

Received October 24, 2023; accepted February 09, 2024; Date of publication April 07, 2024. 
The review of this paper was arranged by Associate Editor Heverton Pereira  and Editor-in-Chief Telles Brunelli Lazzarin .

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.2024.1.0031>

Controladores PID com Desempenho Otimizado Aplicados a Conversores *Boost* com Incertezas Paramétricas na Carga

Robert U. M. Viaro ¹, Lucas C. Borin ¹, Renan Medke ¹, Olinto C. B. de Araújo ¹, Rodrigo V. Tambara ¹, Everson Mattos ¹, Vinícius F. Montagner ¹

¹Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Santa Maria – RS, Brasil.

e-mail: robertviarometal1@hotmail.com, lukascielo@gmail.com, renanmedke@gmail.com, olinto@ctism.ufsm.br, rodvarella10@gmail.com, everson.mattos@gmail.com, vfmontagner@gmail.com

RESUMO A principal motivação para este trabalho é a possibilidade de melhorar o projeto de controladores proporcionais-integrais-derivativos aplicado ao conversor *boost*, com incertezas paramétricas na carga, por meio de meta-heurísticas. Neste sentido, propõe-se aqui um novo procedimento para sintonia automática *off-line* destes controladores aplicados à regulação de tensão de conversores CC-CC do tipo *boost* com carga pertencente a um intervalo de incertezas. Um algoritmo de otimização por enxame de partículas é utilizado para evoluir os ganhos do controlador de forma a minimizar um erro médio quadrático da tensão de saída, respeitando limites pré-estabelecidos para margens de fase e de ganho, de frequência de cruzamento, e também para sobressinal e tempo de acomodação das respostas transitórias para variações de carga. O controlador otimizado pelo procedimento proposto fornece respostas superiores quando comparado a controladores largamente utilizados, projetados apenas para uma carga nominal. Resultados experimentais em um protótipo de 50 W, com o controle implementado em um processador digital de sinais de baixo custo, confirmam a viabilidade prática.

PALAVRAS-CHAVE Controladores PIDs, Conversores *Boost*, Incertezas Paramétricas, Otimização por Enxame de Partículas, Robustez.

PID Controllers with Optimized Performance Applied to Boost Converters with Parametric Uncertainties on the Load

ABSTRACT The main motivation for this work is the possibility to improve the design of proportional-integral-derivative controllers applied to boost converters, with parametric uncertainty on the load, by means of metaheuristics. In this context, here is proposed a new procedure for automatic off-line tuning of proportional-integral-derivative controllers applied to the voltage regulation of boost DC-DC converters with load belonging to an interval of uncertainties. A particle swarm optimization algorithm is used to evolve the control gains in order to minimize a mean square error of the output voltage, respecting pre-defined limits for phase and gain margins, crossover frequency, overshoot and settling time of transients due to load variations. The controller optimized by the proposed procedure allows better responses than those from controllers designed only for a nominal condition. Experimental results in a 50 W prototype, with the control implemented in a low cost digital signal processor, confirm the practical viability.

KEYWORDS PID Controllers, Boost Converters, Parametric Uncertainties, Particle Swarm Optimization, Robustness.

I. INTRODUÇÃO

Conversores CC-CC do tipo elevadores de tensão (*boost*) são amplamente empregados em Eletrônica de Potência, sendo um problema importante para estes conversores o controle da tensão fornecida para a carga [1]. Dificuldades podem surgir com a variação de carga, levando a afundamentos de tensão ou sobretensões, e a transitórios oscilatórios ou com tempos de acomodação lentos nas mudanças de carga. Em geral, o controle é projetado para um conjunto nominal de parâmetros de filtro e carga e testado, *a posteriori*, para outros casos de valores de parâmetros, o que pode levar à perda de desempenho fora da condição nominal de operação [2]–[5].

Controladores proporcional-integral-derivativos (PIDs) são amplamente utilizados pela indústria para garantir, por exemplo, boa regulação da tensão de saída de conversores CC-CC. PIDs apresentam uma estrutura simples, facilmente implementável na prática, mas que é desafiadora em termos de otimização devido ao baixo número de ganhos do controlador (i.e. pequena quantidade de variáveis de decisão) e à necessidade de atender a um número potencialmente alto de restrições de desempenho. Um bom compromisso entre desempenho e robustez de controladores PIDs aplicados a conversores CC-CC ainda é um ponto que merece investigações [6]–[11].

Considerando o caso de conversores *boost* sujeitos a incertezas paramétricas, dependendo das restrições de desempenho e da função custo, é difícil uma formulação analítica de problemas de otimização tendo como variáveis de decisão apenas os ganhos de controladores PIDs. Torna-se interessante o uso de simulações ou de dados experimentais na otimização de controladores PIDs aplicados a conversores *boost* com incertezas paramétricas, e uma ferramenta importante neste contexto são as meta-heurísticas. Meta-heurísticas são algoritmos de propósito geral, capazes de otimizar, em tempo computacional razoável e com boa precisão, problemas complexos, inclusive com funções custo e restrições não lineares e não convexas. Dentre as meta-heurísticas mais utilizadas em conversores de potência estão os algoritmos genéticos (do inglês, *Genetic Algorithms* – GA) e de otimização por enxame de partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization* – PSO) [12]–[21]. Embora o uso de otimização por meio de meta-heurísticas aplicadas a conversores de potência seja amplo para problemas de qualidade de energia e síntese de modulação por largura de pulso, e também para o projeto de elementos dos circuitos de conversores, esta ferramenta foi menos explorada para o projeto de controladores otimizados para conversores de potência [22], [23].

A principal motivação para a realização deste trabalho é a possibilidade de melhoria do desempenho de conversores CC-CC do tipo *boost* com incertezas paramétricas na carga, a partir de um projeto otimizado de controladores PIDs de ganhos fixos por meio de um algoritmo PSO. Este algoritmo é escolhido devido ao seu amplo uso e simplicidade de implementação [24]. Para tanto, é necessário expressar o problema de projeto dos ganhos fixos de PIDs como um problema de otimização, com função custo e restrições adequadamente escolhidas. Neste contexto, este trabalho fornece como contribuição um procedimento de sintonia automática *off-line* dos ganhos de PIDs aplicados a conversores *boost* com carga pertencente a um intervalo de incertezas. O procedimento proposto é baseado em um algoritmo PSO [25] no qual a função custo é descrita por um erro médio quadrático (do inglês, *Mean Squared Error* – MSE) da tensão de saída, e com restrições dadas por limites para a margem de fase, margem de ganho e frequência de cruzamento, e também limites de sobressinal e no tempo de acomodação das respostas em transitórios de comutação de carga. Os polos do sistema em malha fechada são alocados na região estável do plano complexo, para as condições de operação da carga mínima até a carga máxima.

Os resultados no artigo mostram que o procedimento proposto é capaz de fornecer controladores PIDs otimizados, com melhor desempenho que PIDs projetados com o critério de Ziegler-Nichols e com a função *pidtune* do MATLAB. Diferentemente de trabalhos similares de controle robusto aplicado a conversores *boost* que utilizam apenas validação em simulação [26]–[31], aqui são obtidos também resultados experimentais para conversor com carga chaveada,

controlado por um PID de ganhos fixos, implementado em um processador digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Processor* – DSP) de baixo custo, garantindo robustez contra incertezas paramétricas, dinâmicas não modeladas, ruídos, saturação e atraso na lei de controle, sendo, portanto, viável na prática.

II. MODELAGEM DO CONVERSOR

Considere o conversor CC-CC do tipo *boost*, mostrado na Figura 1, suposto operando no modo de condução contínua e com carga R_o incerta, suposta pertencente ao intervalo $R_o \in [R_1, R_2]$. O objetivo aqui é controlar a tensão sobre a carga, v_{C_o} , a partir da síntese da razão cíclica. O interruptor, o diodo e a fonte de tensão são considerados ideais, e a resistência interna do capacitor é suposta negligenciável.

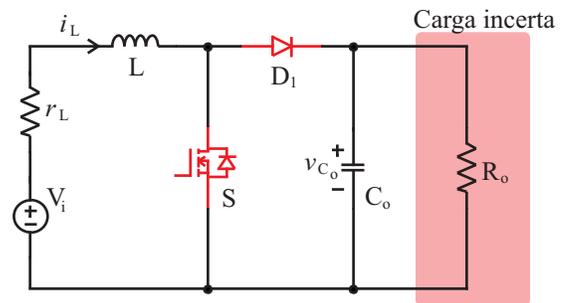


FIGURA 1. Conversor CC-CC do tipo *boost* com incerteza na carga.

Para uma validação do modelo médio de pequenos sinais (11), considere os parâmetros do conversor mostrados na Tabela 1. A carga R_o é suposta variando entre R_1 e R_2 .

TABELA 1. Parâmetros do Conversor *Boost*

Parâmetro	Descrição	Valor
L	indutância	$660 \mu\text{H}$
r_L	resistência do indutor	$0,65 \Omega$
C_o	capacitância	$35 \mu\text{F}$
R_1	carga de máxima potência	50Ω
R_2	carga de mínima potência	200Ω
D	razão cíclica nominal	50%
V_i	tensão de entrada	25 V
v_{C_o}	tensão de saída	50 V
f_s	frequência de comutação	50 kHz

Na primeira etapa de operação, quando o interruptor S está em condução e o diodo D_1 está bloqueado, o indutor armazena energia na forma de campo magnético e a corrente cresce linearmente até seu valor máximo. O modelo em espaço de estados que descreve esta etapa de operação é dado por:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 u, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_1 \mathbf{x} \end{aligned} \quad (1)$$

em que, as matrizes \mathbf{A}_1 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{C}_1 e o vetor de estados \mathbf{x} são dados por:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_{C_o} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

sendo i_L a corrente e r_L a resistência interna do indutor de indutância L e C_o sendo a capacitância do filtro.

Para a segunda etapa de operação, quando S está bloqueado e D_1 está em condução, o indutor transmite energia para a carga. O modelo no espaço de estados resultante é dado por:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 u, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_2 \mathbf{x} \end{aligned} \quad (3)$$

em que, as matrizes \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_2 e \mathbf{C}_2 são dadas por:

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{C_o} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

Considerando uma razão cíclica nominal D , as matrizes médias são:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= D\mathbf{A}_1 + (1-D)\mathbf{A}_2, \\ \mathbf{B} &= D\mathbf{B}_1 + (1-D)\mathbf{B}_2, \\ \mathbf{C} &= D\mathbf{C}_1 + (1-D)\mathbf{C}_2. \end{aligned} \quad (5)$$

O ponto de operação do sistema é calculado como (para detalhes, vide, por exemplo, [1], [32]):

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} U, \\ Y &= -\mathbf{C} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} U \end{aligned} \quad (6)$$

com $U = V_i$, sendo V_i a tensão de entrada do conversor.

Uma representação para o modelo médio de pequenos sinais, linearizando em torno do ponto de operação é dada por:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}_m \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_m \tilde{\mathbf{d}}, \\ \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}_m \tilde{\mathbf{x}} \end{aligned} \quad (7)$$

em que $\tilde{\mathbf{x}}$ é uma perturbação no vetor de estados, $\tilde{\mathbf{d}}$ é uma perturbação na razão cíclica e $\tilde{\mathbf{y}}$ é uma perturbação na saída.

As matrizes do modelo médio são dadas por:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_m &= \mathbf{A}, \\ \mathbf{B}_m &= (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) V_i, \\ \mathbf{C}_m &= \mathbf{C} \end{aligned} \quad (8)$$

em que

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \begin{bmatrix} \frac{V_i}{(1-D)^2 R_o + r_L} \\ \frac{(1-D) R_o V_i}{(1-D)^2 + r_L} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{(1-D)}{C_o} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix}, \\ \tilde{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{C_o} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} \frac{R_o V_i (1-D)}{L(R_o(1-D)^2 + r_L)} \\ -\frac{V_i}{C_o(R_o(1-D)^2 + r_L)} \end{bmatrix}, \mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T. \end{aligned} \quad (9)$$

Utilizando a transformada de Laplace no modelo (7), encontra-se a função de transferência que relaciona a entrada $\tilde{\mathbf{d}}$ (perturbação na razão cíclica) com a saída \tilde{v}_{C_o} (perturbação na tensão de saída), dada por

$$G_p(s) = \mathbf{C}_m (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_m)^{-1} \mathbf{B}_m \quad (10)$$

que pode ser detalhada como

$$G_p(s) = k_1 \frac{Ls - R_o(1-D)^2 + r_L}{C_o L R_o s^2 + (C_o R_o r_L + L)s + R_o(1-D)^2} \quad (11)$$

com:

$$k_1 = -\frac{R_o V_i}{R_o(1-D)^2 + r_L}. \quad (12)$$

O conversor e o modelo (11), para os parâmetros da Tabela 1, foram simulados no MATLAB/Simulink, conforme detalhado na Figura 2, para uma perturbação de 1% na razão cíclica nominal, levando aos resultados na Figura 3. Pode-se notar que o modelo de $G_p(s)$ em (11) representa com boa qualidade o comportamento dinâmico do conversor em torno do ponto de operação, podendo ser utilizado para projeto de controladores.

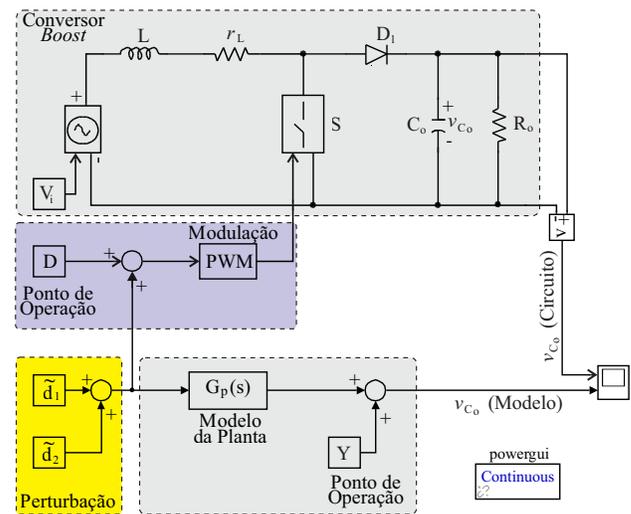


FIGURA 2. Validação do modelo (11) para o conversor boost utilizando o MATLAB/Simulink.

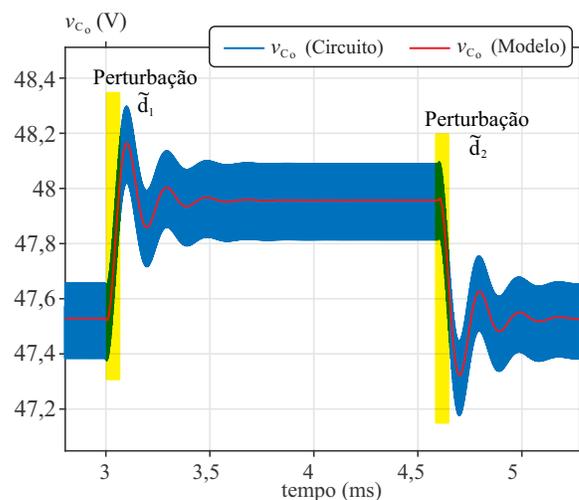


FIGURA 3. Resposta temporal do modelo (11) e da simulação do circuito da Figura 1, com os parâmetros dados na Tabela 1, considerando a condição de carga R_1 , para uma perturbação de 1% no valor nominal da razão cíclica e, após, retirando a perturbação.

III. PROCEDIMENTO DE PROJETO PROPOSTO

Dado um controlador PID com ganhos fixos:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (13)$$

em que K_p é o ganho proporcional, K_I é o ganho integral e K_D é o ganho derivativo.

Considere a operação com este controlador PID para a regulação da tensão de saída do conversor *boost* com carga incerta pertencente ao intervalo $R_o \in [R_1, R_2]$.

Considere também como índices de desempenho o erro médio quadrático (do inglês, *mean square error* – MSE), o sobressinal (do inglês, *overshoot* – OV), o tempo de acomodação (do inglês, *settling time* – ST), a margem de fase (do inglês, *phase margin* – PM), a margem de ganho (do inglês, *gain margin* – GM), a frequência de cruzamento por 0 dB (do inglês, *crossover frequency* – COF) e o polo de malha fechada dominante (do inglês, *dominant closed-loop pole* – CLP). Estes índices de desempenho devem ser computados considerando a incerteza na carga, como segue.

Os valores de MSE_{R_1} , OV_{R_1} , ST_{R_1} são obtidos na simulação no MATLAB/Simulink do conversor com o controlador PID, para um teste no padrão da Figura 4, para o primeiro transitório de carga, representando uma variação de R_1 para R_2 . Os valores de MSE_{R_2} , OV_{R_2} , ST_{R_2} são obtidos também para o teste no padrão da Figura 4, para o segundo transitório de carga, representando uma variação de R_2 para R_1 .

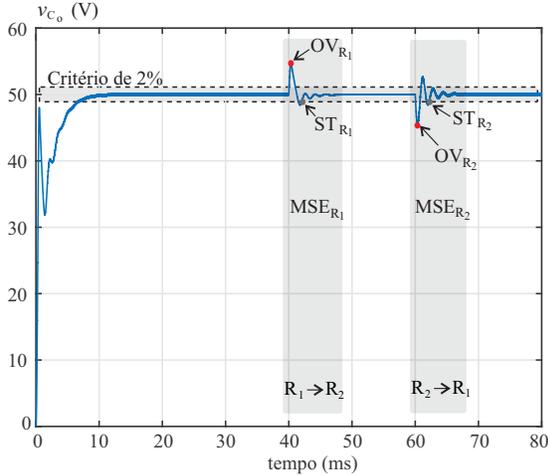


FIGURA 4. Resposta ilustrativa à referência degrau do sistema em malha fechada, mostrando a medida dos índices de desempenho: tempo de acomodação utilizando o critério de 2% de erro (ST), sobressinal (OV) e erro médio quadrático (MSE), para as condições de carga mínima e máxima.

Para o cômputo das métricas baseadas nas respostas em frequência, supondo a operação com carga R_1 , os índices PM_{R_1} , GM_{R_1} , COF_{R_1} são obtidos com o comando *margin* do MATLAB, aplicados sobre a função de transferência $G_c(s)G_p(s)$ e o índice CLP_{R_1} é obtido com o comando *pole* do MATLAB, aplicado sobre a função de transferência $G_c(s)G_p(s)/(1 + G_c(s)G_p(s))$, e escolhendo como polo dominante o que tiver a menor parte real. A mesma forma de

cômputo se aplica para os índices PM_{R_2} , GM_{R_2} , COF_{R_2} e CLP_{R_2} , para operação com carga R_2 .

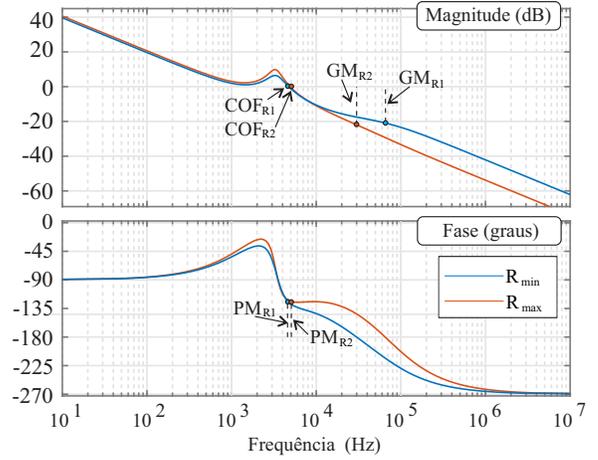


FIGURA 5. Diagrama de Bode ilustrativo da função de transferência de malha aberta do sistema, mostrando a medida dos índices de desempenho: margem de fase (PM), margem de ganho (GM) e frequência de cruzamento (COF), para as condições de carga mínima e máxima.

É usual em controle de conversores empregar o modelo médio de pequenos sinais para obter uma função de transferência do conversor que relaciona uma perturbação na razão cíclica com uma perturbação na variável de saída (no caso do artigo, a tensão sobre a carga). Esta função de transferência, dada por (11), é então utilizada para projeto de controladores [1], [33]. No presente artigo, este modelo médio de pequenos sinais do conversor será utilizado para obter as métricas no domínio da frequência: COF, PM e GM. Estas métricas são extraídas da resposta em frequência de malha aberta, da função de transferência $G_c(s)G_p(s)$.

É importante observar que neste artigo também será utilizado um modelo do conversor considerando o chaveamento. Para isso, o conversor é simulado em malha fechada, no MATLAB/Simulink, conforme a Figura 2, para obter as métricas no domínio do tempo: OV, ST e MSE. Estas métricas são extraídas da resposta ao degrau em malha fechada.

Os índices de desempenho de pior caso (com subscritos *wc*, do inglês, *worst case*) são definidos como:

$$MSE_{wc} = \max(MSE_{R_1}, MSE_{R_2}), \quad (14)$$

$$OV_{wc} = \max(OV_{R_1}, OV_{R_2}), \quad (15)$$

$$ST_{wc} = \max(ST_{R_1}, ST_{R_2}), \quad (16)$$

$$PM_{wc} = \min(PM_{R_1}, PM_{R_2}), \quad (17)$$

$$GM_{wc} = \min(GM_{R_1}, GM_{R_2}), \quad (18)$$

$$COF_{wc} = \min(COF_{R_1}, COF_{R_2}), \quad (19)$$

$$CLP_{wc} = \max(CLP_{R_1}, CLP_{R_2}). \quad (20)$$

Com estes índices de desempenho de pior caso, o problema de projeto otimizado do PID é dado por

$$\min_{[K_p, K_I, K_D] \in \mathcal{K}} \text{MSE}_{wc}, \quad (21)$$

$$s.a. \begin{cases} \text{OV}_{wc} \leq 20\%, \\ \text{ST}_{wc} \leq 1 \text{ ms}, \\ 45^\circ \leq \text{PM}_{wc} \leq 60^\circ, \\ \text{GM}_{wc} \geq 6 \text{ dB}, \\ 500 \text{ Hz} \leq \text{COF}_{wc} \leq 1000 \text{ Hz}, \\ \text{CLP}_{wc} < 0 \end{cases}$$

em que \mathcal{K} é o espaço de busca dos ganhos do controlador.

Os limites das restrições são escolhidos pelo projetista a partir do conhecimento da aplicação. Os valores de limitantes em (21) podem servir de valores padrão para o procedimento proposto. O limitante ST_{wc} pode ser obtido a partir do tempo de acomodação da resposta do conversor em malha aberta, sendo que em geral se exige um tempo de acomodação em malha fechada menor do que o de malha aberta. O limitante superior de COF_{wc} , pode ser obtido a partir da frequência de comutação do conversor, sendo comum limitar a frequência de cruzamento por 0 dB em um valor muito menor que a frequência de comutação (e.g. uma década abaixo ou menos).

A solução analítica do problema (21) é difícil, mas o problema pode ser reescrito incluindo as restrições como fatores de penalização Π em uma função custo J , levando à descrição do problema de otimização [34]:

$$\min_{[K_p, K_I, K_D] \in \mathcal{K}} J$$

$$J = \text{MSE}_{wc} \cdot \Pi_{OV} \cdot \Pi_{ST} \cdot \Pi_{PM} \cdot \Pi_{GM} \cdot \Pi_{COF} \cdot \Pi_{CLP}. \quad (22)$$

Os fatores de penalização são dados por:

$$\Pi_{OV} = \begin{cases} 1, & \text{se } \text{OV}_{wc} \leq 20\%, \\ 10^3, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (23)$$

$$\Pi_{ST} = \begin{cases} 1, & \text{se } \text{ST}_{wc} \leq 1 \text{ ms}, \\ 10^3, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (24)$$

$$\Pi_{PM} = \begin{cases} 1, & \text{se } 45^\circ \leq \text{PM}_{wc} \leq 60^\circ, \\ 10^3, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (25)$$

$$\Pi_{GM} = \begin{cases} 1, & \text{se } \text{GM}_{wc} \geq 6 \text{ dB}, \\ 10^3, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (26)$$

$$\Pi_{COF} = \begin{cases} 1, & \text{se } 500 \text{ Hz} \leq \text{COF}_{wc} \leq 1000 \text{ Hz}, \\ 10^3, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (27)$$

$$\Pi_{CLP} = \begin{cases} 1, & \text{se } \text{CLP}_{wc} < 0, \\ 10^5, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (28)$$

Os valores dos fatores de penalização foram escolhidos como 10^3 para aumentar a função custo quando uma especificação de desempenho não for atendida, exceto pelo penalizador Π_{CLP} , que foi escolhido como 10^5 , para aumentar mais fortemente a função custo no caso de a estabilidade de malha fechada não ser atendida.

O problema de otimização (22) pode ser resolvido de forma computacionalmente eficiente por meio de meta-

heurísticas. Para cada conjunto de ganhos de controle de um PID, a função custo J é calculada, retornando um número real positivo. Utilizando uma meta-heurística, os ganhos do PID são atualizados visando minimizar a função custo J , otimizando o desempenho do sistema, respeitando as restrições de operação. A meta-heurística aqui é escolhida é o algoritmo PSO, devido principalmente à simplicidade de implementação, contando com funções prontas de execução disponíveis na literatura.

A. Funcionamento Básico do PSO

PSO é um algoritmo de otimização estocástica, capaz de encontrar mínimos ou máximos em problemas que possuem múltiplas variáveis de decisão e restrições, sendo utilizado com sucesso em Eletrônica de Potência [23]–[25].

No algoritmo PSO, várias soluções candidatas (as partículas) são geradas aleatoriamente em um espaço de busca definido. A cada iteração (épocas), as partículas se movem em busca de pontos de mínimo, a partir da avaliação da função custo. Para cada ponto investigado do espaço, um valor de função custo é associado, chamado *fitness* [25].

Para utilizar o PSO no problema aqui tratado, considere que um vetor de ganhos de controle \mathbf{K} será representado pela posição de uma partícula, ou seja, a posição de uma partícula pode ser vista como um candidato a controlador, expresso por:

$$\mathbf{K}_i^m = \left[(K_P)_i^m \quad (K_I)_i^m \quad (K_D)_i^m \right], \quad (29)$$

$$i = 1, \dots, N, \quad m = 1, \dots, M$$

em que N é o número de partículas, m é a época atual e M é o número máximo de épocas.

Cada partícula i tem sua posição futura, \mathbf{K}_i^{m+1} , calculada a partir da sua posição atual \mathbf{K}_i^m e de um vetor de velocidades \mathbf{v}_i^m , de modo que:

$$\mathbf{K}_i^{m+1} = \mathbf{K}_i^m + \mathbf{v}_i^{m+1} \quad (30)$$

com:

$$\mathbf{v}_i^{m+1} = \mathbf{v}_i^m w^m + \phi_1 r_1 (\mathcal{P}_i - \mathbf{K}_i^m) + \phi_2 r_2 (\mathcal{G} - \mathbf{K}_i^m). \quad (31)$$

Em (31), ϕ_1 é o coeficiente cognitivo, ϕ_2 é o coeficiente social, \mathcal{P}_i é a posição com melhor *fitness* encontrada pela partícula i , \mathcal{G} é a posição com melhor *fitness* encontrada considerando todas as partículas, r_1 e r_2 são números aleatórios entre 0 e 1 e w^m é o fator de inércia [35], [36]

Para executar o algoritmo PSO, deve-se informar N , M , ϕ_1 , ϕ_2 , o espaço de busca e a função custo. O critério de parada usual é atingir M épocas, mas o algoritmo também pode parar pela estagnação do *fitness*.

O PSO não é um método de otimização dependente de gradiente. Por isso, descontinuidades da função custo advindas, por exemplo, dos fatores de penalização Π utilizados na abordagem proposta, não geram problema de convergência na otimização [34].

A escolha dos parâmetros do PSO é dependente do problema. De forma geral, o valor do número de partículas

N pode ser escolhido entre 20 e 50, mas para o caso de uma partícula com muitas variáveis de decisão, pode-se escolher valores maiores, com N entre 100 e 200 [37].

Para o valor do número de épocas M , pode-se escolher um valor de 5 a 10 vezes maior que o valor de N . Outra estratégia é escolher um valor muito grande para garantir a convergência do PSO, como, por exemplo, 10000, ao custo de aumentar o tempo de execução do algoritmo [37], [38].

Os coeficientes ϕ_1 e ϕ_2 devem ser escolhidos entre 0,5 e 4 e, para o fator de inércia w , é usual iniciar com valor 0,9 e reduzir este valor, com o decorrer das épocas, até o valor 0,4, utilizando uma equação adequada. Neste trabalho, utilizou-se uma fórmula linear decrescente [37]–[40].

B. Projeto dos Ganhos pelo PSO

Para o problema de projeto dos ganhos do PID otimizado para o controle do conversor *boost* tratado aqui, o PSO é executado usando a função *particleswarm*, do MATLAB, com $N = 40$, $M = 400$, $\phi_1 = 1,3$, $\phi_2 = 1,7$ e os limites de busca para os ganhos variam de $[5 \times 10^{-7} \ 0,5 \ 5 \times 10^{-7}]$ a $[0,2 \ 200 \ 0,2]$. Estes valores foram escolhidos após algumas simulações, fornecendo convergência para um mínimo da função custo em tempo computacional razoável. É importante mencionar que valores padrão (*default*) da função *particleswarm* podem ser também utilizados, como uma alternativa que não demanda do projetista a escolha dos parâmetros do PSO.

Utilizando as configurações acima, com um *notebook* com processador M48600, Quad Core, Intel core i7, *clock* base de 2,8 GHz, 16GB de memória RAM, o tempo computacional para obter os ganhos de controle otimizados é de 11 minutos. O procedimento proposto é executado totalmente *off-line*, sem interação com o projetista, realizando múltiplas simulações de alta fidelidade do conversor em malha fechada, no MATLAB/Simulink, conduzindo a um conjunto de ganhos implementáveis na prática, como será visto na Seção V.

A Figura 6 mostra a evolução do *fitness* para o algoritmo PSO no decorrer das épocas, com a convergência para um valor mínimo, indicando o bom funcionamento do algoritmo.

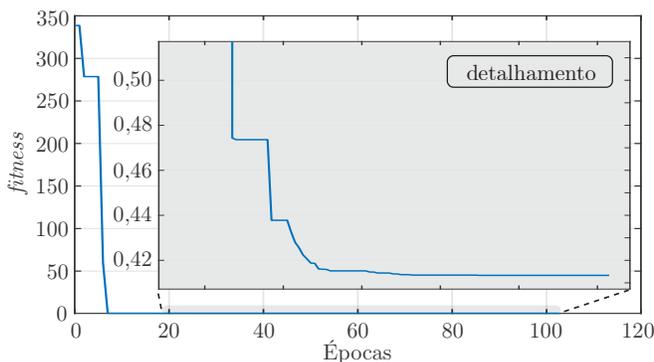


FIGURA 6. Evolução do *fitness* no decorrer das épocas.

Os ganhos de controle otimizados, resultantes da execução do PSO, são dados por:

$$\mathbf{K}_{PID}^{PSO} = \begin{bmatrix} 0,0161 & 11,1892 & 3,9111 \times 10^{-6} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

IV. COMPARAÇÕES DE DESEMPENHO

Para uma comparação de desempenho com o controlador PID projetado pelo procedimento proposto, dois controladores PIDs são sintonizados de forma usual, no MATLAB. Para estes controladores, é considerada como condição nominal de carga $R = 100 \ \Omega$.

O critério para a escolha destes controladores para a comparação foi o de serem facilmente reproduzíveis por qualquer projetista: um PID de Ziegler-Nichols, obtido no *sisotool*, do MATLAB, e um PID dado pela rotina especializada *pidtune*, do MATLAB, evitando utilizar para comparação controladores PIDs cujos projetos dependam de tentativa e erro, e que sejam de difícil reprodução. Outra motivação para estas escolhas é que o controlador PID de Ziegler-Nichols tem ampla aceitação na indústria e o controlador sintonizado pela rotina especializada *pidtune* permite obter um PID com bom compromisso entre desempenho e robustez.

O primeiro controlador foi sintonizado com o método de Ziegler-Nichols da resposta em frequência [41]. Este controlador é obtido no *sisotool* do MATLAB, utilizando *Ziegler-Nichols frequency response*, a partir da informação apenas da função de transferência da planta, por parte do projetista. Os ganhos deste PID são dados na Tabela 2, na linha identificada por Ziegler-Nichols.

O segundo controlador PID para comparação foi obtido com a função *pidtune* do MATLAB, com parâmetros de entrada dados por margem de fase de 60 graus, frequência de cruzamento de 770 Hz, e com *Design Focus: balanced*, para orientar a sintonia do PID encontrando um bom compromisso entre rastreamento de referência e rejeição de distúrbio. Este valor de margem de fase está correlacionado com um sobressinal esperado de menos de 10 %, na resposta ao degrau, em malha fechada [41]. O valor de frequência de cruzamento de 770 Hz foi o maior valor, com uma resolução de 10 Hz, que resultou em controlador estável na simulação do sistema em malha fechada no MATLAB/Simulink. O controlador PID resultante é mostrado na Tabela 2, na linha identificada com *pidtune*.

O último controlador na Tabela 2 é o PID fornecido pelo procedimento de otimização proposto, baseado no algoritmo PSO, projetado na seção anterior.

TABELA 2. Ganhos dos Controladores PIDs em Comparação

Controlador	K_P	K_I	K_D
Ziegler-Nichols	0,006	8,89	$1,01 \times 10^{-6}$
<i>pidtune</i>	0,00994	11,10	$2,14 \times 10^{-6}$
Proposto	0,0161	11,18	$3,91 \times 10^{-6}$

As medidas de PM, GM e COF são efetuadas para cada caso de carga e as medidas de pior caso são mostradas na Tabela 3, para uma avaliação comparativa.

TABELA 3. Medidas de Desempenho no Domínio da Frequência

Controlador / Medida	PM_{wc}	GM_{wc}	COF_{wc}
Ziegler-Nichols	$54,3^\circ$	23,5 dB	595 Hz
<i>pidtune</i>	$54,7^\circ$	17,5 dB	781 Hz
Proposto	$49,5^\circ$	12,9 dB	979 Hz

Pode-se notar, pela Tabela 3, que embora todos os controladores possuam boas margens de fase e de ganho, a frequência de cruzamento por 0 dB do controlador proposto é significativamente maior, o que corresponde a uma resposta transitória mais rápida (com menor tempo de acomodação) [41]. Outro ponto a destacar, para o controlador proposto, é que a PM_{wc} fica entre 45 e 60 graus, a GM_{wc} é maior que 6 dB e a COF_{wc} fica entre 500 e 1000 Hz, conforme especificado em (21). Como as frequências de cruzamento por 0 dB dos demais controladores não podem ser aumentadas, para não gerarem resultados instáveis de simulação do sistema em malha fechada no MATLAB/Simulink, pode-se concluir sobre a superioridade do controlador proposto nesta comparação.

Para avaliar a estabilidade dos controladores sob variação da carga, são obtidos os polos de malha fechada para cada um dos controladores, para a carga variando de R_1 até R_2 , conforme mostrado na Figura 7. A análise indica que os polos de malha fechada permanecem sempre no semiplano esquerdo do plano complexo, confirmando a estabilidade robusta dos controladores.

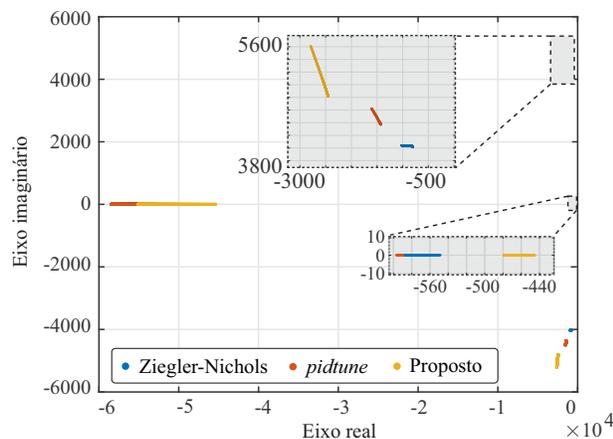


FIGURA 7. Polos de malha fechada, para a resistência de carga variando de R_1 a R_2 , para os controladores PIDs: de Ziegler-Nichols, sintonizado com a função *pidtune* e sintonizado pelo método proposto.

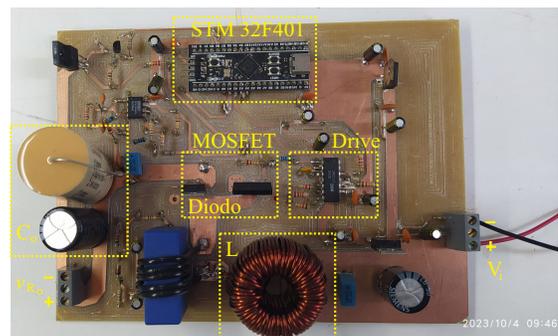
V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados de simulação da seção anterior mostram boas respostas em frequência do modelo $G_c(s)G_p(s)$ para todos os controladores sob comparação e a estabilidade da função de

transferência de malha fechada $G_c(s)G_p(s)/(1 + G_c(s)G_p(s))$ para todos os controladores. Entretanto, resultados experimentais em tempo real são também muito importantes para a validação dos controladores. Na prática, ocorrem ruídos, não linearidades e dinâmicas não modeladas. Então, torna-se importante realizar uma comparação de resultados de simulação com resultados experimentais no domínio do tempo, obtidos em protótipo físico do conversor, com controladores, fonte de alimentação e medidores implementados em *hardware*.

A Figura 8.a apresenta o protótipo do conversor *boost* de 50 W construído em laboratório, com os parâmetros de projeto dados na Tabela 1. O interruptor utilizado é o MOSFET IRFP360, o diodo é o IDH12G65C5 e o circuito integrado IR2112 é utilizado como *driver*. Um microprocessador STM32F401, de 32 bits e de baixo custo, é utilizado na implementação dos controladores, com frequência de amostragem de 50 kHz, utilizando o método de Tustin de discretização para os controladores PIDs. Além disso, um polo adicional de alta frequência é incluído nos controladores PIDs, para torná-los causais, atuando como um filtro passa-baixas na ação derivativa dos controladores, atenuando as harmônicas de alta frequência advindas do chaveamento.

Na Figura 8.b é apresentado o sistema completo para testes do conversor *boost*, com carga resistiva que varia entre 50 Ω para 200 Ω . O barramento de entrada é dado por uma fonte da marca ICEL, modelo PS-6100 e os resultados são capturados em um osciloscópio da Tektronix, modelo MOD3034.



(a) Protótipo do conversor *boost*.



(b) Bancada.

FIGURA 8. (a) Protótipo do conversor *boost* montado em laboratório. (b) Bancada de teste composta pelo conversor *boost*, cargas resistivas, fonte de alimentação e osciloscópio.

A Figura 9 apresenta a comparação entre a simulação do sistema em malha fechada para o controlador PID projetado com o procedimento proposto e os respectivos resultados experimentais, obtidos com o protótipo, para a variação de carga de R_1 para R_2 . Pode-se observar uma correspondência muito boa entre os resultados de simulação e experimentais, notando o ruído presente na prática. Comportamentos similares em termos de boa correspondência entre resultados de simulação e experimentais também foram observados para os outros controladores. Por isso, deste ponto em diante, serão mostrados apenas os resultados experimentais, por apresentarem o pior cenário para avaliar o desempenho do sistema em malha fechada em tempo real para todos os controladores sob comparação.

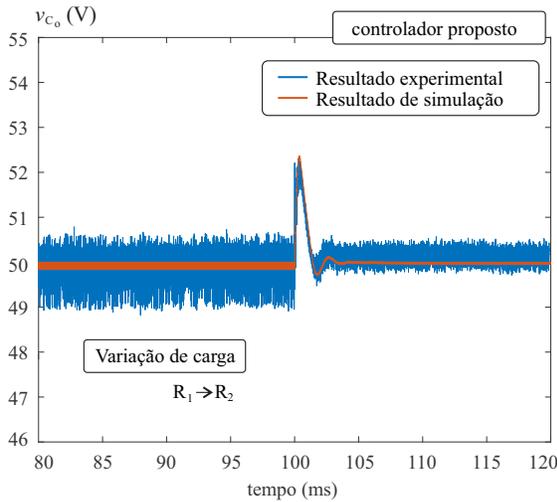
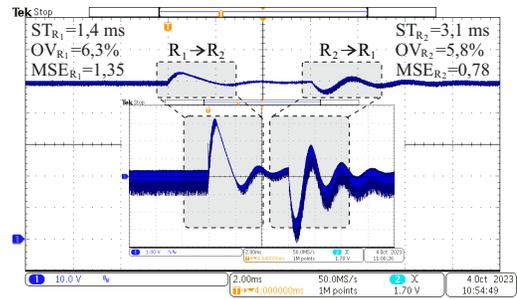


FIGURA 9. Comparação entre os resultados de simulação e os resultados experimentais para a tensão sobre a carga, para uma variação de carga de R_1 para R_2 , para o controlador proposto.

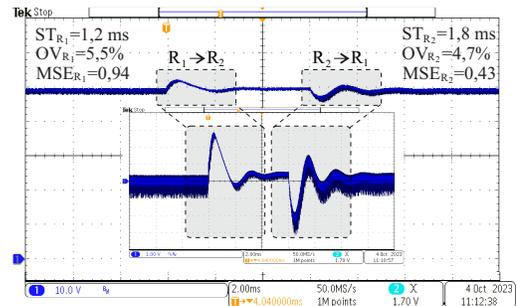
Na Figura 10 são mostradas as respostas transitórias e em regime permanente para a variação de carga de 50Ω para 200Ω e vice-versa, para os controladores PIDs projetados com o método de Ziegler-Nichols, a função *pidtune* do MATLAB e o procedimento de otimização proposto, baseado no algoritmo PSO. As medidas de ST, OV e MSE nos dois transitórios de variação de carga são mostradas juntamente com as formas de onda do osciloscópio. Estas medidas demonstram a superioridade de desempenho, em todos os quesitos, com o PID fornecido pelo procedimento proposto.

A Figura 11 mostra o detalhamento dos transitórios de variação de carga de 50Ω para 200Ω e vice-versa, referentes aos ensaios na Figura 10, utilizando os dados dos arquivos no formato *csv*, gerados pelo osciloscópio, retirando o valor CC das formas de onda. Neste detalhamento é possível confirmar a superioridade das formas de onda de tensão de saída com o PID fornecido pelo procedimento proposto, com menores sobressinais, menores tempos de acomodação e menores oscilações.

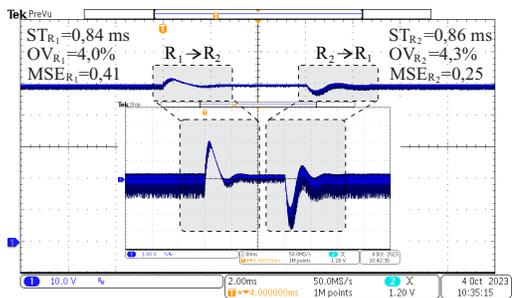
A Tabela 4 consolida as medidas de desempenho a partir dos resultados experimentais dos controladores sob compara-



(a) PID de Ziegler-Nichols: eixo vertical, tensão sobre a carga, escala 10 V/divisão, eixo horizontal, tempo, escala 2 ms/divisão.



(b) PID sintonizado com a função *pidtune*: eixo vertical, tensão sobre a carga, escala 10 V/divisão, eixo horizontal, tempo, escala 2 ms/divisão.



(c) PID sintonizado com o procedimento proposto: eixo vertical, tensão sobre a carga, escala 10 V/divisão, eixo horizontal, tempo, escala 2 ms/divisão.

FIGURA 10. Resultados experimentais com respostas transitórias e em regime permanente para a tensão sobre a carga, para a variação da carga de 50Ω para 200Ω e vice-versa, para os controladores PIDs sintonizados com: (a) o método de Ziegler-Nichols, (b) a função *pidtune* do MATLAB e (c) o procedimento de otimização proposto.

ção, ficando clara a superioridade em todos os critérios com o PID projetado pelo procedimento proposto, indicando a importância de um projeto otimizado com uma função custo e um conjunto de restrições adequadas, como proposto neste trabalho.

VI. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou como contribuição um procedimento de projeto de controladores PID otimizados aplicados a con-

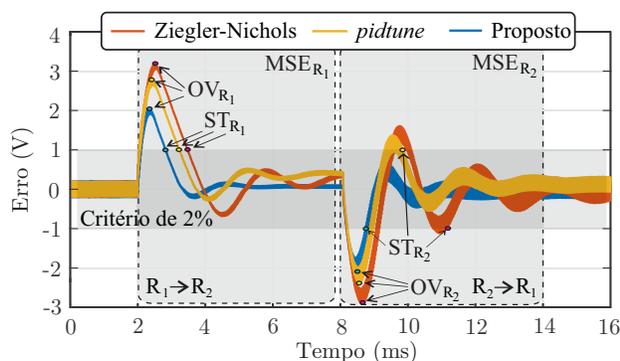


FIGURA 11. Erros de rastreamento de referência: detalhamento dos transientes de variação de carga de R_1 para R_2 e de R_2 para R_1 , obtidos a partir dos resultados da Figura 10.

TABELA 4. Critérios de Desempenho Temporal Obtidos a Partir dos Resultados Experimentais

Variação / Métrica	R_1 para R_2		R_2 para R_1		MSE _{wc}
	ST	OV	ST	OV	
Ziegler-Nichols	1,4 ms	6,3 %	3,1 ms	5,8%	1,35
<i>pidtune</i>	1,2 ms	5,5 %	1,8 ms	4,7 %	0,94
Proposto	0,84 ms	4,0 %	0,86 ms	4,3 %	0,41

versores *boost* com carga incerta pertencente a um intervalo. Os ganhos do PID são sintonizados de forma automática, *off-line*, minimizando a média do erro quadrático da tensão de saída, e respeitando restrições sobre margem de fase, margem de ganho, frequência de cruzamento, bem como limites de sobressinal e tempo de acomodação, sob variação de carga. Um algoritmo PSO evolui os ganhos dos controladores PID até encontrar um mínimo da função custo, não violando as restrições de projeto. Os resultados no artigo mostram que o procedimento proposto é capaz de fornecer controladores PIDs otimizados, com melhor desempenho que PIDs projetados com o critério de Ziegler-Nichols e com a função *pidtune* do MATLAB. Os resultados experimentais confirmam a superioridade do PID otimizado pelo procedimento proposto e sua viabilidade prática. Desta forma, tem-se uma alternativa de projeto de PIDs que não exige grande experiência do projetista e que fornece controladores de alto desempenho e robustos, o que pode ser de interesse em uso acadêmico e industrial.

Sobre perspectivas de trabalhos futuros, pode-se citar o projeto dos controladores PID otimizados no domínio do tempo discreto, considerando no projeto o atraso inerente ao controle digital. Outro ponto a explorar é a análise do efeito, para a estabilidade e para o desempenho, de dinâmicas não modeladas, como um zero advindo da resistência interna do capacitor do filtro, e dinâmicas não modeladas no estágio carga e no estágio fonte do conversor.

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, 303992/2022-0 e 166608/2020-3), CAPES (23038.000776/2017-54), FAPERGS (17/2551-0000517-1).

CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

Curadoria de dados, Análise de dados, Pesquisa, Metodologia, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Validação de dados e experimentos, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição: VIARO, R.U.M., BORIN, L.C.; Curadoria de dados, Pesquisa, Metodologia, Validação de dados e experimentos, Design da apresentação de dados, Redação - revisão e edição: MEDKE, R.; Curadoria de dados, Análise de dados, Pesquisa, Metodologia, Design da apresentação de dados, Redação - revisão e edição: DE ARAÚJO, O.C.B., TAMBARA, R.V.; Curadoria de dados, Metodologia, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Validação de dados e experimentos, Redação - revisão e edição; MAT-TOS, E.; Análise de dados, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Metodologia, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Supervisão, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição: MONTAGNER, V. F.

PLÁGIO E SIMILARIDADE

O artigo foi submetido para verificação de similaridade no sistema Crossref Similarity Check (iThenticate).

REFERÊNCIAS

- [1] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Chapman & Hall, New York, NY, Jan. 1997.
- [2] L. A. Maccari Jr., V. F. Montagner, H. Pinheiro, 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, Ago. 2012, doi:10.1049/ietcta.2011.0755.
- [3] F. H. Dupont, V. F. Montagner, J. R. Pinheiro, H. Pinheiro, S. V. G. Oliveira, A. Péres, “Multiple controllers for boost converters under large load range: A GA and fuzzy logic based approach”, in *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 105–110, 2010, doi:10.1109/ICIT.2010.5472661.
- [4] 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, doi:10.1109/TIE.2014.2361316.
- [5] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, P. Garcés, I. Queindec, “LMI robust control design for boost PWM converters”, *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 75–85, Jan. 2010, doi:10.1049/iet-pel.2008.0271.
- [6] K. J. Åström, T. Häggglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, Jan. 1995.
- [7] X. Ding, Z. Qian, S. Yang, B. Cui, F. Peng, “A direct DC-link boost voltage PID-like fuzzy control strategy in Z-source inverter”, in *Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008) IEEE*, pp. 405–411, 2008, doi:10.1109/PESC.2008.4591963.
- [8] M. Ge, M. Chiu, Q. Wang, “Robust PID controller design via LMI approach”, *Journal of Process Control*, vol. 21, pp. 3–13, Dez. 2002, doi:10.1016/S0959-1524(00)00057-3.

- [9] 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, doi:10.1109/TIE.2009.2016955.
- [10] Y. Nishikawa, N. Sannomiya, T. Ohta, H. Tanaka, “A method for autotuning of PID control parameters”, *Automatica*, vol. 20, no. 3, pp. 321–332, Mai. 1984, doi:10.1016/0005-1098(84)90047-5.
- [11] R. Priewasser, M. Agostinelli, C. Unterrieder, S. Marsili, M. Huemer, “Modeling, Control, and Implementation of DC-DC Converters for Variable Frequency Operation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 287–301, Jan. 2014, doi:10.1109/TPEL.2013.2248751.
- [12] R. H. C. Takahashi, P. L. D. Peres, P. A. V. Ferreira, “Multiobjective $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ guaranteed cost PID design”, *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 17, no. 5, pp. 37–47, Out. 1997, doi:10.1109/37.621468.
- [13] E. N. Gonçalves, R. H. T. Reinaldo M. Palhares, “A novel approach for $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ robust PID synthesis for uncertain systems”, *Journal of Process Control*, vol. 18, no. 1, pp. 19–26, Jun. 2008, doi:10.1016/j.jprocont.2007.06.003.
- [14] E. Alfaro-Cid, E. W. McGookin, D. J. Murray-Smith, “GA-optimised PID and pole placement real and simulated performance when controlling the dynamics of a supply ship”, *IEE Proceedings – Control Theory and Applications*, vol. 153, no. 2, pp. 228–236, Mar. 2006, doi:10.1049/ip-cta_20045128.
- [15] S. Emami, M. B. Poudeh, S. Eshtehardiha, “Particle Swarm Optimization for improved performance of PID controller on Buck converter”, in *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pp. 520–524, IEEE, 2008, doi:10.1109/ICMA.2008.4798810.
- [16] M. H. Alham, M. M. Hassan, E. E.-D. A. El-Zahab, “Control of the Shunt Active Power Filter using artificial intelligence techniques”, in *International Conference on Control, Decision and Information Technologies*, pp. 202–207, 2013, doi:10.1109/CoDIT.2013.6689544.
- [17] J. Kennedy, “Particle swarm optimization”, in *Encyclopedia of machine learning*, pp. 760–766, Springer, Jan. 2011, doi:10.1007/978-0-387-30164-8_630.
- [18] M. Liserre, A. Dell’Aquila, F. Blaabjerg, “Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 76–86, Jan. 2004, doi:10.1109/TPEL.2003.820540.
- [19] S. A. O. Silva, L. P. Sampaio, F. M. Oliveira, F. R. Durand, “Sistema fotovoltaico com condicionamento ativo de energia usando MPPT baseado em PSO e malha feed-forward de controle de tensão do barramento CC”, *Eletrônica de Potência*, vol. 21, no. 2, pp. 105–116, Jun. 2016, doi:10.18618/REP.2016.2.2615.
- [20] L. C. Borin, C. R. D. Osório, G. Koch, T. S. Gabbi, R. C. L. F. de Oliveira, V. F. Montagner, “Robust control design procedure based on particle swarm optimization and Kharitonov’s theorem with an application for PMSMs”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 25, no. 2, pp. 219–229, Jun. 2020, doi:10.18618/REP.2020.2.0008.
- [21] F. P. Scalcon, T. S. Gabbi, R. P. Vieira, H. A. Gründling, “Melhoria de Desempenho de Motores de Relutância Variável Via Algoritmo de Enxame de Partículas”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 25, no. 4, pp. 492–502, Out. 2020, doi:10.18618/REP.2020.4.0038.
- [22] 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, doi:10.1109/TPEL.2015.2397311.
- [23] K. Vasudevan, “Applications of artificial intelligence in power electronics and drives systems: a comprehensive review”, *Journal of Power Electronics*, vol. 1, no. 1, Jan. 2023, doi:10.17605/OSF.IO/68SQR.
- [24] S. Zhao, F. Blaabjerg, H. Wang, “An overview of artificial intelligence applications for power electronics”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 4633–4658, Set. 2020, doi:10.1109/TPEL.2020.3024914.
- [25] R. Eberhart, J. Kennedy, “A new optimizer using particle swarm theory”, in *Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science*, pp. 39–43, 1995, doi:10.1109/MHS.1995.494215.
- [26] J. B. L. Fermeiro, J. A. N. Pombo, M. R. A. Calado, S. J. P. S. Mariano, “Evaluation of a particle swarm optimization controller for DC-DC boost converters”, in *9th International Conference on Compatibility and Power Electronics*, pp. 179–184, 2015, doi:10.1109/CPE.2015.7231069.
- [27] S. Vadi, F. B. Gurbuz, S. Sagioglu, R. Bayindir, “Optimization of PI based buck-boost converter by particle swarm optimization algorithm”, in *9th International Conference on Smart Grid*, pp. 295–301, 2021, doi:10.1109/jcSmartGrid52357.2021.9551229.
- [28] I. Bouchriha, A. B. Ghanem, K. Nouri, “A Comparison of Sliding Mode Control and Particle Swarm Optimization for Photovoltaic System under Partially Shaded Condition”, in *4th International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies*, pp. 310–314, 2020, doi:10.1109/IC_ASET49463.2020.9318254.
- [29] J. D. Kumar, K. Mantosh, M. S. Bhaskar, P. Sanjeevikumar, J. B. H. Nielsen, Z. Leonowicz, “Investigation Studies of DC-DC Boost Converter with Proportional-Integral-Derivative Controller Using Optimization Techniques”, in *IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe*, pp. 1–5, 2020, doi:10.1109/EEEIC/ICPSEurope49358.2020.9160614.
- [30] M. H. Rezaei, H. Mirshekari, R. Dashti, R. Samsami, R. Panahidoost, H. R. Shaker, “Machine Learning-Based Control Framework For Boost Converters Applying Particle Swarm Optimization”, in *International Conference on Electrical, Computer, Communications and Mechatronics Engineering*, pp. 1–5, 2022, doi:10.1109/ICECCME55909.2022.9988004.
- [31] A. Mehmood, A. Ali, et al., “Comparative analysis of different control techniques on interleaved boost converter in discrete time domain”, in *16th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology*, pp. 366–370, 2019, doi:10.1109/IBCAST.2019.8667151.
- [32] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley, Boston, MA, Jan. 1991.
- [33] S. Buso, P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, Morgan & Claypool Publishers, Dez. 2006, doi:10.1007/978-3-031-02495-5.
- [34] E. Mezura-Montes, C. A. C. Coello, “Constraint-handling in nature-inspired numerical optimization: past, present and future”, *Swarm and Evolutionary Computation*, vol. 1, no. 4, pp. 173–194, Out. 2011.
- [35] H. Cao, X. Zheng, Z. Liu, “LCL Filter Parameter Optimization Design Based on Multi-Objective Particle Swarm”, in *IEEE Conference on Ind. Elec. and Applications*, pp. 2467–2472, 2019, doi:10.1109/ICIEA.2019.8833889.
- [36] P. Wang, W. Wei, S. Jiang, W. Wang, D. Xu, “A PSO Based Optimal Design Method of LCL Filter for Single-phase Grid-connected Inverter with Multiple Conditions Constraint”, in *24th International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 2116–2120, 2021, doi:10.23919/ICEMS52562.2021.9634316.
- [37] Y. Shi, R. C. Eberhart, “Empirical study of particle swarm optimization”, in *Proceedings of the congress on evolutionary computation*, vol. 3, pp. 1945–1950, 1999, doi:10.1109/CEC.1999.785511.
- [38] Y. Shi, R. C. Eberhart, “Parameter selection in particle swarm optimization”, in *Evolutionary Programming VII: 7th International Conference*, pp. 591–600, 1998, doi:10.1007/bfb0040810.
- [39] J. C. Bansal, P. Singh, M. Saraswat, A. Verma, S. S. Jadon, A. Abraham, “Inertia weight strategies in particle swarm optimization”, in *Third world congress on nature and biologically inspired computing*, pp. 633–640, 2011, doi:10.1109/NaBIC.2011.6089659.
- [40] M. E. H. Pedersen, “Good parameters for particle swarm optimization”, *Hvass Lab, Copenhagen, Denmark*, pp. 1551–3203, Jan. 2010.
- [41] R. C. Dorf, R. H. Bishop, *Modern control systems*, 11 ed., Prentice Hall, Ago. 2008, doi:10.5555/557022.

DADOS BIOGRÁFICOS

Robert Uiliam Marin Viaro possui graduação em Engenharia Elétrica (2022) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), onde atualmente realiza o mestrado em Engenharia Elétrica, atuando junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC).

Lucas Cielo Borin possui graduação em Engenharia de Computação (2018) e mestrado em Engenharia Elétrica (2020) pela UFSM, onde atualmente realiza o doutorado em Engenharia Elétrica, atuando junto ao GEPOC. Suas áreas de interesse incluem algoritmos de otimização e controle.

Renan Medke possui graduação em Engenharia Elétrica (2017) pela Universidade Federal do Pampa. Atualmente realiza o mestrado em Engenharia Elétrica na UFSM.

Olinto César Bassi de Araújo possui graduação e mestrado em Matemática pela Universidade Regional de Campanha (URCAMP) em 1991 e pela Universidade Regional do Noroeste do Rio Grande do Sul (UNIJUI) em 1998, respectivamente. Possui doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (Unicamp) em 2006. Também possui pós-graduação em Ciência da Computação. Hoje é professor na UFSM.

Rodrigo Varella Tambara possui graduação, mestrado e doutorado em Engenharia de Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria em 2008, 2010 e 2014, respectivamente. Atualmente é professor da UFSM. Seus

interesses de pesquisa incluem controle adaptativo e aplicações de controle em eletrônica de potência.

Everson Mattos possui graduação em Engenharia de Elétrica (1999) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica (2018 e 2023) pela UFSM, atuando junto ao GEPOC. Suas áreas de interesse incluem algoritmos de otimização e controle aplicado.

Vinicius Foletto Montagner é engenheiro eletricitista (1996) e mestre (2000) em Engenharia Elétrica pela UFSM, e doutor (2005) pela Unicamp. Atualmente é professor da UFSM. Seus interesses de pesquisa incluem controle robusto e aplicações de controle em eletrônica de potência.