

CONTROLADORES DE CORRENTE COM OTIMIZAÇÃO DO TEMPO DE ACOMODAÇÃO APLICADOS A CONVERSORES CONECTADOS À REDE

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

Grupo de Eletrônica de Potencia e Controle – GEPOC

Universidade Federal de Santa Maria – UFSM

Santa Maria, Brasil

lukascielo@gmail.com

Resumo—Este artigo aborda um controle por realimentação de estados de tempo mínimo para regular a corrente injetada na rede de conversores conectados à rede. Primeiramente, obtém-se o controlador ideal de tempo mínimo. Após, mostra-se que este controlador é inviável sob incertezas paramétricas. Então, utilizando um algoritmo de otimização por enxame de partículas, obtém-se um controlador que otimiza o tempo de acomodação das respostas transitórias, respeitando limites para o sinal de controle e para a variável de saída. Os resultados de simulação no artigo ilustram a eficiência da proposta para um conversor conectado à rede com parâmetros já abordados na literatura.

Palavras-chave—Conversor conectado à rede, realimentação de estados, controle *deadbeat*, otimização por enxame de partículas

I. INTRODUÇÃO

Conversores conectados à rede (do inglês, *Grid-Connected Converters* – GCCs) são fundamentais em um cenário de geração distribuída de energia, em que fontes renováveis como energia solar fotovoltaica e energia eólica são conectadas à rede de distribuição [1]–[3]. Uma das funcionalidades mais importantes de GCCs é o controle das correntes injetadas na rede, controlando assim o fluxo de potência, e mantendo a qualidade da energia, por meio de correntes com baixa distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion* – THD) e harmônicas individuais de amplitude limitada [4].

No controle de corrente injetada na rede de GCCs, um problema existente é rastrear referências de corrente senoidais, compatibilizando boa resposta transitória e pequeno erro de regime permanente. Esta tarefa torna-se mais difícil com o emprego de controladores ressonantes, que tendem a garantir bom rastreamento em regime permanente, mas apresentam lentidão nas respostas transitórias, devido à presença de polos de malha aberta localizados na borda do círculo de raio unitário. Outro problema que se encontra nesta aplicação é a possível necessidade de projetar os controladores de corrente para operarem para incerteza paramétrica da impedância de rede, que pode variar devido a conexão e desconexão de outros GCCs no mesmo ponto de acoplamento comum (do inglês, *Point of Common Coupling* – PCC) [5], [6].

No cenário de controle de corrente de GCCs por realimentação de estados, vários trabalhos recentes foram realizados, e especial atenção tem sido dada ao projeto de controladores robustos à incerteza da impedância de rede no PCC [7]–[11].

Em geral, quanto maior a robustez à incerteza paramétrica, menor o desempenho do sistema. Neste sentido, obter um bom compromisso entre robustez e desempenho é fundamental para esta aplicação [7]–[14]. Para isso, diferentes técnicas de projeto de controladores foram propostas, em que se pode citar as técnicas de controle baseadas em alocação de polos [13], as técnicas de controle robusto baseadas em LMIs [7]–[9], [12], [14], e as técnicas de controle otimizado baseado em meta-heurísticas [10], [11].

O presente trabalho objetiva explorar controladores de corrente de GCCs com filtro LCL por meio de realimentação de estados que garanta resposta transitória de tempo mínimo e boas respostas em regime permanente. Assumindo que o modelo em variáveis de estado do conversor, incluindo na modelagem os estados relacionados ao atraso e aos controladores ressonantes, é controlável, então os autovalores de malha fechada podem ser alocados arbitrariamente pelo projetista. Neste caso, alocando todos os autovalores na origem do círculo de raio unitário, tem-se uma resposta *deadbeat*, sendo esta a resposta de tempo mínimo de acomodação [15]. Entretanto, conforme mostrado ao longo deste trabalho, em um estudo de caso com dados de um GCC com filtro LCL da literatura, a resposta *deadbeat* é perdida no caso de incertezas paramétricas no conversor e também considerando que o sinal de controle é limitado. Neste cenário, este trabalho traz como contribuição um procedimento de projeto automático dos ganhos de realimentação de estados, baseada em um algoritmo de otimização por enxame de partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization* – PSO), de forma que, para ambas as situações extremas de impedância de rede no PCC: i) a soma dos módulos dos autovalores de malha fechada seja mínima (i.e., tendendo a aproximar os autovalores da origem, produzindo uma resposta *quasi-deadbeat* [16]) e, ii) o sinal de controle respeite limites de amplitude e taxas de variação associados à implementação deste sinal em modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse-Width Modulation* – PWM). Os resultados de simulação mostram que é possível compatibilizar boa resposta transitória e em regime permanente, mantendo a estabilidade do sistema para variações paramétricas na impedância de rede a partir de um controlador *quasi-deadbeat* otimizado.

II. MODELAGEM DO SISTEMA DE CONTROLE

A Figura 1 apresenta um conversor trifásico com filtro LCL, conectado a uma rede predominantemente indutiva, em que a indutância é considerada limitada mas incerta e possivelmente variante no tempo. Neste contexto, deseja-se obter um controle das correntes da rede por meio de realimentação de estados, permitindo obter amortecimento ativo adequado e robustez contra a incerteza na rede. Assume-se que algoritmos adequados garantem tensão do barramento V_{dc} estabilizada e sincronismo com as tensões da rede no PCC [1].

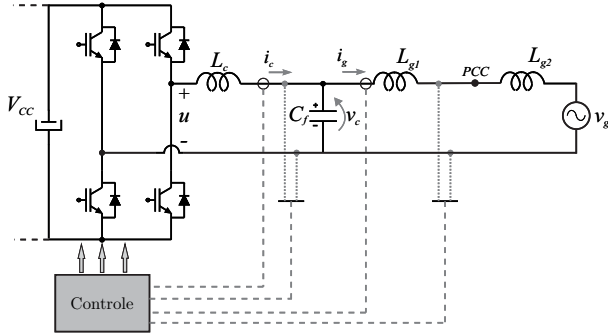


Figura 1. Conversor conectado à rede por meio de filtro LCL.

Uma representação em espaço de estados para o modelo da planta é dado por

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(L_{g2})\mathbf{x} + \mathbf{B}_u u + \mathbf{B}_d(L_{g2})v_g \\ y &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (1)$$

com

$$\mathbf{A}(L_{g2}) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{(L_{g1}+L_{g2})} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_d(L_{g2}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{(L_{g1}+L_{g2})} \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_c \\ v_c \\ i_g \end{bmatrix}$$

Neste modelo, i_c é a corrente no indutor do lado do conversor, v_c é a tensão sobre o capacitor, i_g é a corrente injetada na rede, u é o sinal de controle e v_g é a tensão da rede, que aqui representa um distúrbio. Por fim, assuma que L_{g2} é um parâmetro incerto cujos valores extremos são conhecidos, levando ao parâmetro intervalar $L_{g2} \in [L_{g2min}, L_{g2max}]$ [17].

Para aplicar uma estratégia de controle digital, considere agora a discretização da planta com um período de amostragem suficientemente pequeno, T_s , e a inclusão de um estado adicional, φ , para representar o atraso de implementação do sinal de controle digital [18].

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{G}_d(L_{g2})\mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_{ud}u(k) + \mathbf{H}_{dd}(L_{g2})v_g(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}_d\mathbf{x}_d(k) \end{aligned} \quad (2)$$

em que $\mathbf{x}_d(k) = [i_c(k) \ v_c(k) \ i_g(k) \ \varphi(k)]^T$, e as matrizes $\mathbf{G}_d(L_{g2})$, \mathbf{H}_{ud} , $\mathbf{H}_{dd}(L_{g2})$ e \mathbf{C}_d são dadas por

$$\mathbf{G}_d(L_{g2}) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d(L_{g2}) & \mathbf{B}_{ud}(L_{g2}) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_{ud} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H}_{dd}(L_{g2}) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{dd}(L_{g2}) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \mathbf{C}_d = [0 \ 0 \ 1 \ 0]$$

com

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d(L_{g2}) &= e^{\mathbf{A}(L_{g2})T_s}, \mathbf{B}_{ud}(L_{g2}) = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_{g2})\tau} \mathbf{B}_u d\tau, \\ \mathbf{B}_{dd}(L_{g2}) &= \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_{g2})\tau} \mathbf{B}_d(L_{g2}) d\tau \end{aligned} \quad (3)$$

Além disso, a partir do princípio do modelo interno, um controlador ressonante é incluído, a fim de rastrear referências senoidais. O controlador ressonante pode ser representado no domínio do tempo contínuo por

$$\begin{bmatrix} \dot{\xi}_r \\ \dot{\xi}_r \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_r^2 & -2\zeta_r\omega_r \end{bmatrix}}^{\mathbf{R}_c} \begin{bmatrix} \xi_r \\ \dot{\xi}_r \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}^{\mathbf{T}_c} e \quad (4)$$

em que ω_r é a frequência do ressonante e ζ_r é o fator de amortecimento.

O modelo em espaço de estados de (4) no domínio do tempo discreto pode ser escrito como [19]

$$\begin{aligned} \xi(k+1) &= \mathbf{R}_d \xi(k) + \mathbf{T}_d e(k) \\ e(k) &= i_{ref}(k) - i_g(k) \end{aligned} \quad (5)$$

com

$$\mathbf{R}_d = e^{\mathbf{R}_c T_s}, \quad \mathbf{T}_d = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{R}_c \tau} \mathbf{T}_c d\tau \quad (6)$$

Um modelo aumentado pode ser escrito como [7], [14]

$$\begin{aligned} \rho(k+1) &= \mathbf{G}_{daug}(L_{g2})\rho(k) + \mathbf{H}_{udaug}u(k) \\ &\quad + \mathbf{H}_{ddaug}(L_{g2})v_g(k) + \mathbf{H}_{rdaug}i_{ref}(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}_{daug}\rho(k) = i_g(k) \end{aligned} \quad (7)$$

em que

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{daug}(L_{g2}) &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_d(L_{g2}) & \mathbf{0}_{4 \times 2} \\ -\mathbf{T}_d \mathbf{C}_d & \mathbf{R}_d \end{bmatrix}, \mathbf{H}_{udaug} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{ud} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{H}_{ddaug}(L_{g2}) &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dd}(L_{g2}) \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_{rdaug} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{4 \times 1} \\ \mathbf{T}_d \end{bmatrix} \\ \rho(k) &= [\mathbf{x}_d(k) \ \xi(k)]^T, \mathbf{C}_{daug} = [\mathbf{C}_d \ \mathbf{0}_{1 \times 2}] \end{aligned}$$

A formulação em espaço de estados apresentada em (7) permite o uso imediato de lei de controle por realimentação de estados, dada aqui por

$$u(k) = \mathbf{K}\rho(k) = [K_{i_c} \ K_{v_c} \ K_{i_g} \ K_{\varphi} \ K_{r1} \ K_{r2}] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \xi(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

em que \mathbf{K} é o vetor de ganhos fixos de controle por realimentação de estados.

O sistema em malha fechada com este controlador pode ser expresso por

$$\rho(k+1) = \mathbf{G}_{mf}(L_{g2})\rho(k) + \mathbf{H}_{ddaug}(L_{g2})v_g(k) + \mathbf{H}_{rdaug}i_{ref}(k) \quad (9)$$

$$y(k) = \mathbf{C}_{daug}\rho(k)$$

com

$$\mathbf{G}_{mf}(L_{g2}) = \mathbf{G}_{daug}(L_{g2}) + \mathbf{H}_{udaug}\mathbf{K} \quad (10)$$

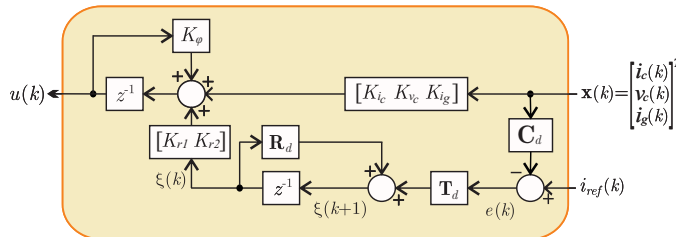


Figura 2. Representação da lei de controle digital por realimentação de estados.

III. CONTROLE DEADBEAT

O projeto do controlador *deadbeat* convencional por realimentação de estados consiste em obter uma resposta transitória em um tempo mínimo por meio da alocação dos autovalores de malha fechada na origem do plano complexo. Para o caso deste artigo, em que o vetor \mathbf{K} tem 6 elementos, o tempo para o rastreamento da referência é de 6 amostras [15].

Para o projeto de um controlador *deadbeat* convencional, considere os parâmetros de um GCC dados na Tabela I [10], [11]. Para estes parâmetros, o sistema é controlável.

Considerando a condição nominal de operação dada pelo ponto médio para a indutância da rede, sendo $L_{g2med} = 0,5$ mH, tem-se que o MATLAB, permite projetar um controlador *deadbeat* utilizando fórmula de Ackermann, por meio do comando

$$\mathbf{K}_{dbeat} = acker(\mathbf{G}_{daug}(L_{g2med}), \mathbf{H}_{udaug}, [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]) \quad (11)$$

levando aos ganhos de controle dados por

$$\mathbf{K}_{dbeat} = [-169,57 \quad -220,76 \quad -3783,33 \quad -4,91 \quad \dots \\ 257062,31 \quad -205759,09] \quad (12)$$

Tabela I
PARÂMETROS DA PLANTA.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância	L_c	1 mH
Capacitância	C_f	62 μ F
Indutância	L_{g1}	0,3 mH
Indutância da rede	L_{g2}	[0, 1] mH
Tensão da rede	v_g	127 V _{RMS} , 60 Hz
Tensão do barramento CC	V_{cc}	400 V
Frequência de amostragem	f_s	20040 Hz
Frequência de chaveamento	f_{sw}	10020 Hz
Frequência do ressonante	ω_r	60 Hz
Fator de amortecimento	ζ_r	0,0001

As Figuras 3 (a) e (b) apresentam a corrente injetada na rede i_g e o erro de rastreamento obtidos com o controlador \mathbf{K}_{dbeat} em (12), para um resultado de simulação utilizando o comando *lsim*, do MATLAB. Estas figuras permitem confirmar que após 6 amostras, o erro medido entre a corrente e a referência é nulo com o controlador *deadbeat*.

Entretanto, é possível notar que os ganhos de controle em (12) são de grande magnitude, o que pode não ser adequado para implementações práticas em que há limitações, como, por exemplo, no sinal de controle. Neste sentido, a Figura 3 (c) apresenta o sinal de controle obtido em simulação no MATLAB, em que o máximo módulo calculado para o sinal de controle foi de 1645,6 V, o que na prática supera o limite do barramento CC, o que levaria à saturação do sinal de controle implementado na forma PWM.

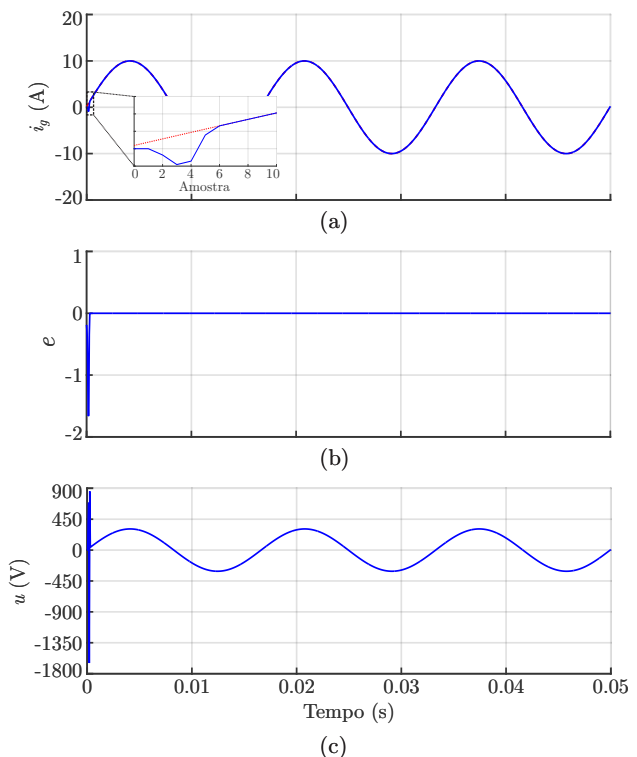


Figura 3. Resultados em simulação no MATLAB para o controlador *deadbeat* com $L_{g2med} = 0,5$ mH: (a) corrente injetada na rede i_g ; (b) erro de rastreamento e ; (c) sinal de controle u .

Outro ponto importante que mostra uma limitação de controladores *deadbeat* é a perda de desempenho frente a incertezas paramétricas na planta, levando em muitos casos o sistema em malha fechada à instabilidade [15], [20], [21].

Considerando agora que a indutância na rede pode pertencer ao intervalo $L_{g2} \in [0, 1]$ mH, a Figura 4 apresenta os autovalores de malha fechada considerando 20 valores de L_{g2} dentro do intervalo $L_{g2} \in [0, 1]$ mH, em que os autovalores para os valores extremos são representados por um 'x' e os autovalores para o valor médio são representados por um 'o'. Note que pequenas variações em L_{g2} resultam na perda da alocação dos autovalores na origem (perda da resposta

deadbeat) e também na saída dos autovalores do círculo de raio unitário, levando à instabilidade.

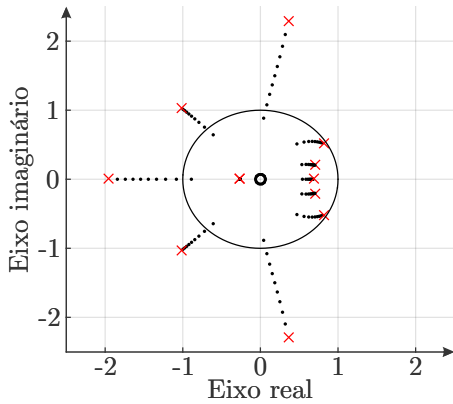


Figura 4. Autovalores de malha fechada com controlador *deadbeat* para diferentes valores de $L_{g2} \in [0, 1]$ mH.

A. Controle *quasi-deadbeat*

Visando conferir robustez contra variações paramétricas na indutância da rede L_{g2} , um controlador *quasi-deadbeat* pode ser utilizado [16].

Em [16], definiu-se um controlador *quasi-deadbeat* como um controlador de ganhos fixos \mathbf{K} , na lei de controle dada em (8), que garante a estabilidade e que aloca os autovalores de malha fechada no círculo \mathcal{C} , na Figura 5, com raio mínimo $r = r^*$.

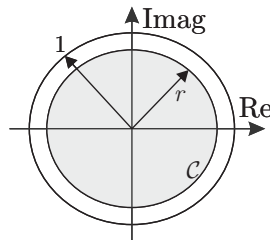


Figura 5. Região para alocação de autovalores do controlador *quasi-deadbeat*.

Visando aproximar ao máximo o comportamento *deadbeat*, para o caso em que os autovalores estejam contidos dentro do círculo de raio r^* , pode-se calcular o tempo de acomodação, para o pior caso, utilizando a seguinte equação

$$t_{acom} = \frac{5}{|\ln r^*| T_s} \quad (13)$$

Diferentemente de [16], em que um controlador robusto *quasi-deadbeat* é obtido por meio do uso de LMIs de síntese de estabilidade poli-quadrática, neste trabalho um controlador *quasi-deadbeat* com desempenho otimizado será obtido por meio de um problema de otimização, a partir do uso de um algoritmo de otimização por enxame de partículas. Essa abordagem permite incluir no projeto do controlador vários critérios práticos de desempenho simultaneamente, o que é difícil de se obter utilizando um projeto baseado em LMIs.

IV. CONTROLE OTIMIZADO POR ALGORITMO PSO

O objetivo desta seção é obter um controlador *quasi-deadbeat* otimizado por realimentação de estados \mathbf{K}^* , capaz

de prover estabilidade e desempenho dinâmico adequado para conversores conectados à rede sujeitos a incertezas na indutância de rede L_{g2} . Isto pode ser obtido por meio do seguinte problema de otimização

$$\mathbf{K}^* = \arg \min_{\mathbf{K} \in \mathcal{K}} F(\mathbf{K}) \quad (14)$$

em que \mathcal{K} é o espaço de busca definido para os ganhos de controle e $F(\mathbf{K})$ é a função objetivo, dada aqui por

$$F(\mathbf{K}) = r^* \cdot \Pi_u \cdot \Pi_y \quad (15)$$

A função objetivo (15) visa minimizar o valor do raio r^* do controlador *quasi-deadbeat*, respeitando fatores de penalização que impõem limites em relação ao valor máximo permitido para o sinal de controle e em relação ao valor máximo permitido para a corrente injetada na rede.

O fator de penalização Π_u , relacionado a saturação do sinal de controle, em que o máximo valor permitido para o sinal de controle é verificado considerando o valor nominal e os valores extremos de L_{g2} , é calculado como

$$\Pi_u = \begin{cases} 1, & \text{se } |u(k)| < \bar{u} \\ 10^3, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (16)$$

O fator de penalização Π_y , relacionado a possíveis sobrecorrentes em i_g , em que o máximo valor permitido para a corrente injetada na rede é verificado considerando o valor nominal e os valores extremos de L_{g2} , é calculado como

$$\Pi_y = \begin{cases} 1, & \text{se } |i_g(k)| < \bar{i}_g \\ 10^3, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (17)$$

A. PSO para obtenção de controladores

PSO é uma meta-heurística proposta em [22]. Atualmente, a utilização destes algoritmos estão crescendo para obter soluções para problemas que não são lineares relacionados a eletrônica de potência [23]–[25].

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* [22].

Para utilizar o PSO no problema aqui tratado, considere que um vetor de ganhos 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 controlador, expresso por

$$\mathbf{K}_i^m = [K_{i,1}^m \quad K_{i,2}^m \quad K_{i,3}^m \quad \dots \quad K_{i,6}^m] \quad (18)$$

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

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

$$\mathbf{K}_i^{m+1} = \mathbf{K}_i^m + \mathbf{v}_i^{m+1} \quad (19)$$

$$\mathbf{v}_i^{m+1} = \mathbf{v}_i^m w^m + \phi_1 r_1 (\mathcal{P}_i - \mathbf{K}_i^m) + \phi_2 r_2 (\mathcal{G} - \mathbf{K}_i^m) \quad (20)$$

em que 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.

Para executar o algoritmo PSO, deve-se informar N , M , ϕ_1 , ϕ_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.

V. PROJETO DO CONTROLADOR QUASI-DEADBEAT

Para projetar um controlador *quasi-deadbeat* otimizado utilizando o algoritmo PSO, considere os parâmetros dados na Tabela II. Além disso, utilizou-se o controlador *deadbeat* \mathbf{K}_{dbeat} como uma das partículas na primeira época da execução do algoritmo PSO. Os limites utilizados para o espaço de busca são dados por

$$\begin{aligned} \liminf &= [-10^3 \quad -10^3 \quad -10^4 \quad -10^3 \quad -10^5 \quad -10^5] \\ \limsup &= [+10^3 \quad +10^3 \quad +10^4 \quad +10^3 \quad +10^5 \quad +10^5] \end{aligned} \quad (21)$$

Tabela II
PARÂMETROS DO PSO E DA FUNÇÃO OBJETIVO.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Número de partículas	N	500
Número de épocas	M	100
Coefficiente cognitivo	ϕ_1	1,5
Coefficiente social	ϕ_2	1,5
Paralelismo		Sim
Número de épocas em estagnação		20
Amplitude máxima de sinal de controle	\bar{u}	400 V
Amplitude máxima de corrente da rede	\bar{i}_g	50 A

O algoritmo PSO foi executado 10 vezes com os parâmetros dados na Tabela II, sempre convergindo para um valor de mínimo da função custo.

Uma execução típica resultou nos seguintes ganhos de controle otimizados

$$\mathbf{K}_{qdb}^* = [-84,52 \quad -50,41 \quad -213,97 \quad -2,88 \quad \dots \quad 4704,32 \quad -4515,86] \quad (22)$$

A Figura 6 apresenta o *fitness* obtido em cada época da execução do PSO, em que é possível notar que o algoritmo convergiu para um ponto de mínimo e o critério de parada foi por atingir o número máximo de épocas M . O valor final obtido para a função objetivo $F(\mathbf{K})$ foi de 0,9303. Neste sentido, tem-se que $r^* = 0,9303$, e que o tempo de acomodação esperado para a partida segundo a equação (13) é de aproximadamente $t_{acom} = 3,45$ ms.

A Figura 7 (a) apresenta a corrente injetada na rede i_g obtida em simulação considerando a planta com os valores extremos e o valor médio de indutância de rede. É possível notar que a corrente é capaz de seguir a referência com erro nulo em menos de um quarto de período da rede (i.e., 4,167 ms) o que pode ser melhor observado na Figura 7 (b), e valida o tempo de acomodação calculado.

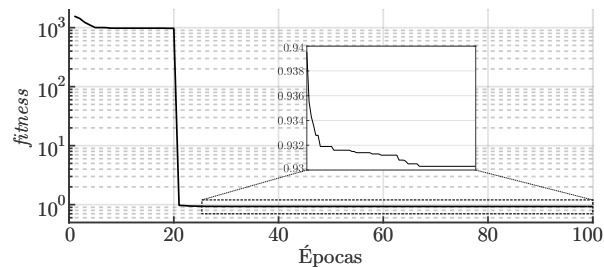


Figura 6. Evolução do *fitness* para a execução que resultou no controlador *quasi-deadbeat* otimizado.

É importante mencionar que o desempenho do controlador *quasi-deadbeat* em termos de rastreamento de referência senoidal é inferior em comparação com o controlador *deadbeat* convencional. Entretanto, é possível notar na Figura 7 (c) que o sinal de controle sintetizado pelo controlador *quasi-deadbeat* é adequado, sem sobressinal e respeita o limite de projeto imposto por \bar{u} , para ambos valores extremos e para o valor médio de indutância de rede.

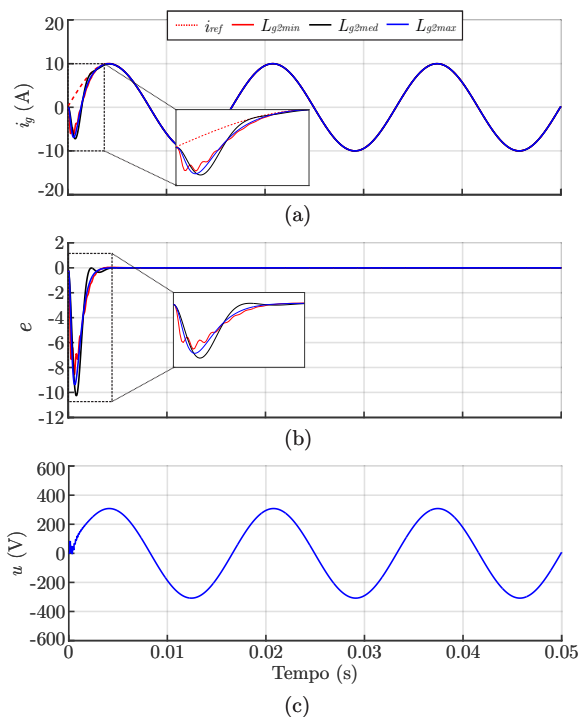


Figura 7. Resultados em simulação no MATLAB para o controlador *quasi-deadbeat*: (a) corrente injetada na rede i_g ; (b) erro de rastreamento e ; (c) sinal de controle u .

Por fim, a Figura 8 apresenta os autovalores de malha fechada para 20 valores de L_{g2} dentro do intervalo $L_{g2} \in [0, 1]$ mH, em que os autovalores para os valores extremos são representados por um 'x' e os autovalores para o valor médio são representados por um 'o'. Neste resultado, é possível afirmar que os autovalores são alocados dentro do círculo de raio unitário e respeitam o raio mínimo r^* , para toda a faixa de incertezas na indutância da rede.

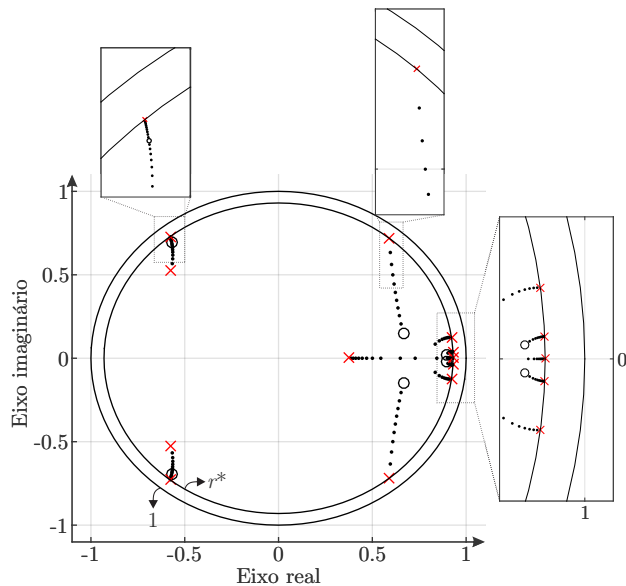


Figura 8. Autovalores de malha fechada com controlador *quasi-deadbeat* para diferentes valores de $L_{g2} \in [0, 1]$ mH.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou um controle de correntes de rede por realimentação de estados com otimização do tempo de acomodação das respostas das respostas transitórias, em aplicação de conversores conectados à rede, com filtro LCL. Os ganhos são otimizados de forma *off-line* com base em um algoritmo PSO que minimiza o máximo raio dos polos de malha fechada, respeitando limites para o sinal de controle e para o sinal de saída. O controle proposto sintoniza os ganhos com base, simultaneamente, nas condições de rede forte e de rede mais fraca, sendo robusto a incertezas paramétricas. Desta forma, o controlador proposto supera limitações de controladores de tempo mínimo (*deadbeat*), que são muito sensíveis a incertezas paramétricas, e não garantem operação com limitação do sinal de controle e da variável de saída.

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. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, oct. 2006.
- [3] F. Blaabjerg and K. Ma, "Future on power electronics for wind turbine systems," *IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 139–152, 2013.
- [4] IEEE, "IEEE:1547 standard for interconnecting distributed resources with electric power systems," 2011.

- [5] Z. Zhang, W. Wu, Z. Shuai, X. Wang, A. Luo, H. S.-H. Chung, and F. Blaabjerg, "Principle and robust impedance-based design of grid-tied inverter with LLCL-filter under wide variation of grid-reactance," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4362–4374, 2019.
- [6] F. Mohammadi, B. Mohammadi-Ivatloo, G. B. Ghahrempetian, M. H. Ali, W. Wei, O. Erdiñç, and M. Shirkhani, "Robust control strategies for microgrids: A review," *IEEE Systems Journal*, 2021.
- [7] G. G. Koch, L. A. Maccari Jr., R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, "Robust \mathcal{H}_∞ State Feedback Controllers based on LMIs applied to Grid-Connected Converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 8, pp. 6021–6031, 2018.
- [8] C. R. D. Osório, G. G. Koch, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, "A Practical Design Procedure for Robust \mathcal{H}_2 Controllers Applied to Grid-Connected Inverters," *Control Eng. Practice*, vol. 92, p. 104157, 2019.
- [9] C. R. D. Osório, G. G. Koch, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, "Robust current control of grid-tied inverters affected by LCL filter soft-saturation," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6550–6561, Aug 2019.
- [10] L. C. Borin, C. R. D. Osório, G. G. Koch, R. C. Oliveira, and V. F. Montagner, "Realimentação parcial de estados baseada em LMIs para controle robusto de conversores conectados à rede," *Eletrônica de Potência*, vol. 26, no. 4, pp. 369–378, 2021.
- [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] 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*. IEEE, 2007, pp. 6067–6072.
- [13] T. P. Enderle, G. S. da Silva, C. Fischer, R. C. Beltrame, C. Rech, V. F. Montagner, and L. Schuch, "D-statcom applied to single-phase distribution networks: Modeling and control," in *38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON-2012)*, 2012.
- [14] 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.
- [15] A. Emami-Naeini and G. Franklin, "Deadbeat control and tracking of discrete-time systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 27, no. 1, pp. 176–181, 1982.
- [16] C. R. D. Osório, G. G. Koch, L. C. Borin, I. Cleveston, and V. F. Montagner, "Controlador robusto quasi-deadbeat e relaxações com aplicação em inversores conectados à rede," *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 3, pp. 320–329, 2018.
- [17] Q. Liu, T. Caldognetto, and S. Buso, "Stability analysis and auto-tuning of interlinking converters connected to weak grids," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 10, pp. 9435–9446, 2019.
- [18] K. Åström and B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice Hall, 1997.
- [19] K. Ogata, *Discrete-time control systems*. Prentice Hall, 1995.
- [20] A. Kawamura, T. Haneyoshi, and R. G. Hoft, "Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor," in *1986 IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC-1986*, 1986, pp. 576–583.
- [21] W. Jiang, W. Ma, J. Wang, L. Wang, and Y. Gao, "Deadbeat control based on current predictive calibration for grid-connected converter under unbalanced grid voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5479–5491, 2017.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] S. Zhao, F. Blaabjerg, and H. Wang, "An overview of artificial intelligence applications for power electronics," *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2020.
- [25] 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.