

# Inicialização otimizada dos parâmetros de um controlador RMRAC aplicado a conversores conectados à rede <sup>★</sup>

Guilherme V. Hollweg<sup>\*</sup> Everson Mattos<sup>\*</sup> Lucas C. Borin<sup>\*</sup>  
Gustavo G. Koch<sup>\*\*</sup> Rodrigo Varella Tambara<sup>\*</sup>  
Vinícius F. Montagner<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup> Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), Universidade Federal de Santa Maria, RS, (e-mail: guilhermehollweg@gmail.com).

<sup>\*\*</sup> Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), RS

---

**Abstract:** This work aims to present a proposal for optimized initialization of parameters of a Robust Model Reference Adaptive Controller (RMRAC). Since adaptive controllers need their initialization of gains and constants for proper tuning of the controller, and this choice of gains is related to the designer's experience, the use of optimization algorithms to choose a suitable set of parameters for the controller is viable, because in addition to presenting optimized performance for the application, it becomes independent of the designer's experience in tuning the parameters. For optimal tuning of the RMRAC, a Particle Swarm Optimization (PSO) is used, and the controller is applied to the current regulation of a power converter connected to the grid with an LCL filter. Simulation results are presented in *Hardware-in-the-Loop*, which shows the effectiveness of the proposal and better results compared to an RMRAC initialized by trial and error.

**Resumo:** Esse trabalho visa apresentar uma proposta de inicialização otimizada de parâmetros de um Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência (RMRAC). Uma vez que controladores adaptativos necessitam da inicialização de parâmetros para sintonia adequada do controlador, e essa escolha de parâmetros está relacionada com a experiência do projetista, a utilização de algoritmos de otimização para busca de um conjunto otimizado para o controlador se mostra viável, pois além de apresentar desempenho otimizado para a aplicação, passa a ser menos dependente da expertise do projetista. Para sintonia otimizada do RMRAC é utilizado um Algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas (PSO), e o controlador é aplicado na regulação de corrente de um conversor conectado à rede com filtro LCL. São apresentados resultados de simulação em *Hardware-in-the-Loop*, onde é mostrado a eficácia da proposta e melhores resultados se comparado com um controlador sintonizado empiricamente.

*Keywords:* RMRAC; PSO; GA; LCL; adaptive control;

*Palavras-chaves:* RMRAC; PSO; GA; LCL; controle adaptativo;

---

## 1. INTRODUÇÃO

Controladores adaptativos emergiram nos anos 50, a fim de propor soluções de controle para sistemas aeroespaciais. Entretanto, em função das limitações de *hardware* da época, essa linha de pesquisa passou a se desenvolver fortemente a partir da década de 80, com o avanço da eletrônica digital e com o surgimento de teorias de estabilidade e espaços de estados (Astrom and Witternmark, 1995). Desde então controladores adaptativos são encontrados em diversas aplicações, desde o controle de plantas SISO instáveis e de fase não mínima (Hollweg et al., 2021), até conversores estáticos (Dias de Oliveira Evald et al., 2021), aplicação biomédica (Taherinasab et al., 2022), entre outras. Em função da maior preocupação com formas de geração de

energia que sejam menos danosas ao meio ambiente do que aquelas oriundas de combustíveis fósseis, cresceu a procura por fontes de energias renováveis, e, conseqüentemente, a demanda por conversores CC-CA conectados à rede elétrica (Hollweg et al., 2022).

Para esses conversores, em função da ação de chaveamento em alta frequência e da presença de conteúdo harmônico oriundo do PWM, é necessário a utilização de filtros de saída nos conversores estáticos conectados à rede (Massing et al., 2012). Além desse conteúdo harmônico proveniente da ação de chaveamento, tem-se as componentes harmônicas de baixas frequências, múltiplas da frequência fundamental da rede elétrica e naturalmente presentes nos sistemas. Portanto, é imprescindível a utilização de um filtro de saída para atenuar as componentes harmônicas, obtendo assim uma melhor qualidade de energia e atendendo às normas IEEE 1547 e IEC 61000. A estrutura de filtro de saída mais utilizada para conexão de conversores com a

---

<sup>\*</sup> O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001.

rede elétrica é o filtro LCL, composto por dois elementos indutivos e um capacitivo (Liserre et al., 2001).

Diversas estruturas adaptativas foram propostas para regulação de conversores conectados à rede com filtro LCL. Entre elas, Massing et al. (2012) apresentou um controlador RMRAC com algoritmo de adaptação *Recursive Least Square* (RLS), a fim de regular a corrente do lado do conversor de um VSI trifásico com filtro LCL. Na mesma linha, Tambara et al. (2018) apresentou uma estrutura MRAC com a adição de uma ação SM adaptativa de primeira ordem para acelerar a convergência dos ganhos de adaptação diante de distúrbios. Ainda, Martins et al. (2019) apresentou um regulador quadrático linear (LQR) com ação Sliding Mode (SM) para controle das correntes trifásicas de um VSI conectado à rede por um filtro LCL. A estrutura de controle apresentou bons resultados e foi submetida a dinâmicas não modeladas, validando a robustez da estrutura de controle, mas é perceptível uma oscilação em alta frequência no erro de rastreamento (*chattering*), oriundo da ação SM de ordem 1. Recentemente, Hollweg et al. (2022) propôs uma estrutura de controle adaptativa robusta composta por um controlador RMRAC e um controlador Super-Twisting Sliding Mode (STSM) adaptativo, surgindo como uma melhoria direta daquele trabalho de Tambara et al. (2018).

Apesar dos controladores adaptativos citados apresentarem bom desempenho de regulação no controle de corrente de conversores estáticos conectados à rede com filtro LCL, nota-se um problema em comum entre eles: a escolha de seus parâmetros de inicialização. Ainda que alguns parâmetros de inicialização tenham limitações em função das restrições de estabilidade do controlador, sabe-se que há uma faixa de valores possíveis que podem atender ao conjunto solução. Além do ganho de adaptação, o valor inicial do vetor de ganhos adaptáveis  $\theta$  também deve ser escolhido pelo projetista, impactando diretamente no desempenho do controlador, como mostrado em (Massing et al., 2012; Tambara et al., 2018; Hollweg et al., 2022). Para automatizar a escolha dos parâmetros de projeto do controlador adaptativo, tornando a inicialização menos dependente da expertise do projetista e auxiliando o especialista na escolha desses parâmetros, foi utilizada uma meta-heurística por enxame de partículas (PSO).

Meta-heurísticas de rápida execução, como o algoritmo PSO, são ferramentas atrativas que permitem buscar parâmetros ótimos de controladores levando em consideração índices de desempenho de relevância prática, mesmo para problemas de otimização de grandes dimensões ou que dependam de simulações ou dados experimentais (Zhao et al., 2020). Considerando o caso de conversores conectados à rede, meta-heurísticas já foram aplicadas com sucesso no projeto ótimo de filtros LCL (Zheng et al., 2020), estabilização de tensão de entrada (Saad et al., 2016; Oliveira et al., 2016) e para o controle de corrente (Borin et al., 2022). A técnica PSO foi utilizada pela simplicidade de implementação, e ainda por ter apresentado bons resultados em relação a conversores conectados à rede Borin et al. (2022).

Esse trabalho é organizado da seguinte forma: A seção 2 apresenta a descrição da planta. Nesse caso, um conversor trifásico conectado à rede por um filtro LCL. A Seção 3

traz as equações que compõem a estrutura RMRAC, a simplificação do modelo da planta e a escolha do modelo de referência. Já a Seção 4 mostra a metodologia e projeto da inicialização otimizada dos parâmetros do controlador RMRAC. A Seção 5 apresenta os resultados em HIL do controlador otimizado, comparando-o com um controlador com os parâmetros sintonizados por um projetista experiente. Por fim, tem-se as conclusões desse trabalho.

## 2. DESCRIÇÃO DA PLANTA

O diagrama da planta do sistema, composto pelo inversor fonte de tensão (VSI) trifásico conectado à rede através de filtro LCL está representado na Figura 1. Com isso a modelagem do conversor pode ser desenvolvida considerando dois modelos monofásicos idênticos, conforme Massing et al. (2012). A Figura 2 mostra o circuito equivalente monofásico referente ao modelo elétrico utilizado para modelagem da parte do conversor VSI conectado à rede através de um filtro LCL.

Aplicando a Lei das Correntes de Kirchoff (LCK) e a Lei das Tensões de Kirchoff (LTK) no circuito da Figura 2, pode-se obter as equações em espaço de estados

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lc}(t) \\ \dot{i}_{Lg}(t) \\ \dot{v}_{Cf}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L_c} & 0 & -\frac{1}{L_c} \\ 0 & -\frac{r_g}{L_g} & \frac{1}{L_g} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lc}(t) \\ i_{Lg}(t) \\ v_{Cf}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ \frac{1}{L_g} \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{v}_{ab}(t)], \quad (1)$$

Note que a tensão da rede não é considerada na modelagem, pois esta pode ser considerada como um distúrbio no modelo médio em função de sua dinâmica lenta (60 Hz) quando comparado com a frequência de amostragem e chaveamento (5,04 kHz) (Massing et al., 2012; Hollweg et al., 2022). A função de transferência que relacione a corrente injetada na rede ( $i_{Lg}$ ) e a tensão sintetizada através da modulação ( $\bar{v}_{ab}$ ) é

$$\frac{i_{Lg}(s)}{\bar{v}_{ab}(s)} = \frac{1}{L_g L_c C_f} \frac{1}{s^3 + \frac{(r_g L_c + r_c L_g)}{L_g L_c} s^2 + \frac{(L_c + L_g + r_g r_c C_f)}{L_g L_c C_f} s + \frac{r_g + r_c}{L_g L_c C_f}}. \quad (2)$$

### 2.1 Parâmetros do Conversor

O projeto dos elementos foi realizado conforme Liserre et al. (2001), seguindo os passos e restrições de projeto. Os valores obtidos para o filtro LCL são  $L_c = 1$  mH,  $C_f = 62$   $\mu$ F and  $L_g = 0.3$  mH, considerando  $r_c = r_g = 0.05$   $\Omega$ . Além disso, a potência do conversor a plena carga é  $P_{in} = 5500$  W<sub>pk</sub>. Ainda, a frequência de chaveamento e o período de amostragem considerados foram  $f_s = 5.04$  kHz e  $T_s = 198.4$   $\mu$ s, respectivamente. A tensão do barramento CC é  $V_{link} = 500$  V e os parâmetros da rede são desconhecidos. Para realizar a observação das tensões da rede a fim de fazer a sincronia com a rede elétrica, o filtro de Kalman proposto em Cardoso et al. (2008)

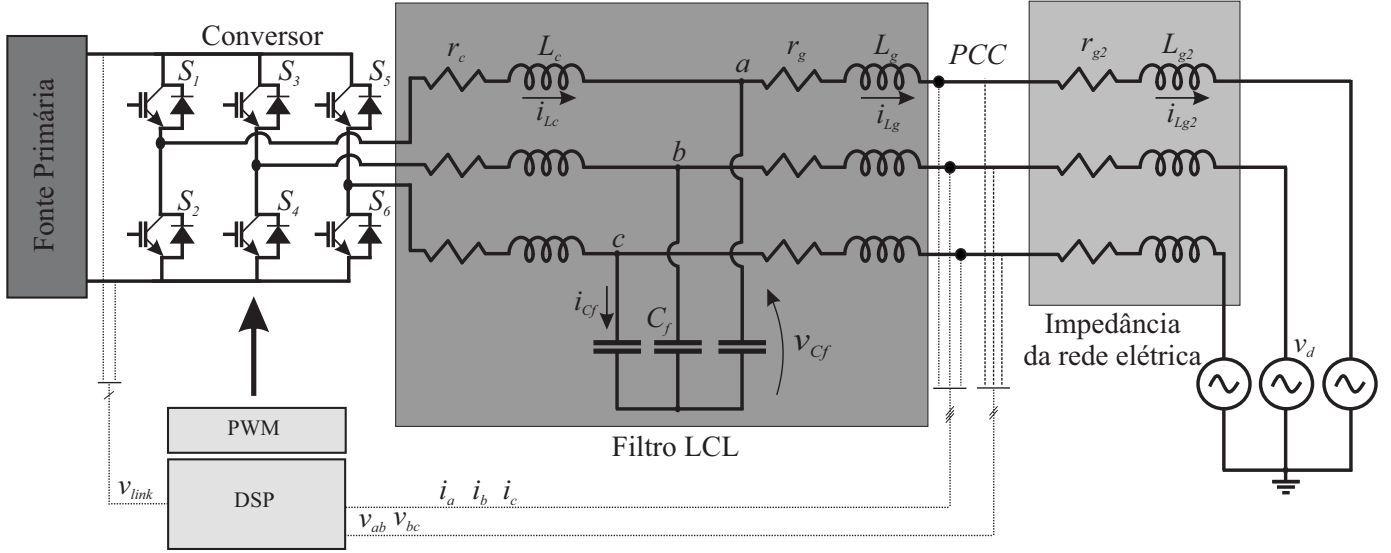


Figura 1. Diagrama elétrico do VSI trifásico conectado à rede elétrica com filtro LCL.

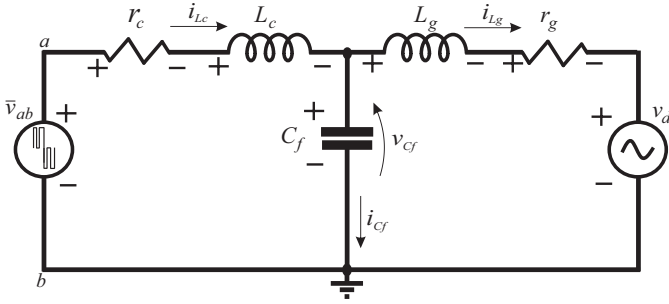


Figura 2. Modelo elétrico do conversor com filtro LCL.

é utilizado. Ademais, a ação de controle é sintetizada e aciona as chaves do conversor através da modulação *Space Vector* apresentada em Pinheiro et al. (2005).

### 3. PROJETO DO CONTROLADOR RMRAC

#### 3.1 Equações do Controlador

A lei de controle pode ser descrita por

$$\boldsymbol{\theta}^T(k)\boldsymbol{\omega}(k) + r(k) = 0, \quad (3)$$

onde  $r(k)$  é o sinal de referência,  $\boldsymbol{\theta}(k)$  é o vetor de ganhos adaptativos e  $\boldsymbol{\omega}(k)$  é o vetor regressor. Ainda,  $\boldsymbol{\omega}(k)$  pode ser descrito por  $\boldsymbol{\omega}(k) = [\boldsymbol{\omega}_1(k) \boldsymbol{\omega}_2(k) y(k) u(k)]^T$ , onde os filtros  $\boldsymbol{\omega}_1(k)$  e  $\boldsymbol{\omega}_2(k)$  tem a seguinte estrutura

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\omega}_1(k+1) &= (\mathbf{I} + \mathbf{F}T_s)\boldsymbol{\omega}_1(k) + \mathbf{q}u(k), \\ \boldsymbol{\omega}_2(k+1) &= (\mathbf{I} + \mathbf{F}T_s)\boldsymbol{\omega}_2(k) + \mathbf{q}y(k), \end{aligned} \quad (4)$$

onde  $\mathbf{I}$  é a matriz identidade de dimensões  $n \times n$  e  $(\mathbf{F}, \mathbf{q})$  é um par controlável com uma matriz estável  $\mathbf{F}$  e um vetor de parâmetros controlável  $\mathbf{q}$ , com dimensões  $n_p - 1 \times n - 1$  e  $n - 1$ , respectivamente (Ioannou and Tsakalis, 1986a).

Como é considerada a parte nominal da planta como uma função de transferência de primeira ordem, mesmo com a planta sendo de terceira ordem, então não existe  $\boldsymbol{\omega}_1$  e  $\boldsymbol{\omega}_2$  a serem computados. Assim,  $\boldsymbol{\omega}(k) = [u(k) y(k)]^T$ . No entanto, para lidar com as tensões da rede, que não foram

consideradas na modelagem da planta, pode-se considerá-las como um distúrbio exógeno e periódico (Dias de Oliveira Ewald et al., 2021). Dessa forma, tem-se que  $\boldsymbol{\omega}(k) = [u(k) y(k) V_s(k) V_c(k)]^T$ , onde  $V_s(k)$  e  $V_c(k)$  são as componentes das tensões da rede em fase e quadratura, respectivamente. Assim, tem-se dois parâmetros a serem adaptados oriundos do modelo de referência e dois parâmetros referentes as tensões da rede. Então, o vetor de ganhos pode ser reescrito tal qual  $\boldsymbol{\theta}(k) = [\theta_u(k) \theta_y(k) \theta_s(k) \theta_c(k)]^T$ .

Expandindo os termos de (3), considerando o modelo de referência de primeira ordem, tem-se a ação de controle implementável, conforme

$$u(k) = \frac{-\theta_y(k)y(k) - \theta_c(k)V_c(k) - \theta_s(k)V_s(k) - r(k)}{\theta_u(k)}. \quad (5)$$

O algoritmo de adaptação de parâmetros é do tipo Gradiente, conforme

$$\boldsymbol{\theta}(k+1) = \boldsymbol{\theta}(k) - T_s \sigma(k) \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\theta}(k) - T_s \kappa \frac{\boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\zeta}(k) \epsilon(k)}{m^2(k)}, \quad (6)$$

em que o erro aumentado,  $\epsilon(k)$ , é

$$\epsilon(k) = e_1(k) + \boldsymbol{\theta}^T(k) \boldsymbol{\zeta}(k) - y_m(k), \quad (7)$$

e o vetor de ganhos auxiliar é  $\boldsymbol{\zeta}$ , expresso por

$$\boldsymbol{\zeta} = W_m(z) \boldsymbol{\omega}, \quad (8)$$

sendo  $e_1(k)$  o erro de rastreamento, dado por  $e_1 = y(k) - y_m(k)$ . Além disso,  $\boldsymbol{\zeta}(k)$  é o vetor  $\boldsymbol{\omega}(k)$  filtrado pelo modelo de referência,  $W_m(z)$ . O sinal majorante, usado para garantir que os sinais do sistema em malha fechada sejam limitados, é dado por

$$\bar{m}^2(k) = m^2(k) + \boldsymbol{\zeta}^T(k) \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\zeta}(k), \quad (9)$$

com

$$m(k+1) = (1 - T_s \delta_0) m(k) + T_s \delta_1 (1 + |u(k)| + |y(k)|), \quad (10)$$

sendo  $m(0) > \delta_1/\delta_0$  e  $\delta_0 + \delta_1 \leq \min[p_0, q_0]$ . Ainda,  $\delta_1 > 0$  e  $q_0 > 0$  de modo que os polos de  $W_m(z - q_0)$  e os autovalores

de  $F + q_0\mathbf{I}$  são estáveis, e  $0 < p_0 < 1$  é o limite inferior conhecido na margem de estabilidade de  $p$ , onde  $p$  são os polos de  $\Delta_m(z - p)$ ,  $\Delta_a(z - p)$  são estáveis (Ioannou and Tsakalis, 1986b,a).

A fim de acelerar a convergência dos ganhos de adaptação, aumentando a dinâmica do sistema, um fator positivo  $\kappa$  é utilizado em (6). Além disso, uma função  $\sigma$ -modification foi incorporada ao algoritmo de adaptação de parâmetros para aumentar a robustez do sistema e evitar que os ganhos de adaptação deslizem na partida (Lozano-Leal et al., 1988). A função  $\sigma$ -modification considerada é

$$\sigma(k) = \begin{cases} 0 & \text{se } \|\boldsymbol{\theta}(k)\| < M_0 \\ \sigma_0 \left( \frac{\|\boldsymbol{\theta}(k)\|}{M_0} - 1 \right) & \text{se } M_0 \leq \|\boldsymbol{\theta}(k)\| < 2M_0, \\ \sigma_0 & \text{se } \|\boldsymbol{\theta}(k)\| \geq 2M_0 \end{cases} \quad (11)$$

em que  $M_0 > \|\boldsymbol{\theta}^*\|$  é o limite superior da norma de  $\boldsymbol{\theta}(k)$ , superdimensionado por falta de conhecimento de  $\|\boldsymbol{\theta}^*\|$  e  $\sigma_0$  é o valor máximo da função modificação.

### 3.2 Simplificação do Modelo da Planta e Escolha do Modelo de Referência

Evald et al. (2020) propôs uma comparação entre estruturas de controle RMRAC utilizando dois tipos de modelos de referência distintos: um modelo de 3ª ordem e um modelo simplificado, de 1ª ordem, considerando dinâmicas em alta frequência do sistema (LCL) como dinâmicas não modeladas. Essa mesma técnica de simplificação de modelos será utilizada neste trabalho, onde o controle de corrente do conversor conectado à rede através de um filtro LCL será realizado com um modelo de referência de 1ª ordem, pois reduzindo o grau relativo da parte modelada da planta, pode-se simplificar o modelo de referência, visto que ele deve ter o mesmo grau relativo da planta e, por conseguinte, simplifica-se o equacionamento do controlador.

Para realização da discretização do sistema é utilizado o método *ZOH*, uma vez que este representa uma boa aproximação para sistemas com modulação PWM, desde que as frequências de interesse sejam suficientemente menores que a frequência de comutação (Mattavelli and Buso, 2006). No caso analisado, a frequência da rede elétrica e consequentemente das correntes reguladas é 60 Hz e a frequência de comutação das chaves é 5,04 kHz. Discretizando (2), considerando o atraso de implementação de 1 ciclo e os parâmetros do conversor, obtém-se

$$G_{v_{ab}}^{i_{Lg}}(z) = \frac{0,06033z^2 + 0,2057z + 0,05903}{z(z^3 - 0,8117z^2 + 0,8022z - 0,9579)}. \quad (12)$$

Desconsiderando o capacitor do filtro LCL e reescrevendo (2) tem-se o modelo simplificado da planta em tempo contínuo,  $G_0(s)$ , tal qual

$$G_0(s) = \frac{769,2}{(s + 76,92)}. \quad (13)$$

Considerando a planta simplificada apresentada em (13), de primeira ordem, o modelo de referência, que dita a dinâmica desejada do sinal a ser controlado também pode ser de primeira ordem, havendo uma grande liberdade para sua escolha. O modelo de referência foi escolhido com

ganho 0 dB nas dinâmicas de interesse, a fim de não aplicar nenhum ganho no sinal a ser rastreado. Ainda, o modelo de referência adotado possui polo real duas décadas acima do polo real da planta, de modo que este apresente rápida dinâmica na regulação de corrente. O modelo de referência  $W_m(s)$  escolhido pode ser escrito conforme

$$W_m(s) = \frac{8300}{(s + 8300)}. \quad (14)$$

Para o tempo discreto, considerando o método ZOH e período de amostragem de 5,04 kHz, a planta simplificada em tempo discreto,  $G_0(z)$ , que considera somente a dinâmica do polo real da planta completa,  $G(z)$ , é

$$G_0(z) = \frac{0,1515}{(z - 0,9849)}. \quad (15)$$

Fazendo a discretização do modelo de referência apresentado em (14), pode-se obter  $W_m(z)$ , conforme

$$W_m(z) = \frac{0,8073}{(z - 0,1927)}. \quad (16)$$

A Figura 3 apresenta o Diagrama de Bode da comparação entre o modelo simplificado da planta,  $G_0(z)$  e a planta completa,  $G(z)$ . Note que ambas dinâmicas são semelhantes próximas da frequência de interesse (60Hz).

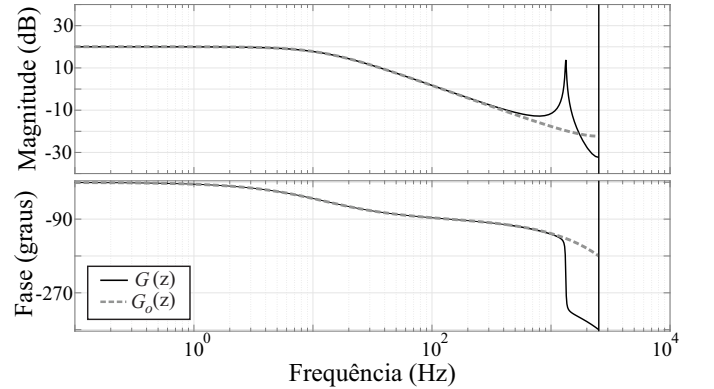


Figura 3. Diagrama de Bode de  $G(z)$  e  $G_0(z)$ .

## 4. INICIALIZAÇÃO OTIMIZADA DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR COM AUXÍLIO DE META-HEURÍSTICA

Conforme comentado anteriormente, controladores adaptativos são dependentes da experiência do projetista na escolha dos valores iniciais dos parâmetros de adaptação e do vetor de ganhos adaptáveis. Nesse estudo de caso é otimizado um controlador RMRAC utilizando um modelo de referência de primeira ordem, onde se tem 6 parâmetros a serem escolhidos pelo projetista, de acordo com (6). Esses parâmetros são os ganhos de adaptação  $\boldsymbol{\Gamma}$  e  $\kappa$  (constantes), bem como os valores iniciais dos ganhos adaptáveis referentes ao modelo de referência,  $\theta_u(0)$  e  $\theta_y(0)$ , e os ganhos da rejeição do distúrbio da rede elétrica,  $\theta_s(0)$  e  $\theta_c(0)$ .

O objetivo do procedimento de projeto proposto é obter um controlador adaptativo robusto com parâmetros de inicialização otimizados, capaz de prover estabilidade robusta e desempenho dinâmico adequado para conversores conectados à rede sujeitos a incertezas na indutância da

rede,  $L_{g2}$ . Tornando a sintonia do controlador adaptativo menos dependente da expertise do projetista. A otimização do controlador RMRAC pode ser obtida por meio do seguinte problema de otimização

$$\mathbf{K}^* = \arg \min_{\mathbf{K} \in \mathcal{K}} F(\mathbf{K}), \quad (17)$$

em que  $\mathcal{K}$  é o espaço de busca definido para os ganhos de controle,  $\mathbf{K} = [\Gamma \ \kappa \ \theta_u(0) \ \theta_y(0) \ \theta_s(0) \ \theta_c(0)]$  e  $F(\mathbf{K})$  é a função objetivo, dada aqui por

$$F(\mathbf{K}) = \text{IAE} + \text{IAU}. \quad (18)$$

Os índices IAE e IAU são a integral do valor absoluto do erro de rastreamento,  $e_1(k)$ , e da ação de controle,  $u(k)$ , e são implementados conforme

$$\text{IAE} = \sum_{k=N_1}^{N_2} |e_1(k)|, \quad \text{IAU} = \sum_{k=N_1}^{N_2} |u(k)|, \quad (19)$$

em que  $N_1$  e  $N_2$  são as amostras inicial e final, definidas pelo projetista de acordo com o tempo de execução da rotina de otimização. Lembrando que  $e_1(k)$  é o erro de rastreamento da corrente injetada na rede, oriundo da diferença entre a saída do modelo de referência,  $y_m(k)$ , e do valor medido de corrente, por fase,  $y(k)$ . O valor da função (18) é otimizado usando o algoritmo PSO, escolhido devido à sua configuração simples e capacidade de evitar mínimos locais, encontrando soluções em grandes espaços em um tempo computacional razoável Eberhart and Kennedy (1995).

#### 4.1 PSO para Obtenção de Controladores

PSO é uma meta-heurística proposta em Eberhart and Kennedy (1995). No algoritmo PSO, várias soluções candidatas (partículas) são geradas aleatoriamente em um espaço de busca definido. A cada iteração (épocas), as partículas se movem em busca de pontos de mínimo (ou máximo), a partir da avaliação de uma função objetivo. Para cada ponto investigado do espaço, um valor de função objetivo é associado, chamado *fitness* (Eberhart and Kennedy, 1995).

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

$$\mathbf{K}_i^m = [ K_{i,1}^m \quad K_{i,2}^m \quad K_{i,3}^m \quad \dots \quad K_{i,D}^m ]. \quad (20)$$

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

em que  $i$  é o índice de partícula,  $N$  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

$$\mathbf{K}_i^{m+1} = \mathbf{K}_i^m + \mathbf{v}_i^{m+1}. \quad (21)$$

$$\mathbf{v}_i^{m+1} = \mathbf{v}_i^m w^m + \phi_1 r_1 (\mathcal{P}_i - \mathbf{K}_i^m) + \phi_2 r_2 (\mathcal{G} - \mathbf{K}_i^m). \quad (22)$$

em que  $\phi_1$  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.

Para executar o algoritmo PSO, deve-se informar  $N$ ,  $M$ ,  $\phi_1$ ,  $\phi_2$ , o espaço de busca e a função objetivo. O critério de parada usual é atingir  $M$  épocas, mas o algoritmo também pode parar pela estagnação do *fitness*. Aqui, o PSO é executado usando a função *particleswarm*, do MATLAB®. Um fluxograma com a execução do PSO para o procedimento de projeto de controle proposto é mostrado na Figura 4.

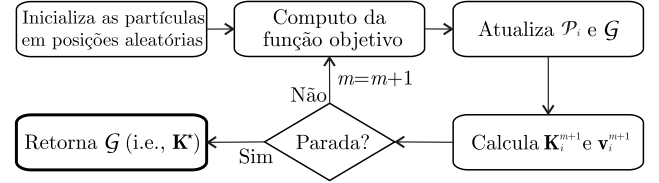


Figura 4. Fluxograma do algoritmo PSO utilizado.

Faz-se necessário explicar que o algoritmo PSO é aplicado no controlador RMRAC conectado à rede elétrica com filtro LCL em MATLAB®, mas, por simplicidade, a implementação desconsidera a dinâmica da modulação PWM, bem como a dinâmica do filtro de *Kalman* utilizado para observação das tensões e sincronia do conversor com a rede elétrica. Essas diferenças ocorrem do modelo matemático considerado para o modelo elétrico implementado em HIL, mas assume-se que o controlador adaptativo proposto seja robusto suficiente para garantir estabilidade e desempenho diante dessas dinâmicas não modeladas. O algoritmo PSO foi sintonizado considerando  $N = 100$ ,  $M = 600$ ,  $\phi_1 = 0,5$ ,  $\phi_2 = 0,5$ . O limite de busca inferior do vetor de parâmetros a ser otimizado é  $K_{inf} = [1 \ 1 \ -10 \ -10 \ -5 \ -5]$ . Já o limite de busca superior é  $K_{sup} = [2000 \ 2500 \ 10 \ 10 \ 5 \ 5]$ . O ensaio tem um tempo de duração de 3s e são realizados degraus de carga ao longo da simulação de 10 A para 20 A e posteriormente para 30 A. Ainda, ao final do experimento, com o sistema a plena carga, é adicionada uma indutância na rede de  $2mH$ , referente a um ambiente de rede mais fraca. Portanto, o algoritmo PSO buscará um conjunto solução de parâmetros que atenda essas diferenças de dinâmica e variação paramétrica na planta.

As condições de estabilidade do controlador, apresentado em Ioannou and Tsakalis (1986a) são consideradas para sintonia dos parâmetros. O período transitório de partida é desconsiderado para busca dos parâmetros ótimos e caso o conjunto solução encontrado não atenda a estabilidade, o valor da função *fitness* é penalizado em  $1 \cdot 10^{20}$ . Ainda, caso os erros de rastreamento ( $e_1$ ) e aumentado ( $\epsilon$ ), em regime permanente com as correntes a 10 A, 20 A e 30 A, ultrapasse 1A, o conjunto de parâmetros também é penalizado. Além disso, a ação de controle também é monitorada, e caso esta ultrapasse 1000 com o sistema em regime permanente, há penalização no conjunto de buscas obtido. As penalizações ocorrem de maneira cumulativa, a fim de afastar no conjunto de parâmetros ótimo do PSO aquelas soluções que não atendem as condições impostas.

## 5. RESULTADOS EM *HARDWARE-IN-THE-LOOP*

A fim de validar a eficácia da otimização dos parâmetros do controlador RMRAC utilizando meta-heurística, a estrutura de controle proposta foi implementada em um ambiente *Hardware-in-the-Loop* para regulação de corrente

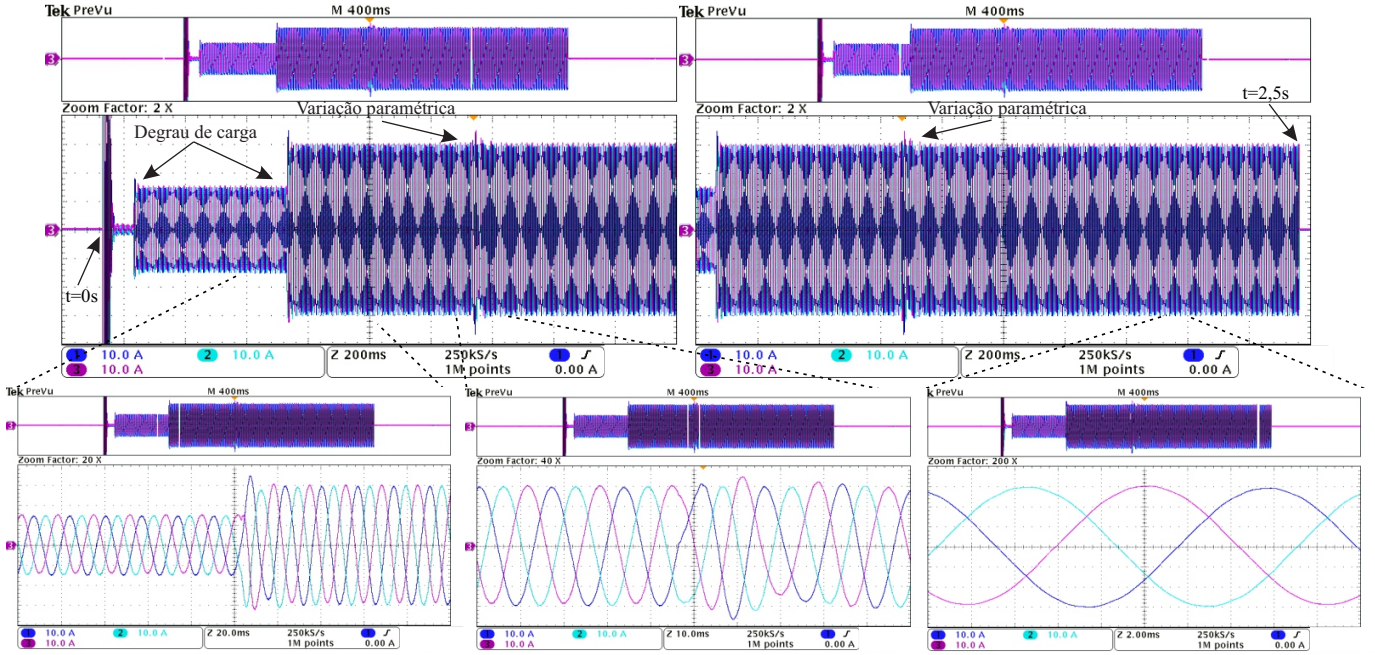


Figura 5. Correntes trifásicas em coordenadas abc reguladas pelo RMRAC com auxílio do PSO.

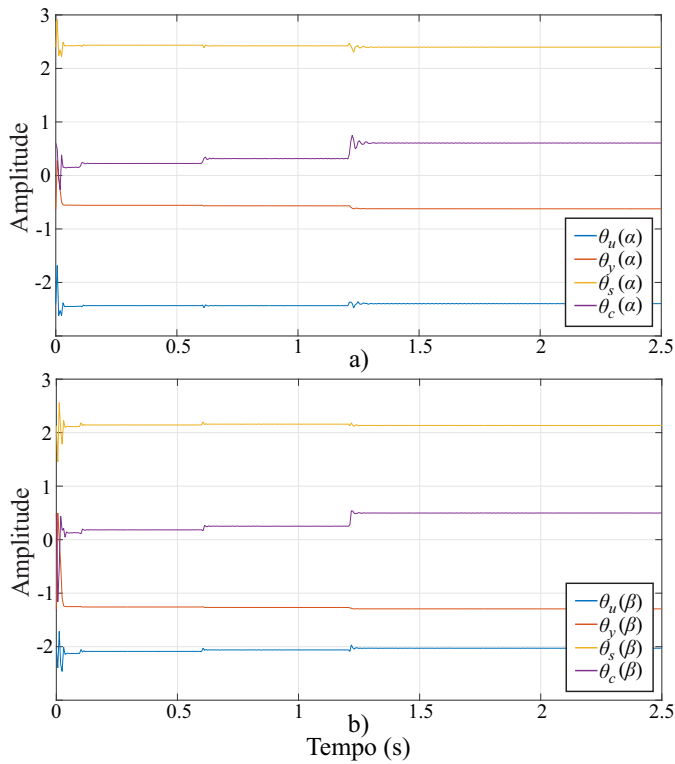


Figura 6. Ganhos de adaptação da estrutura RMRAC regulada com auxílio do PSO. a)  $\alpha$ ; b)  $\beta$ .

de um conversor VSI trifásico com filtro LCL, de acordo com o diagrama da Figura 1. O algoritmo foi implementado utilizando um DSP TMS320F28335, da Texas Instruments©. O conversor foi simulado utilizando a plataforma de hardware Typhoon HIL 404, da Typhoon HIL©.

Para comparar os resultados obtidos, o controlador RMRAC também foi implementado utilizando parâmetros

sintonizados por um projetista experiente. As simulações realizadas seguem o roteiro:

- 1) A tensão de barramento é 500 V e as tensões normalizadas em coordenadas  $\alpha\beta$  são estimadas com o filtro de *Kalman* de Cardoso et al. (2008). Após realizada a sincronia com a rede elétrica é estabelecido o instante  $t = 0$  s. O valor de pico da referência das correntes trifásicas injetadas na rede é 1 A até o tempo  $t = 0,1$  s.
- 2) Em  $t = 0,1$  s é realizado um degrau de carga e o valor de pico da referência de corrente nas coordenadas  $abc$  é atualizada para 15 A.
- 3) Em  $t = 0,6$  s o valor de pico da referência das correntes trifásicas é alterado para 30 A. Este é o valor do sistema a plena carga e é mantido até o final do experimento.
- 4) Quando  $t = 1,2$  s é feito um distúrbio na rede elétrica, adicionando um indutor com valor  $L_{g2} = 2$  mH a fim de verificar o desempenho do controlador diante de um ambiente que simule uma rede mais fraca.
- 6) Em  $t = 2,5$  s o conversor é desconectado da rede elétrica e a simulação é terminada.

### 5.1 RMRAC sintonizado através do PSO

O algoritmo de otimização PSO para minimização da função custo  $F(\mathbf{K})$  encontrou os seguintes valores de sintonia ótima:  $\Gamma = 1,00219842143544$ ,  $\kappa = 2485,70202305371$ . O vetor de ganhos  $\theta$  teve os seguintes parâmetros de inicialização ótimos:

$$\theta_{\alpha}(0) = \begin{bmatrix} -2,8734522 \\ 0,8076042 \\ 1,4197054 \\ -0,3629239 \end{bmatrix}, \quad \theta_{\beta}(0) = \begin{bmatrix} -2,8734522 \\ 0,8076042 \\ 1,4197054 \\ -0,3629239 \end{bmatrix}.$$

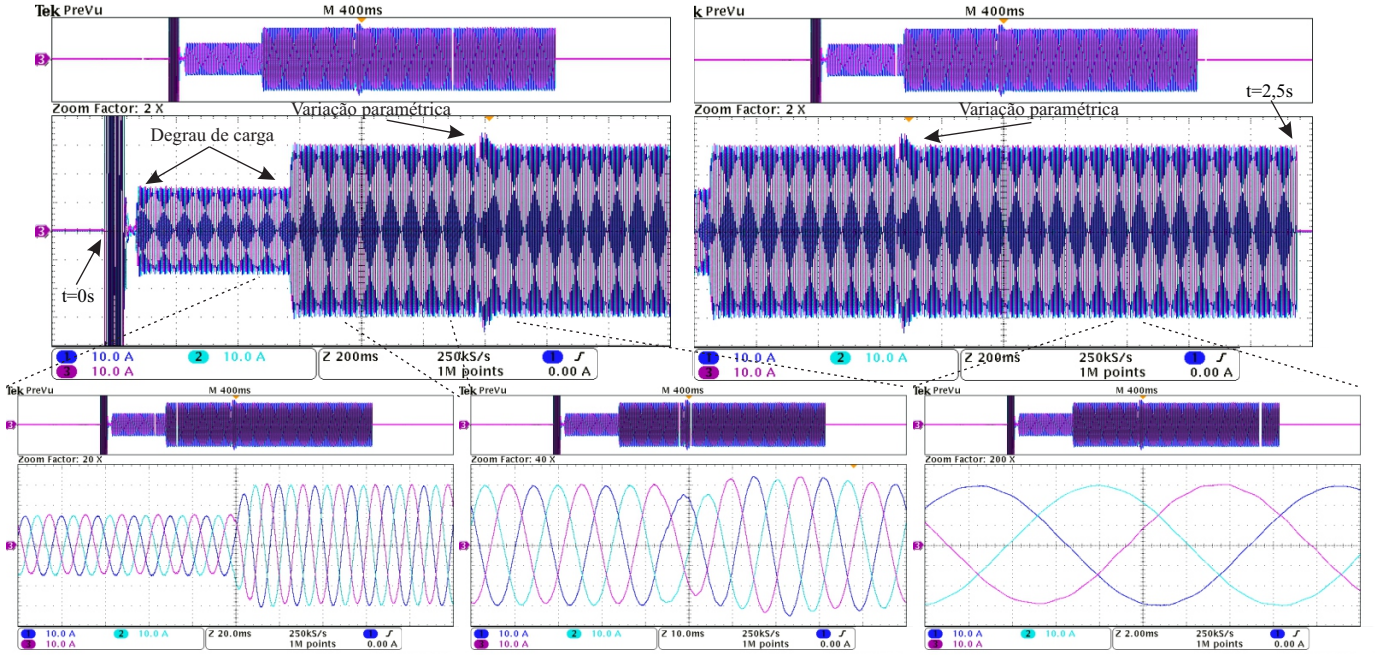


Figura 7. Correntes trifásicas em coordenadas abc reguladas pelo RMRAC com inicialização de parâmetros empírica.

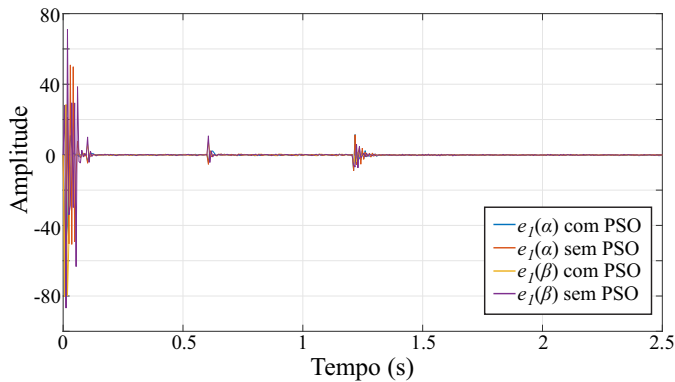


Figura 8. Erros de rastreamento do RMRAC em coordenadas  $\alpha\beta$  com e sem PSO.

Os valores da função  $\sigma$ -Modification, escolhidos baseado em Ioannou and Tsakalis (1986a) e Lozano-Leal et al. (1988) foram  $M_0 = 10$  e  $\sigma_0 = 0, 1$ .

A Figura 5 apresenta as correntes em coordenadas abc reguladas pelo controlador RMRAC com auxílio do PSO. Pode-se notar que o controlador proposto foi capaz de regular a planta mesmo diante do cenário de variação paramétrica em  $t = 1, 2$  s, onde é adicionada uma indutância na rede de 2 mH. O controlador apresentou rápida dinâmica de regulação diante dos degraus de carga, regulando a planta em aproximadamente 1 ciclo da rede. E, diante da adição de indutância na rede foi capaz de regular o sistema em menos de 3 ciclos da rede.

Já a Figura 6 apresenta os ganhos de adaptação em coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$  da estrutura RMRAC regulada com o auxílio do PSO. Observa-se que os ganhos de controlador apresentaram dinâmica intempestiva durante a partida, mas convergiram em regime permanente após os degraus de carga e variação paramétrica.

## 5.2 Comparação com RMRAC sintonizado empiricamente

A fim de comparar o resultado obtido do controlador RMRAC com parâmetros de inicialização otimizados via PSO, o controlador RMRAC também foi sintonizado manualmente por um projetista experiente. Os seguintes ganhos de adaptação foram considerados:  $\Gamma = 1$ ,  $\kappa = 1000$ . Já os parâmetros da função  $\sigma$ -Modification não foram alterados. Além disso, o vetor de ganhos  $\theta$  teve os seguintes parâmetros de inicialização:

$$\theta_\alpha(0) = \theta_\beta(0) = [-5 \ 1 \ 0, 1 \ 0, 1]^T$$

A Figura 7 apresenta as correntes em coordenadas abc reguladas pelo controlador RMRAC com os parâmetros inicializados manualmente. Comparado com as correntes reguladas pelo algoritmo RMRAC com auxílio do PSO, apresentado na Figura 5, observa-se que o controlador com os parâmetros manuais detém dinâmica mais lenta diante dos degraus de carga, levando próximo de 2 ciclos para regulação da planta (contra 1 ciclo do RMRAC com PSO). Ainda, diante da variação paramétrica, em  $t = 1, 2$  s, percebe-se que as correntes injetadas na rede são severamente mais perturbadas que aquelas reguladas com o auxílio do PSO. Além disso, pode-se verificar uma maior distorção nas correntes trifásicas em regime permanente após a adição da indutância na rede se comparada com a estrutura RMRAC com PSO, conforme Figura 5.

Já a Figura 8 apresenta os erros de rastreamento ( $e_1$ ) em coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$  dos controladores RMRAC com parâmetros de inicialização sintonizados com PSO e manualmente. Observa-se que os erros de rastreamento são semelhantes em ambos controladores e convergem para um conjunto residual em regime permanente. Ainda, nota-se que as maiores amplitudes nos períodos transitórios são oriundos do controlador RMRAC sintonizado com o auxílio do PSO. Isso ocorre devido a sua dinâmica mais rápida, capaz de regular as correntes injetadas na rede com maior

brevidade em troca de uma maior energia demandada do controlador. Ainda, foram computados os erros absolutos dos controladores em coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$  com o sistema a plena carga em regime permanente durante o período de 0, 89 s e 1, 13 s, onde se pode verificar que os erros RMS do controlador RMRAC com auxílio do PSO em coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$  foram 0, 1793 A e 0, 1516 A, respectivamente. Para a estrutura RMRAC sintonizada com parâmetros manuais, os erros em coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$  foram 0, 1880 A e 0, 2452 A, um incremento de 4, 85% e 61, 74%, respectivamente.

## 6. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma proposta de sintonia de parâmetros de inicialização de um controlador RMRAC com o auxílio de meta-heurística através de um algoritmo PSO. Foram otimizados 6 parâmetros do controlador RMRAC:  $\Gamma$ ,  $\kappa$ ,  $\theta_u(0)$ ,  $\theta_y(0)$ ,  $\theta_s(0)$  e  $\theta_c(0)$ . O controlador foi aplicado no controle de corrente de um conversor VSI trifásico conectado à rede através de um filtro LCL e resultados em *Hardware-in-the-Loop* foram apresentados. Ainda, a metodologia proposta foi comparada com resultados obtidos de um controlador RMRAC sintonizado manualmente por um projetista experiente, onde se pode observar que o controlador sintonizado via PSO apresentou dinâmica mais rápida diante dos períodos transitórios, bem como menores erros de regulação. Assim, verifica-se que a combinação de estruturas adaptativas otimizadas via algoritmos meta-heurísticos apresenta resultados promissores. Para trabalhos futuros, pretende-se explorar outras técnicas meta-heurísticas, compará-las e obter resultados experimentais em laboratório.

## REFERÊNCIAS

- Astrom, K.J. and Witternmark, B. (1995). *Adaptive Control*. Dover Publications, New York.
- Borin, L.C., Osório, C.R., Koch, G.G., Oliveira, R.C., and Montagner, V.F. (2022). Robust control of gtis under wide grid impedance ranges: An approach combining metaheuristics and lmis. *Control Engineering Practice*, 120, 105010.
- Cardoso, R., Camargo, R.D., Pinheiro, H., and Gründling, H. (2008). Kalman filter based synchronisation methods. *IET Generation, Transm. and Distrib.*, 2(4), 542 – 555.
- Dias de Oliveira Ewald, P.J., Vieira Hollweg, G., Varella Tambara, R., and Gründling, H.A. (2021). A new discrete-time pi-rmrac for grid-side currents control of grid-tied three-phase power converter. *International Trans. on Electrical Energy Systems*, 31(10), e12982.
- Eberhart, R. and Kennedy, J. (1995). A new optimizer using particle swarm theory. In *In Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science.*, 39–43. IEEE.
- Ewald, P.J.D.O., Tambara, R.V., and Gründling, H.A. (2020). A direct discrete-time reduced order robust model reference adaptive control for grid-tied power converters with lcl filter. *Revista Eletrônica de Potência*, 25(3), 1 – 12.
- Hollweg, G.V., de Oliveira Ewald, P.J.D., Tambara, R.V., and Gründling, H.A. (2022). A robust adaptive super-twisting sliding mode controller applied on grid-tied power converter with an lcl filter. *Control Engineering Practice*, 122, 105104.
- Hollweg, G.V., Dias de Oliveira Ewald, P.J., Milbradt, D.M.C., Tambara, R.V., and Gründling, H.A. (2021). Lyapunov stability analysis of discrete-time robust adaptive super-twisting sliding mode controller. *International Journal of Control*, 1–14.
- Ioannou, P. and Tsakalis, K. (1986a). A robust discrete-time adaptive controller. 25th IEEE Conference on Decision and Control, Greece.
- Ioannou, P. and Tsakalis, K. (1986b). A robust direct adaptive controller. *IEEE Transactions on Automatic control*, 31(11), 1033–1043.
- Liserre, M., Blaabjerg, F., and Hansen, S. (2001). Design and control of an lcl-filter based three-phase active rectifier. In *2001 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting*. IEEE, IEEE, S/I.
- Lozano-Leal, R., Collado, J., and Mondle, S. (1988). Model reference robust adaptive control without a priori knowledge of the high frequency gain. In *1988 American Control Conference*, 754–759. IEEE.
- Martins, L.T., Stefanello, M., Pinheiro, H., and Vieira, R.P. (2019). Current control of grid-tied lcl-vsi with a sliding mode controller in a multiloop approach. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 34(12), 12356–12367.
- Massing, J.R., Stefanello, M., Gründling, H.A., and Pinheiro, H. (2012). Adaptive current control for grid-connected converters with lcl filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(12), 4681–4693.
- Mattavelli, P. and Buso, S. (2006). *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool, New York.
- Oliveira, F.M., da Silva, S.A.O., Durand, F.R., Sampaio, L.P., Bacon, V.D., and Campanhol, L.B. (2016). Grid-tied photovoltaic system based on PSO MPPT technique with active power line conditioning. *IET Power Electronics*, 9(6), 1180–1191.
- Pinheiro, H., Botterón, F., Rech, C., Schuch, L., Camargo, R.F., Hey, H.L., Gründling, H.A., and Pinheiro, J.R. (2005). Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. *SBA Controle & Automação*, 16(1), 13 – 24.
- Saad, N.H., El-Sattar, A.A., and Mansour, A.E.A.M. (2016). Improved particle swarm optimization for photovoltaic system connected to the grid with low voltage ride through capability. *Renewable Energy*, 85, 181–194.
- Taherinasab, S., Soleimaniasl, S., and Taherinasab, S. (2022). Application of model reference adaptive control and modified smith predictor to control blood glucose in type 1 diabetic patients. *Mathematics and Computers in Simulation*, 194, 198–209.
- Tambara, R.V., Scherer, L.G., and Gründling, H.A. (2018). A discrete-time mrac-sm applied to grid connected converters with lcl-filter. In *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. IEEE, IEEE, S/I.
- Zhao, S., Blaabjerg, F., and Wang, H. (2020). An overview of artificial intelligence applications for power electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Zheng, F., Wu, W., Chen, B., and Koutroullis, E. (2020). An optimized parameter design method for passivity-based control in a LCL-filtered grid-connected inverter. *IEEE Access*, 8, 189878–189890.