of LED driver circuit”, em *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pp. 1–4, IEEE, 2016.
- [32] S. E. De León-Aldaco, H. Calleja, J. A. Alquicira, “Metaheuristic optimization methods applied to power converters: A review”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6791–6803, Dez. 2015.
- [33] R. Dorf, R. Bishop, *Modern Control Systems*, Pearson Prentice Hall, 2011.
- [34] L. C. Borin, E. Mattos, C. R. D. Osorio, G. G. Koch, V. F. Montagner, “Robust PID Controllers Optimized by PSO Algorithm for Power Converters”, em *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, IEEE, 2019.
- [35] Z. Qi, Q. Shi, H. Zhang, “Tuning of digital PID controllers using particle swarm optimization algorithm for a CAN-based DC motor subject to stochastic delays”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp. 5637–5646, Jul. 2020.
- [36] R. A. Hanifah, S. F. Toha, S. Ahmad, M. K. Hassan, “Swarm-Intelligence Tuned Current Reduction for Power-Assisted Steering Control in Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 9, pp. 7202–7210, Set. 2018.
- [37] L. C. Borin, I. Cleveston, G. G. Koch, C. R. D. Osório, E. Mattos, V. F. Montagner, “Robust Control of Grid-Tied Inverters using Particle Swarm Optimization and Linear Matrix Inequalities”, em *2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, vol. 1, pp. 285–290, IEEE, 2020.
- [38] R. Eberhart, J. Kennedy, “A new optimizer using particle swarm theory”, em *In Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science.*, pp. 39–43, IEEE, 1995.
- [39] M. Veerachary, A. R. Saxena, “Optimized power stage design of low source current ripple fourth-order boost DC–DC converter: A PSO approach”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1491–1502, Mar. 2015.
- [40] R. A. Ramos, N. G. Bretas, L. C. Alberto, “Damping controller design for power systems with polytopic

representation of operating conditions”, em *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings*, vol. 2, pp. 1517–1521, IEEE, 2002.

DADOS BIOGRÁFICOS

Monique Rubenich Nascimento possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (2013) e especialização em Engenharia de Produção pela Uninter (2017). Atualmente, realiza o mestrado em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Maria.

Lucas Cielo Borin possui graduação em Engenharia de Computação (2018) e mestrado em Engenharia Elétrica (2020) pela Universidade Federal de Santa Maria, onde atualmente realiza o doutorado em Engenharia Elétrica. Suas áreas de interesse incluem algoritmos de otimização e controle.

Everson Mattos possui graduação em Engenharia Elétrica (1999) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e mestrado (2016) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, onde atualmente realiza o doutorado em Engenharia Elétrica. Participa do GEPOC.

Caio Ruviaro Dantas Osório possui graduação (2015) e mestrado (2017) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, onde atualmente realiza o doutorado. Participa do GEPOC. Seus interesses de pesquisa incluem controle aplicado e eletrônica de potência.

Gustavo Guilherme Koch possui graduação (2013), mestrado (2015), doutorado (2019) e pós-doutorado (2020) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, atuando junto ao GEPOC. Seus interesses de pesquisa incluem controle robusto e controle aplicado.

Rodrigo Paz França recebeu os graus de Engenheiro de Controle e Automação (2013) e de Mestre em Engenharia Elétrica (2016) pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, e de Doutor em Engenharia Elétrica (2020) pela Universidade Federal de Santa Maria. Seus interesses de pesquisa incluem modelagem de sistemas, controle robusto, e análise de estabilidade.

Fabrcio Hoff Dupont possui graduação em Engenharia de Telecomunicações (2007) e mestrado em Engenharia Elétrica (2010) pela Universidade Regional de Blumenau, e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (2014). Atualmente é professor da Universidade Comunitária da Região de Chapecó (Unochapecó). Suas áreas de interesse incluem: eletrônica de potência, paralelismo de conversores estáticos, controle inteligente e lógica fuzzy.

Vinicius Foletto Montagner é engenheiro eletricista (1996) e mestre (2000) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, e doutor (2005) pela Universidade Estadual de Campinas. Atualmente é professor da Universidade Federal de Santa Maria.