

# CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS OTIMIZADO PARA CONVERSORES *BOOST* COM CARGA CHAVEADA

Robert U. M. Viaro, Lucas C. Borin, Everson Mattos, Vinícius F. Montagner

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle – GEPOC

Universidade Federal de Santa Maria – UFSM

Santa Maria, Brasil

lukasciello@gmail.com

**Resumo**—Este artigo trata de um controle por realimentação de estados otimizado, para aplicação a conversores CC-CC do tipo *boost* com carga chaveada. Inicialmente, os ganhos de um regulador linear quadrático discreto, da literatura, são recuperados e utilizados como ponto de partida em um projeto que minimiza uma integral do valor absoluto do erro de *tracking*, garantindo também a estabilidade para as condições de carga mínima e carga máxima. Um algoritmo de otimização por enxame de partículas encontra os ganhos de realimentação de estados de forma ótima. As análises no artigo são feitas para um conversor *boost* com parâmetros já empregados na literatura, ilustrando a superioridade do controlador otimizado com a técnica proposta.

**Palavras-chave**—Conversores CC-CC, realimentação de estados, otimização, otimização por enxame de partículas

## I. INTRODUÇÃO

Conversores CC-CC são amplamente utilizados em aplicações de Eletrônica de Potência [1]. Um problema importante é o controle da tensão sobre a carga. Dificuldades podem surgir com a variação de carga, levando a afundamentos de tensão ou sobretensões, e a transitórios lentos nas mudanças de carga. Em geral, o controle é projetado para planta nominal e testado, *a posteriori*, para outros casos de valores de parâmetros, o que pode levar à perda de desempenho fora do ponto nominal de operação. Outra forma de prover robustez contra incertezas paramétricas é aumentar a margem de fase e diminuir a frequência de corte do sistema, levando a respostas mais conservadoras [2], [3].

Controladores por realimentação de estados foram utilizados com sucesso para prover respostas de bom transiente e bom regime permanente, com robustez a variações paramétricas [4]–[7]. Entretanto, uma otimização do desempenho, respeitando a estabilidade robusta a variações de carga, pode ser difícil de tratar analiticamente. Neste sentido, meta-heurísticas (i.e. algoritmos de propósito geral utilizados para otimização matemática) podem encontrar os ganhos de controladores baseados em simulações que utilizam objetivos e restrições de caráter prático, e vêm sendo aplicadas com sucesso em conversores de potência [8]–[12].

Este trabalho fornece como contribuição um procedimento de sintonia automática de ganhos de realimentação de estados aplicados ao controle de tensão de conversores CC-CC do tipo *boost* com carga chaveada. O procedimento proposto é executado de forma *off-line*, baseado em um algoritmo de otimização por enxame de partículas (do inglês, *Particle*

*Swarm Optimization* – PSO [13]), encontrando em tempo computacional razoável os ganhos de controladores discretos de realimentação de estados que otimizam uma integral do valor absoluto do erro de *tracking*, para o conversor operando com carga mínima e com carga máxima, garantindo a estabilidade nestas condições de operação. Para uma comparação, um regulador linear quadrático discreto é recuperado da literatura, provendo uma resposta satisfatória para o conversor *boost* com carga chaveada [14]. O controlador proposto permite melhorar esta resposta, em termos de menores *overshoot* e *undershoot*, e tempo de acomodação significativamente menor, representando vantagem para esta aplicação.

## II. MODELAGEM DO CONVERSOR NO ESPAÇO DE ESTADOS

Considere o conversor CC-CC do tipo *boost*, mostrado na Figura 1, e cuja modelagem a seguir pode ser encontrada em [14].

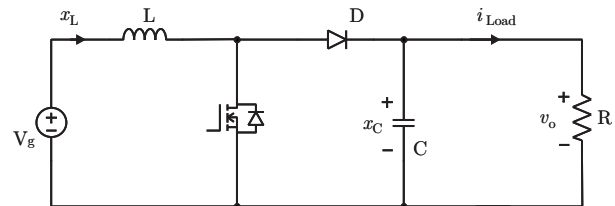


Figura 1. Conversor CC-CC do tipo *boost*.

As variáveis  $x_L$  e  $x_C$  representam a corrente do indutor e a tensão do capacitor, respectivamente.  $V_g$  é a tensão de entrada e  $i_{load}$  é a corrente através da carga.

Um modelo linearizado do conversor é dado por [1]

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}d(t) \\ \mathbf{A} &= [\mathbf{A}_{on}D_d + \mathbf{A}_{off}D'_d] \\ \mathbf{B} &= [(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off})\mathbf{X} + (\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off})V_g] \end{aligned} \quad (1)$$

em que  $D'_d = 1 - D_d$ ,  $\mathbf{A}_{on}$  e  $\mathbf{B}_{on}$  são as matrizes dinâmica e de controle quando o interruptor está conduzindo e  $\mathbf{A}_{off}$  e  $\mathbf{B}_{off}$  são as matrizes dinâmicas e de controle quando o interruptor está bloqueado,  $D_d$  é a razão cíclica nominal e

$$\mathbf{A}_{on} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{off} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{B}_{uon} = \mathbf{B}_{uoff} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{(D'_d)^2 R} \\ \frac{V_g}{(D'_d)} \end{bmatrix}$$

O modelo (1) pode ser discretizado, com período de discretização  $T_{sa}$ , sendo descrito por

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \tilde{d}(k) \quad (3)$$

em que as matrizes são dadas por

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T_{sa}}, \quad \mathbf{B}_d = \int_0^{T_{sa}} e^{\mathbf{A}\tau} \mathbf{B} d\tau \quad (4)$$

Para garantir erro nulo para entradas constantes, em malha fechada, uma nova variável de estado é adicionada ao sistema. Esta variável representa uma ação integral discreta sobre o sinal de erro de saída e pode ser escrita como [15]

$$\frac{\theta(z)}{e(z)} = \frac{T_{sa}}{z-1} \quad (5)$$

O sinal de erro pode ser escrito, em tempo discreto, como

$$e(k) = r(k) - x_c(k) = r(k) - (X_c + \tilde{x}_c(k)) \quad (6)$$

Considerando a referência  $r(k) = X_c$ , (5) pode ser reescrita como

$$\theta(k+1) = \theta(k) - T_{sa} \tilde{x}_c(k) \quad (7)$$

Assim, o modelo aumentado pode ser escrito como

$$\zeta(k+1) = \mathbf{G}\zeta(k) + \mathbf{H}\tilde{d}(k) \quad (8)$$

em que

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & -T_{sa} \end{bmatrix}, \quad \zeta(k) = \begin{bmatrix} \tilde{x}_L(k) \\ \tilde{x}_C(k) \\ \theta(k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{0} \\ \mathbf{M} & \mathbf{1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_d \\ 0 \end{bmatrix}$$

A lei de controle por realimentação de estados é dada por

$$\tilde{d}(k) = -\mathbf{K}\zeta(k) = - \begin{bmatrix} K_i & K_v & K_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_L(k) \\ \tilde{x}_C(k) \\ \theta(k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

A Figura 2 mostra em diagrama de blocos a implementação da lei de controle (10).

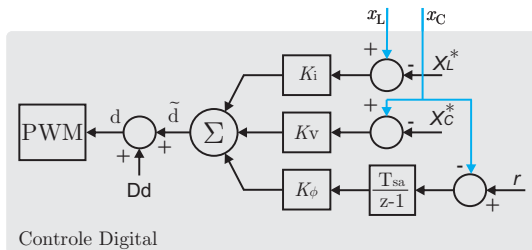


Figura 2. Diagrama em blocos referente à implementação do controle discreto.

Para o projeto dos ganhos de realimentação de estados, serão considerados os parâmetros do conversor *boost* dados na Tabela I [14].

Tabela I  
PARÂMETROS DO CONVERSOR.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	$V_g$	25 V
Tensão de saída	$V_o$	50 V
Razão cíclica	$D_d$	0,5
Indutor do conversor <i>boost</i>	$L$	660 $\mu$ H
Capacitor de saída	$C$	70 $\mu$ F
Frequência de chaveamento	$f_{sw}$	50 kHz
Período de amostragem	$T_{sa}$	20 $\mu$ s
Resistência Máxima	$R_{max}$	50 $\Omega$
Resistência Mínima	$R_{min}$	16,67 $\Omega$

Para fins de comparação, será utilizado o projeto de um regulador linear quadrático (do inglês, *Discrete Linear Quadratic Regulator* – DLQR) já utilizado na literatura em [14].

Para o projeto do DLQR, tem-se

$$\mathbf{Q}_{dlqr} = \text{diag}(2 \ 4 \ 10^6), \quad R_{dlqr} = 10^4 \quad (11)$$

levando aos ganhos

$$\mathbf{K}_{dlqr} = [0,055 \ 0,010 \ -9,605] \quad (12)$$

Entretanto, como é comum no caso do controle DLQR, é difícil correlacionar a função custo com características como, por exemplo, *overshoot* e tempo de acomodação da resposta do sistema em malha fechada.

Na seção seguinte, será utilizado um algoritmo PSO para otimizar uma função custo baseada na integral do valor absoluto do erro de *tracking*, tentando minimizar este índice e, simultaneamente, manter a estabilidade, para as condições de carga de  $R = R_{min}$  e  $R = R_{max}$ .

### III. CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS OTIMIZADO POR PSO

O objetivo desta seção é obter um controlador por realimentação de estados  $\mathbf{K}^*$ , capaz de prover estabilidade e desempenho otimizado para o conversor *boost* sujeito à carga chaveada. Isso pode ser obtido resolvendo-se o seguinte problema de otimização

$$\mathbf{K}^* = \arg \min_{\mathbf{K} \in \mathcal{K}} F(\mathbf{K}, R) \quad (13)$$

em que  $\mathcal{K}$  é o espaço de busca definido para os ganhos de controle.

A função custo  $F(\mathbf{K}, R)$  é definida como o maior valor (valor de pior caso) entre as seguintes funções

$$F_1(\mathbf{K}, R_{min}) = \text{IAE}(\mathbf{K}, R_{min}) \Pi_{stab}(\mathbf{K}, R_{min}) \quad (14)$$

$$F_2(\mathbf{K}, R_{max}) = \text{IAE}(\mathbf{K}, R_{max}) \Pi_{stab}(\mathbf{K}, R_{max})$$

Para computar esta função custo, o índice IAE (do inglês, *Integral of Absolute Error*), ou integral do valor absoluto do erro, é definido aqui como

$$\text{IAE}(\mathbf{K}, R) = \sum_{k=0}^{N_1} |r(k) - x_c(k)| \quad (15)$$

em que  $N_1$  é o número de amostras equivalente ao intervalo de tempo, definido pelo projetista, para cômputo do IAE e  $R$  assume os valores  $R_{min}$  e  $R_{max}$ .

A função custo também utiliza como fator de penalização  $\Pi_{stab}$ , dado pelo maior módulo dos autovalores de malha fechada para  $R = R_{min}$  e  $R = R_{max}$ , calculado como

$$\Pi_{stab} = \begin{cases} 1, & \text{se } \max |\lambda(\mathbf{G} + \mathbf{HK})| < 1, \\ 10^{20}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (16)$$

sendo que  $\max |\lambda(\mathbf{G} + \mathbf{HK})|$  extrai o maior módulo dos autovalores de malha fechada, para  $R_{min}$  e para  $R_{max}$ . Assim, os ganhos de controle  $\mathbf{K}$  que produzam instabilidade são penalizados e, dentre os ganhos  $\mathbf{K}$  que garantem estabilidade, o que produz menor IAE será escolhido como solução ótima.

#### A. Funcionamento básico do PSO

O PSO é um algoritmo de otimização estocástica, capaz de encontrar mínimos ou máximos em problemas que possuem múltiplas variáveis de decisão e múltiplas restrições [13], que vem sendo utilizado com sucesso em Eletrônica de Potência [8]–[10].

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 de uma função custo. Para cada ponto investigado do espaço, um valor de função custo é associado, chamado *fitness* [13].

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

$$\mathbf{K}_i^m = [ K_{1i}^m \quad K_{2i}^m \quad K_{3i}^m ] \quad (17)$$

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

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 próxima posição  $\mathbf{K}_i^{m+1}$  calculada a partir da sua posição atual  $\mathbf{K}_i^m$  e de um vetor de velocidades  $\mathbf{v}_i^m$ , de modo que

$$\mathbf{K}_i^{m+1} = \mathbf{K}_i^m + \mathbf{v}_i^{m+1} \quad (18)$$

com

$$\mathbf{v}_i^{m+1} = \mathbf{v}_i^m w^m + \phi_1 r_1 (\mathcal{P}_i - \mathbf{K}_i^m) + \phi_2 r_2 (\mathcal{G} - \mathbf{K}_i^m) \quad (19)$$

Em (19),  $\phi_1$  é o coeficiente cognitivo,  $\phi_2$  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 [16]–[18]

Para executar o algoritmo PSO, deve-se informar  $N$ ,  $M$ ,  $\phi_1$ ,  $\phi_2$ , 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*.

Para o problema de projeto dos ganhos de realimentação de estados para o controle do conversor *boost* tratado aqui, o PSO

é executado usando a função *particleswarm*, do MATLAB, com  $N = 40$ ,  $M = 400$ ,  $\phi_1 = 1,3$ ,  $\phi_2 = 1,7$ .

A Figura 3 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.

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

$$\mathbf{K} = [ 0,105 \quad 0,022 \quad -36,924 ] \quad (20)$$

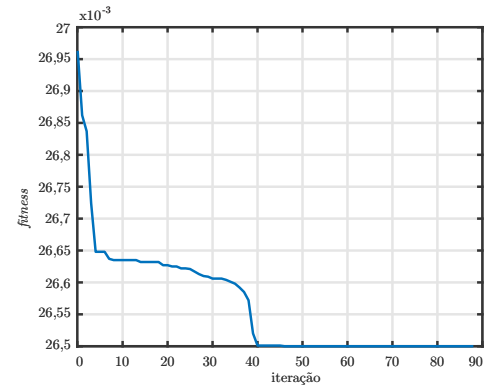


Figura 3. Evolução do *fitness* no decorrer das épocas.

O sinal de erro de *tracking*, utilizado para o cômputo do IAE, é dado na Figura 4, para  $R_{min}$  e para  $R_{max}$ , para o controlador de melhor *fitness*, em que se pode observar os pequenos valores de erro de *tracking*.

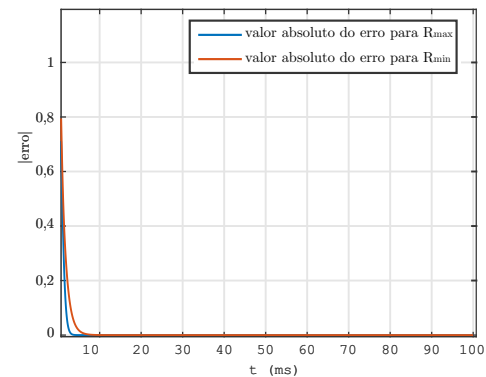


Figura 4. Valor absoluto do erro, utilizado para cômputo do IAE para  $R_{min}$  e  $R_{max}$ , na última época do projeto do controlador.

## IV. RESULTADOS COMPARATIVOS

Para uma comparação dos resultados do controlador por realimentação de estados projetado com o auxílio do PSO com o controlador DLQR da literatura [14], foi utilizada uma simulação do conversor *boost* em malha fechada no software PSIM, cujo esquemático é mostrado na Figura 5.

Nesta simulação, supõe-se um valor desejado,  $r$ , para a tensão de saída, calcula-se a razão cíclica nominal  $D_d$  e calculam-se os valores de regime permanente das variáveis

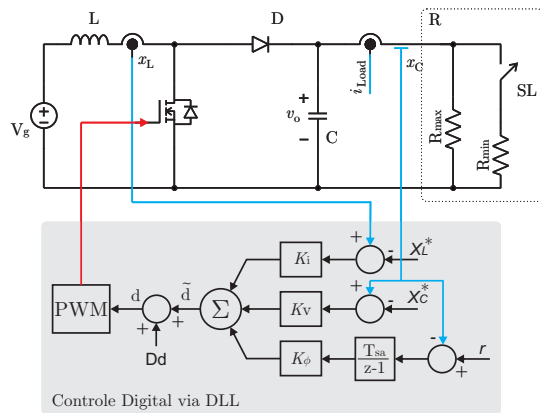


Figura 5. Diagrama esquemático similar ao utilizado na simulação do sistema em malha fechada no software PSIM.

de estado. Então, a cada período de amostragem, as variáveis de estado são medidas, subtraídas dos valores de regime permanente, o sinal de erro integrado é calculado, e então o sinal  $\tilde{d}$  é computado, e somado ao valor  $D_d$ , para gerar o sinal modulante do sinal PWM, que será utilizado para o comando do interruptor  $S$  do conversor.

A cada interrupção, que ocorre em período igual a  $T_{sa}$ , os sinais de corrente do indutor e tensão no capacitor do conversor *boost*, são adquiridos, em seguida são calculados os erros de corrente em relação ao ponto de operação e o erro de tensão em relação ao ponto de operação e em relação à referência de tensão desejada. Os erros em relação ao ponto de operação são multiplicados pelos ganhos  $K_i$  e  $K_v$  e o erro de tensão em relação à referência desejada e integrado e multiplicado pelo ganho  $K_\theta$ , os resultados dessas multiplicações são somados, formando o sinal  $\tilde{d}$ , esse sinal é adicionado a razão cíclica do ponto de operação  $D_d$ , resultando no sinal que será comparado com a onda triangular e gerará o sinal de acionamento do interruptor do conversor *boost*.

Para operar com a carga chaveada, o interruptor  $S_L$  é colocado em condução para o conversor operar com carga  $R_{min} = 16,67\Omega$  (equivalente da associação em paralelo de  $50\Omega$  com  $25\Omega$ ), e o interruptor  $S_L$  bloqueado representa a operação com carga  $R_{max} = 50\Omega$ .

A Figura 6 mostra a tensão e corrente na carga, diante da variação da carga. No tempo 0,03 s, ocorre a variação de  $R_{max}$  para  $R_{min}$  e, no tempo igual a 0,06 s, ocorre a variação no sentido contrário.

A Figura 7 mostra o detalhamento da variação da tensão e corrente na carga quando a resistência de carga comuta de  $R_{max}$  para  $R_{min}$ . Pode-se verificar que a resposta do controlador otimizado com PSO apresenta um *undershoot* menor e um tempo de acomodação menor do que o controlador DLQR de [14].

Na Figura 8 é mostrado o detalhamento da variação da tensão e corrente na carga quando a resistência de carga comuta de  $R_{min}$  para  $R_{max}$ . Neste detalhamento, também é possível verificar que a resposta do controlador otimizado com PSO apresenta um *undershoot* menor e um tempo de

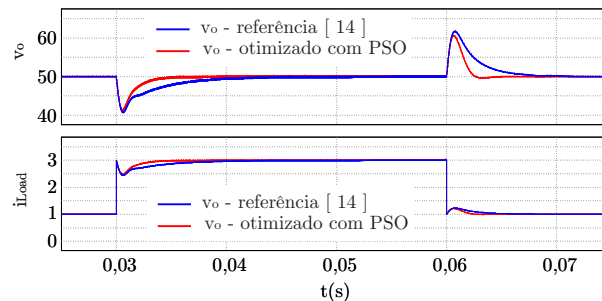


Figura 6. Tensão e corrente na carga, diante da variação da impedância da carga.

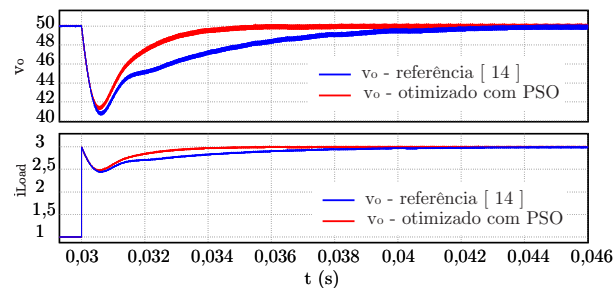


Figura 7. Detalhamento da tensão e corrente na carga, na variação de  $R_{max}$  para  $R_{min}$ .

acomodação menor do que o controlador DLQR de [14].

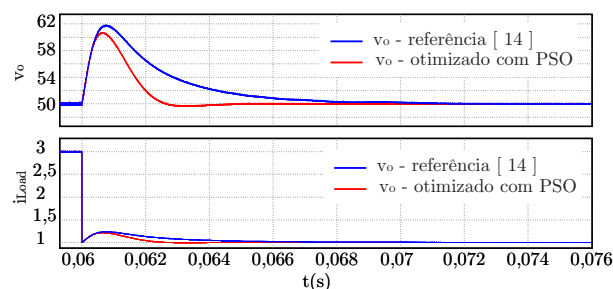


Figura 8. Detalhamento da tensão e corrente na carga, na variação de  $R_{min}$  para  $R_{max}$ .

## V. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma comparação entre dois controladores por realimentação de estados aplicados à regulação da tensão de saída de conversores *boost* com carga chaveada. O primeiro controlador é recuperado da literatura, sendo um DLQR, que visa à minimização de uma função custo quadrática nas variáveis de estado e no sinal de controle. O segundo controlador é proposto neste trabalho, sendo que os ganhos de realimentação de estados minimizam o erro de *tracking* de um ensaio típico de resposta ao degrau do sistema em malha fechada. O controlador proposto é otimizado por meio de um algoritmo PSO, mostrando melhores resultados nos transitórios de variação de carga, o que indica o bom potencial da técnica proposta para aplicação em outros conversores de potência.

## 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).

## REFERÊNCIAS

- [1] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*. New York, NY: Chapman & Hall, 1997.
- [2] T. P. Enderle, G. S. da Silva, C. Fischer, R. C. Beltrame, L. Schuch, V. F. Montagner, and C. Rech, "D-statcom applied to single-phase distribution networks: Modeling and control," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 321–326.
- [3] V. F. Montagner, R. C. L. F. Oliveira, P. L. D. Peres, S. Tarbouriech, and I. Queinnec, "Gain-scheduled controllers for linear parameter-varying systems with saturating actuators: Lmi-based design," in *2007 American Control Conference*, 2007, pp. 6067–6072.
- [4] L. A. Maccari, J. R. Massing, L. Schuch, C. Rech, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, "LMI-based control for grid-connected converters with LCL filters under uncertain parameters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3776–3785, 2014.
- [5] L. A. Maccari Jr., H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, "Robust pole location with experimental validation for three-phase grid-connected converters," *Control Engineering Practice*, vol. 59, pp. 16–26, 2017.
- [6] G. G. Koch, L. A. Maccari, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, "Robust  $\mathcal{H}_\infty$  state feedback controllers based on linear matrix inequalities applied to grid-connected converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 8, pp. 6021–6031, 2019.
- [7] L. C. Borin, C. R. Osório, G. G. Koch, R. C. Oliveira, and V. F. Montagner, "Robust control of gtis under wide grid impedance ranges: An approach combining metaheuristics and lmis," *Control Engineering Practice*, vol. 120, p. 105010, 2022.
- [8] S. E. De León-Aldaco, H. Calleja, and J. A. Alquicira, "Metaheuristic optimization methods applied to power converters: A review," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6791–6803, 2015.
- [9] S. Zhao, F. Blaabjerg, and H. Wang, "An overview of artificial intelligence applications for power electronics," *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2020.
- [10] K. Vasudevan, "Applications of artificial intelligence in power electronics and drives systems: A comprehensive review," *Journal of Power Electronics (JPE)*, vol. 1, no. 1, 2023.
- [11] L. C. Borin, C. R. D. Osório, G. G. Koch, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, "Robust control of GTIs under wide grid impedance ranges: An approach combining metaheuristics and LMIs," *Control Eng. Practice*, vol. 120, p. 105010, 2022.
- [12] E. Mattos, L. C. Borin, C. R. D. Osório, G. G. Koch, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, "Robust optimized current controller based on a two-step procedure for grid-connected converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2022.
- [13] R. Eberhart and J. Kennedy, "A new optimizer using particle swarm theory," in *In Proc. of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science*. IEEE, Oct 1995, pp. 39–43.
- [14] V. F. Montagner, L. A. Maccari, F. H. Dupont, H. Pinheiro, and R. C. L. F. Oliveira, "A dlqr applied to boost converters with switched loads: Design and analysis," in *XI Brazilian Power Electronics Conference*, 2011, pp. 68–73.
- [15] K. J. Åström and T. Hägglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America, 1995.
- [16] J. C. Bansal, P. Singh, M. Saraswat, A. Verma, S. S. Jadon, and A. Abraham, "Inertia weight strategies in particle swarm optimization," in *In Proceedings of the 2011 Third world congress on nature and biologically inspired computing*. IEEE, 2011, pp. 633–640.
- [17] H. Cao, X. Zheng, and Z. Liu, "LCL filter parameter optimization design based on multi-objective particle swarm," in *IEEE Conference on Ind. Elec. and Applications*, 2019, pp. 2467–2472.
- [18] P. Wang, W. Wei, S. Jiang, W. Wang, and 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 (ICEMS)*, 2021, pp. 2116–2120.