

COMPARAÇÃO ENTRE CONTROLADORES POR REALIMENTAÇÃO PARCIAL E TOTAL DE ESTADOS OTIMIZADOS PARA CONVERSORES CONECTADOS À REDE SUJEITOS A INCERTEZAS PARAMÉTRICAS

Everson Mattos¹, Lucas C. Borin¹, Paulo J. D. de O. Evald², Guilherme V. Hollweg³,
Vinícius F. Montagner¹

¹Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, Brasil

²Grupo de Sistemas Inteligentes e Controle (GSIC), Universidade Federal de Pelotas, Pelotas – RS, Brasil

³Department of Electrical and Computer Engineering (ECE), University of Michigan, Deaborn – MI, EUA

e-mail: everson.mattos@acad.ufsm.br, lukascielo@gmail.com, paulo.evald@gmail.com, guilherme.hollweg@gmail.com, vfmontagner@gmail.com

Resumo – Este artigo propõe uma comparação de técnicas de realimentação de estados, utilizando duas malhas de controle para a regulação das correntes de conversores conectados à rede por meio de filtro LCL. A malha interna visa ao amortecimento do pico de ressonância do filtro LCL e é implementada de duas formas diferentes: ou por uma realimentação total de estados, ou por uma realimentação parcial de estados, reduzindo o número de sensores. A malha externa utiliza a realimentação dos estados de controladores ressonantes para garantir rastreamento de referências senoidais para correntes e rejeição de distúrbios harmônicos provenientes das tensões da rede. Os ganhos das duas malhas de controle são sintonizados *off-line* por meio de um algoritmo de otimização por enxame de partículas, que se mostra eficaz para fornecer controladores que garantam estabilidade e desempenho otimizado frente a incertezas na impedância da rede e harmônicas na tensão de rede, garantindo correntes experimentais em conformidade com a norma IEEE 1547. A análise de desempenho dos controladores indica a superioridade do controlador com realimentação total de estados. Entretanto, os resultados da realimentação parcial também são satisfatórios para faixas estreitas de incerteza na impedância de rede.

Palavras-chave – Conversor Conectado à Rede, Controle Robusto, Otimização por Enxame de Partículas, Realimentação de Estados.

COMPARISON BETWEEN PARTIAL AND FULL STATE FEEDBACK CONTROLLERS OPTIMIZED FOR GRID-CONNECTED CONVERTERS SUBJECT TO PARAMETRIC UNCERTAINTIES

Abstract – This paper proposes a comparison between state feedback techniques using two control loops for current regulation of grid-connected converters with LCL filter. The inner loop aims at the damping of the resonance of the LCL filter and is implemented here in two different

ways: by means of a full state feedback, or by means of a partial state feedback, allowing to reduce the number of sensors. The external loop uses state feedback of resonant controllers in order to ensure the tracking of sinusoidal references for the currents, and the rejection of harmonic disturbances from the grid voltage. The gains of both control loops are tuned *off-line* by means of a particle swarm optimization algorithm, which is effective to provide controllers that allow stability and optimized performance against uncertainties in the grid impedance and harmonics, ensuring grid currents complying the IEEE 1547 Standard. A performance analysis of the controllers indicates the superiority of the controller based on full state feedback. However, the results with the controller based on partial state feedback are suitable for narrow intervals of uncertainty in the grid impedance.

Keywords – Grid-Connected Converter, Robust Control, Particle Swarm Optimization, State Feedback.

I. INTRODUÇÃO

Conversores conectados à rede (do inglês, *Grid-Connected Converters* – GCCs) são amplamente utilizados para fazer a interface entre fontes renováveis de energia e a rede [1]–[4]. Entre as funcionalidades destes conversores está o controle do fluxo de potência entre a fonte primária e a rede, o que pode ser feito por meio do controle das correntes injetadas na rede [5]. Para reduzir os harmônicos de tensões moduladas por largura de pulso (do inglês, *Pulse-Width Modulation* – PWM), geradas pelo inversor, é recorrente a utilização de filtros LCL nos GCCs, devido à capacidade de atenuação de 60 decibéis por década [6]. Entretanto, este filtro impõe um desafio no projeto de controle devido à presença de um pico de ressonância que precisa ser amortecido [7], pois esta perturbação pode deteriorar o desempenho do controle e causar instabilidade ao sistema em malha fechada. Um desafio adicional é o desconhecimento da impedância equivalente da rede no ponto de acoplamento comum (do inglês, *Point of Common Coupling* – PCC), que varia em função das cargas ou outros conversores conectados ou desconectados à rede. Neste sentido, é importante buscar um bom equilíbrio entre desempenho e estabilidade no projeto do controlador de corrente para operação em uma faixa de possíveis impedâncias

Manuscript received 10/01/2022; first revision 11/21/2022; accepted for publication 01/18/2023, by recommendation of Editor Telles Brunelli Lazzarin. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2023.1.0044>

da rede. Esta relação pode ser estabelecida no problema de projeto dos ganhos de controle de corrente de GCCs, considerando incertezas paramétricas, limites de estabilidade e índices de desempenho [8]–[17].

Embora os trabalhos supracitados apresentem resultados adequados utilizando técnicas clássicas para o projeto de controladores, o problema de projeto em geral não é expresso como um problema de otimização considerando diferentes condições de operação. Além disso, a obtenção destes controladores está fortemente relacionada à experiência do projetista, e não leva em consideração o aumento significativo da complexidade do projeto ao empregar um número maior de controladores ressonantes, por exemplo. Por outro lado, procedimentos sistemáticos de síntese de controladores robustos de corrente por meio de realimentação total de estados foram aplicados em GCCs com filtro LCL em diversos trabalhos na última década, tais como [18]–[22], com utilização de desigualdades matriciais lineares (do inglês, *Linear Matrix Inequalities* – LMIs) para o cômputo eficiente dos ganhos. Estes trabalhos consideraram a impedância de rede como um parâmetro incerto, representaram o conversor por um modelo politópico discreto incluindo o atraso na implementação do sinal de controle digital, além de permitirem a inclusão de um número arbitrário de controladores ressonantes. Para o projeto dos ganhos de controle por realimentação total de estados, foram utilizadas LMIs incluindo diferentes critérios de desempenho, produzindo correntes de rede com baixa distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion* – THD) e harmônicas individuais em conformidade com a norma IEEE 1547 [23].

Um ponto em comum nos trabalhos sobre LMIs supracitados é a alta eficiência computacional para a obtenção dos ganhos de controle, em que os resolvidores de LMIs podem computar os ganhos em tempos menores do que 1 segundo, de forma *off-line*. Entretanto, uma dificuldade de descrever o problema de projeto de controle como um problema de otimização convexa com restrições do tipo LMIs é que índices de desempenho e restrições de interesse prático, como um limitante superior para a THD, entre outros, levam a problemas de otimização não linear com restrições não lineares. No cenário em que o problema de projeto dos ganhos de um controlador pode ser descrito como um problema de otimização não linear com restrições, à medida que o número de estados da planta e do controlador aumentam, torna-se mais difícil a solução analítica do problema e também tornam-se computacionalmente inviáveis as buscas exaustivas dos ganhos de controle. Entretanto, é comum o caso em que a planta e o controlador podem ser simulados com boa precisão de forma recursiva, mesmo para sistemas de maior dimensão, o que permite uma sintonia adequada dos ganhos do controlador, verificando a estabilidade e otimizando o desempenho por meio de simulações numéricas.

Neste contexto de dificuldade de formulação e de solução analítica, meta-heurísticas (i.e. algoritmos de otimização de propósito geral) merecem especial atenção [24], [25]. A partir do estabelecimento de um vetor de variáveis de decisão (e.g. ganhos de realimentação de estados), da escolha de uma função custo que quantifica o desempenho do sistema

(e.g. integral do valor absoluto do erro (do inglês, *Integral of Absolute Error* – IAE) e da imposição de restrições (e.g. limite sobre os polos de malha fechada, limites sobre sinais de controle e variáveis de saída), meta-heurísticas são capazes de evoluir a partir dos dados resultantes de simulações recursivas de um modelo convergindo para ganhos otimizados em um tempo computacional razoável [26], [27]. Dentre as diversas meta-heurísticas, merece destaque o algoritmo de otimização por enxame de partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization* – PSO), devido à sua implementação simples, boa convergência, alta precisão, e seleção direta de parâmetros [28]. A utilização do PSO permite evitar buscas computacionais exaustivas para ganhos de controle otimizados, bem como evitar a necessidade de considerar abordagens analíticas mais complexas, tendo algumas aplicações eficazes em controle de GCCs, tais como em [29]–[32], o que merece maior aprofundamento em trabalhos de controle aplicado em conversores de potência.

Este artigo apresenta como principal contribuição uma comparação detalhada entre dois controladores robustos otimizados para regular as correntes injetadas na rede em uma estrutura com duas malhas de controle baseadas em realimentação de estados. A malha interna utiliza uma realimentação parcial ou total dos estados do filtro LCL, objetivando o amortecimento ativo dos polos marginalmente estáveis do filtro. Já a malha externa é baseada na realimentação dos estados de múltiplos controladores ressonantes, objetivando garantir rastreamento de referências senoidais e rejeição de distúrbios harmônicos. Os critérios de comparação utilizados neste trabalho são o fator de amortecimento dos autovalores da malha interna e um índice IAE de um ensaio típico de rastreamento de referências senoidais e rejeição de distúrbios, para a malha externa. Também são comparados os tempos de acomodação e os máximos sobressinais de um ensaio de variação do tipo degrau de potência ativa fornecida pelo GCC à rede. Para verificar a conformidade com a norma IEEE 1547 [23], são comparadas as correntes trifásicas injetadas na rede, com medida de THDs e de espectro harmônico.

Trabalhos existentes na literatura que utilizam PSO para obter realimentação de estados para o controle em tempo discreto de corrente de GCCs, tais como [29]–[32], encontram o vetor de ganhos em uma única etapa, visando minimizar critérios de erro padronizados (e.g. ISE, IAE, etc.) e garantir que os autovalores de um modelo aumentado permaneçam no círculo de raio unitário. Diferentemente da literatura, aqui o problema de projeto dos ganhos é realizado em duas etapas, permitindo ao PSO realizar buscas em espaços de menor dimensão, reduzindo o tempo computacional do projeto dos ganhos, o que pode ser considerado vantajoso em relação, por exemplo, aos trabalhos similares com PSO na literatura. Para validação prática, resultados experimentais são obtidos em um protótipo de 5,4 kW conectado à rede pública de distribuição, ilustrando a superioridade da abordagem aqui proposta sobre outros controladores por realimentação de estados na literatura, bem como indicando a possibilidade de utilização de realimentação parcial de estados com resultados satisfatórios.

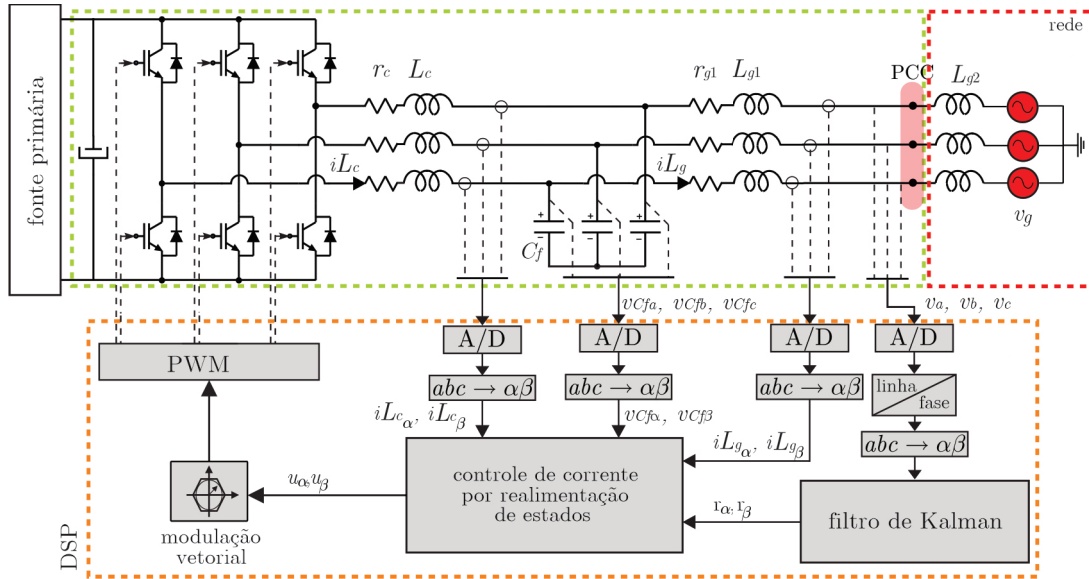


Fig. 1. Conversor conectado à rede por meio de filtro LCL.

II. MODELAGEM DA PLANTA

Considere o conversor trifásico conectado à rede apresentado na Figura 1, em que a rede é considerada como predominantemente indutiva. Assume-se que o sincronismo com a tensão no PCC e a regulação da tensão no barramento CC são garantidas por estratégias adequadas [2]. O objetivo aqui é controlar as correntes injetadas na rede, a partir das medidas das variáveis de estado do filtro LCL e da síntese das tensões de saída do inversor.

Para fins de modelagem da planta, assumindo que os parâmetros do filtro da rede são os mesmos para as três fases, e que não há caminho para a corrente de sequência zero, uma representação em espaço de estados no referencial estacionário pode ser escrita como dois sistemas monofásicos desacoplados (coordenadas α e β). O modelo para o eixo- α pode ser escrito como [2]

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha}(t) &= \mathbf{A}(L_g)\mathbf{x}_{\alpha}(t) + \mathbf{B}_u u_{\alpha}(t) + \mathbf{B}_w(L_g)v_{g\alpha}(t), \\ y_{\alpha}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}_{\alpha}(t), \end{aligned} \quad (1)$$

em que $\mathbf{x}_{\alpha} = [i_{L_{c\alpha}} \ v_{C_{f\alpha}} \ i_{L_{g\alpha}}]^T$, $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 1]$, e

$$\mathbf{A}(L_g) = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L_c} & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & -\frac{r_g}{L_g} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_w(L_g) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_g} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Neste modelo, $i_{L_{c\alpha}}$ é a corrente no indutor do lado do conversor, $v_{C_{f\alpha}}$ é a tensão sobre o capacitor do filtro, $i_{L_{g\alpha}}$ é a corrente injetada na rede, u_{α} é o sinal de controle e $v_{g\alpha}$ é a tensão da rede, que representa uma distúrbio exógeno periódico. Como um modelo idêntico a (1) pode ser usado para eixo- β , os subscritos α e β serão suprimidos deste ponto em diante.

As matrizes em (1) são escritas em função de L_g , sendo

$$L_g = L_{g1} + L_{g2}, \quad L_g \in [L_{gmin}, L_{gmax}], \quad (3)$$

considerando um parâmetro incerto, pois a indutância de rede L_{g2} é desconhecida na prática. Entretanto, estima-se que essa indutância é pertencente ao intervalo entre L_{g2min} e L_{g2max} .

Para um estudo de caso a ser utilizado no decorrer deste artigo, considere os parâmetros fornecidos na Tabela I, utilizados na literatura, por exemplo, em [1]. O projeto de controladores capazes de garantir estabilidade e desempenho para uma faixa de incertezas na impedância da rede será abordado a seguir, utilizando realimentação de estados.

TABELA I
Parâmetros da Planta

| Descrição e Símbolo e Unidade | |
|---|-----------------------|
| Indutância L_c e resistência r_c | 1 mH, 10 m Ω |
| Capacitância do filtro C_f | 62 μ F |
| Indutância L_{g1} e resistência r_g | 0,3 mH, 10 m Ω |
| Indutância da rede L_{g2} [L_{g2min} , L_{g2max}] | [0 mH, 1 mH] |
| Tensão do link CC V_{cc} | 400 V |
| Tensão da rede v_g | 110 V, 60 Hz |
| Frequência de amostragem f_s | 20040 Hz |
| Frequência de comutação f_{sw} | 10020 Hz |

III. PROCEDIMENTO DE PROJETO PROPOSTO E ESTUDO DE CASO

Para aplicar uma técnica 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 transporte proveniente da implementação digital, levando [19], [20], [33]

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{G}_d(L_g)\mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_{ud}u(k) + \mathbf{H}_{wd}(L_g)v_g(k), \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_d\mathbf{x}_d(k), \end{aligned} \quad (4)$$

em que $\mathbf{x}_d(k) = [i_{L_c}(k) \ v_{C_f}(k) \ i_{L_g}(k) \ \phi(k)]^T$. As matrizes

$\mathbf{G}_d(L_g)$, \mathbf{H}_{ud} , $\mathbf{H}_{wd}(L_g)$ e \mathbf{C}_d são dadas por

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

$$\mathbf{H}_{wd}(L_g) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{wd}(L_g) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_d = [0 \ 0 \ 1 \ 0], \quad (5)$$

com

$$\mathbf{A}_d(L_g) = e^{\mathbf{A}(L_g)T_s}, \quad \mathbf{B}_{ud}(L_g) = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_g)\tau} \mathbf{B}_u d\tau,$$

$$\mathbf{B}_{wd}(L_g) = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_g)\tau} \mathbf{B}_w(L_g) d\tau. \quad (6)$$

A estrutura de controle é mostrada na Figura 2. A malha interna é constituída por uma realimentação dos estados \mathbf{x}_d do filtro LCL, com vetor de ganhos \mathbf{K}_{sf} , com objetivo de amortecimento ativo da ressonância do filtro (maiores detalhes na Seção III.A). A malha externa é constituída pela realimentação dos estados $\boldsymbol{\rho}(k)$ de controladores ressonantes, com vetor de ganhos \mathbf{K}_r , cujos objetivos são o rastreamento de referências senoidais de corrente e a rejeição de distúrbios harmônicos (maiores detalhes na Seção III.B).

A. Projeto dos Ganhos da Malha Interna

A finalidade do controlador utilizado na malha interna é amortecer o pico de ressonância do filtro LCL, considerando L_g como um parâmetro incerto pertencente ao intervalo entre L_{gmin} a L_{gmax} . Para isso, duas estratégias de amortecimento ativo serão utilizadas aqui para fins de comparação de desempenho, sendo dadas por uma realimentação parcial de estados e por uma realimentação completa de estados. Na realimentação completa de estados, o ganho \mathbf{K}_{fsf} é composto por todos os estados do filtro LCL. Deste modo, a alocação dos polos em malha fechada pode ser realizada em qualquer posição dentro do círculo de raio unitário. Por outro lado, na realimentação parcial de estados, o estado associado à tensão no capacitor, v_{C_f} , é zerado. Neste cenário, o ganho \mathbf{K}_{psf} é capaz de controlar a relação entre as correntes i_{L_c} e i_{L_g} .

Neste sentido, considerando o diagrama de blocos da Figura 2, a seguinte lei de controle é utilizada

$$u(k) = u_{mi}(k) + u_{me}(k). \quad (7)$$

Para fins de projeto do controlador da malha interna, considere que $u_{me}(k) = 0$, e

$$u_{mi}(k) = \mathbf{K}_{sf} \mathbf{x}_d(k), \quad (8)$$

com

$$\mathbf{K}_{sf} = \mathbf{K}_{psf} = [k_{i_{L_c}} \ 0 \ k_{i_{L_g}} \ k_{\phi}], \quad (9)$$

no caso de realimentação parcial de estados, ou igual a

$$\mathbf{K}_{sf} = \mathbf{K}_{fsf} = [k_{i_{L_c}} \ k_{v_{C_f}} \ k_{i_{L_g}} \ k_{\phi}], \quad (10)$$

no caso de realimentação total de estados.

Sendo assim, a partir de (4), (7) e (8), pode-se escrever

$$\mathbf{x}_d(k+1) = \mathbf{G}_{mf}(\mathbf{K}_{sf}, L_g) \mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_{wd}(L_g) v_g(k), \quad (11)$$

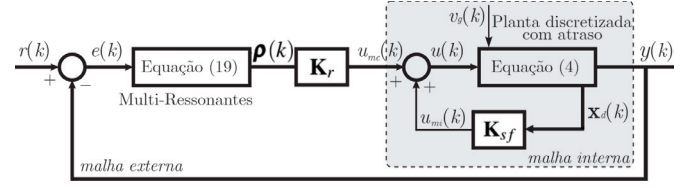


Fig. 2. Diagrama de blocos do sistema de controle, com malha interna para amortecimento ativo e malha externa para rastreamento de referências senoidais e rejeição de distúrbios harmônicos.

com

$$\mathbf{G}_{mf}(\mathbf{K}_{sf}, L_g) = \mathbf{G}_d(L_g) + \mathbf{H}_{ud} \mathbf{K}_{sf}. \quad (12)$$

Para obter uma solução otimizada para o vetor de ganhos de controle \mathbf{K}_{sf} considerando o parâmetro incerto L_g , será utilizado um algoritmo PSO [27], [28], apresentado no Apêndice I. Neste algoritmo, \mathbf{K}_{sf} é representado pela posição e uma partícula em um espaço de busca. Deste modo, o controlador otimizado \mathbf{K}_{sf}^* a ser obtido é a posição que minimiza uma função custo, a partir do seguinte problema de otimização

$$\mathbf{K}_{sf}^* = \arg \min_{\mathbf{K}_{sf} \in \mathcal{K}} FC_{mi}(\mathbf{K}_{sf}), \quad (13)$$

em que \mathcal{K} é o espaço de busca, definido como um hiper-retângulo, por exemplo, e a função custo da malha interna, FC_{mi} , é definida como

$$FC_{mi}(\mathbf{K}_{sf}) = \max(FC_{mi1}(\mathbf{K}_{sf}), FC_{mi2}(\mathbf{K}_{sf})), \quad (14)$$

sendo

$$FC_{mi1}(\mathbf{K}_{sf}) = \max \left\{ \left| \zeta(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmin}) - \zeta^* \right| FP_{mi}(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmin}), \right. \\ \left. FC_{mi2}(\mathbf{K}_{sf}) = \max \left\{ \left| \zeta(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmax}) - \zeta^* \right| FP_{mi}(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmax}). \right. \quad (15)$$

Em (15), o termo ζ^* é o valor de referência para o fator de amortecimento da malha interna, escolhido pelo projetista do controle entre 0 e 1. O termo ζ é o menor fator de amortecimento calculado para os autovalores da matriz de estados em (12), para um dado controlador \mathbf{K}_{sf} .

O termo FP_{mi} é um fator de penalização na função custo, relacionado com a estabilidade do sistema, calculado por

$$FP_{mi}(\mathbf{K}_{sf}, L_g) = \begin{cases} 1, & \text{se } \left\{ \begin{array}{l} \max |\lambda(\mathbf{G}_{mf}(\mathbf{K}_{sf}, L_g))| < 1 \\ \text{e } \Re(\lambda(\mathbf{G}_{mf}(\mathbf{K}_{sf}, L_g))) > 0,4 \end{array} \right\} \\ 10^{20}, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (16)$$

sendo 1 se todos os autovalores do sistema em malha fechada estiverem dentro do círculo unitário e se a parte real dos autovalores for maior que 0,4, para limitar a alocação de autovalores próximos a origem, evitando ganhos com valores elevados que podem ser inviáveis em aplicações práticas, ou 10^{20} caso contrário. A função FC_{mi1} calcula os termos (15) e (16) considerando L_{gmin} , e FC_{mi2} calcula os mesmos termos considerando L_{gmax} , e o maior valor entre FC_{mi1} e FC_{mi2} é considerado como a função custo (14).

A escolha da avaliação da função custo somente para os valores extremos de L_g se fundamenta na redução da carga computacional no projeto do controlador. Estes pontos se referem à operação com rede forte e com rede mais fraca, duas condições típicas de operação. Evita-se assim um maior tempo

computacional, que seria exigido para uma varredura fina em L_g no projeto dos ganhos de controle.

Para o projeto do controlador de realimentação parcial e do controlador por realimentação total de estados, foram usados os parâmetros da planta dados na Tabela I. O PSO foi executado por meio da função *particleswarm*, do MATLAB, com configuração *default* e limites para o espaço de busca definidos como $[-50, 50]$. O valor de referência ζ^* foi escolhido como 0,7. Para ambos os controladores, uma execução típica de PSO demanda aproximadamente 8 s, em um *notebook* Core i7, com 2,8 GHz e 16 GB de RAM, retornando os ganhos de controle apresentados na Tabela II. Os valores das funções custo da malha interna (FC_{mi}), na Tabela II indicam que a realimentação total de estados garante, no pior caso, um fator de amortecimento mais próximo de ζ^* do que a realimentação parcial de estados.

TABELA II
Ganhos dos Controladores da Malha Interna

| Controlador | Ganhos da malha interna (\mathbf{K}_{sf}^*) | | | | | FC_{mi} |
|--------------------------------|---|------|-------|-------|-------|-----------|
| Parcial (\mathbf{K}_{psf}) | -8,84 | 0,00 | 0,27 | -0,55 | 0,403 | |
| Total (\mathbf{K}_{fsf}) | -4,77 | 0,54 | -0,52 | -0,10 | 0,384 | |

Na Figura 3.a, pode-se observar que a posição dos autovalores de malha fechada para ambos os controladores indica a estabilidade para toda a faixa de incerteza da indutância da rede. A Figura 3.b apresenta os diagramas de Bode em malha aberta e de malha fechada para os controladores da malha interna, confirmando que os picos de ressonância do filtro são adequadamente amortecidos, para ambos os valores extremos de L_g .

Observe que uma vantagem do projeto com PSO em relação ao projeto convencional por alocação de polos utilizando a fórmula de Ackermann, por exemplo, é que o ganho de controle \mathbf{K}_{sf}^* é obtido considerando a operação com rede forte e rede mais fraca, simultaneamente, aproximando os autovalores de malha fechada ao máximo ao valor de referência do fator de amortecimento ζ^* , escolhido pelo projetista.

B. Projeto dos Ganhos da Malha Externa

Como o ganho de controle \mathbf{K}_{sf} já foi obtido de forma otimizada, agora a parcela da ação de controle

$$u_{me}(k) = \mathbf{K}_r \boldsymbol{\rho}(k), \quad (17)$$

em (7) é considerada, para o projeto da malha externa. Nessa malha, múltiplos controladores ressoantes são utilizados. Uma representação do controlador ressonante sintonizado na frequência fundamental, no espaço de estados, é dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{\rho}_1 \\ \dot{\rho}_2 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & -2\mu\omega \end{bmatrix}}^{\mathbf{R}^{(1)}} \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}^{\mathbf{S}^{(1)}} e, \quad (18)$$

em que ω é a frequência e μ é o fator de amortecimento, em geral, escolhido com valores pequenos (e.g. $\mu = 0,0001$).

A representação no espaço em estado de tempo discreto deste controlador ressonante pode ser escrita como [13], [20]

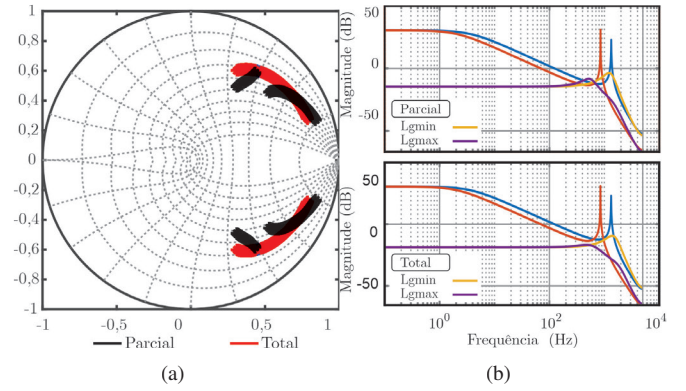


Fig. 3. Resultados obtidos para a malha interna: (a) posição dos autovalores considerando uma varredura fina em L_g ; (b) Diagrama de Bode de malha aberta e malha fechada, para L_{gmin} e L_{gmax} , mostrando o amortecimento do pico de ressonância.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k+1) &= \mathbf{R}_d^{(1)} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k) + \mathbf{S}_d^{(1)} e(k), \\ \mathbf{R}_d^{(1)} &= e^{\mathbf{R}^{(1)} T_s}, \quad \mathbf{S}_d^{(1)} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{R}^{(1)} \tau} \mathbf{S}^{(1)} d\tau. \end{aligned} \quad (19)$$

Esta formulação permite a extensão imediata para múltiplos controladores ressoantes para a aplicação no controle de corrente de GCCs. Assumindo harmônicos ímpares distorcendo a tensão da rede, ressoantes sintonizados nas frequências fundamental, quinta, sétima e décima primeira harmônicas, são dados por

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}^{(k+1)} \\ \boldsymbol{\rho}^{(5)}(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}^{(7)}(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}^{(11)}(k+1) \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R}_d^{(1)} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_d^{(5)} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_d^{(7)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_d^{(11)} \end{bmatrix}}^{\mathbf{R}_d} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k) \\ \boldsymbol{\rho}^{(5)}(k) \\ \boldsymbol{\rho}^{(7)}(k) \\ \boldsymbol{\rho}^{(11)}(k) \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{S}_d^{(1)} \\ \mathbf{S}_d^{(5)} \\ \mathbf{S}_d^{(7)} \\ \mathbf{S}_d^{(11)} \end{bmatrix}}^{\mathbf{S}_d} e(k). \quad (20)$$

Uma representação em espaço de estados do modelo aumentado do sistema (4) e em (20), é dada por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}(k+1) \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{G}_{mf}(\mathbf{K}_{sf}, L_g) & \mathbf{0} \\ -\mathbf{S}_d \mathbf{C}_d & \mathbf{R}_d \end{bmatrix}}^{\boldsymbol{\Lambda}(\mathbf{K}_{sf}, L_g)} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix} \\ &+ \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{ur} \\ \mathbf{H}_{ud} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}^{\mathbf{H}_{ur}} u_r(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{S}_d \end{bmatrix} r(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{wd}(L_g) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} v_g(k), \\ y(k) &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_d & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (21)$$

De forma semelhante ao projeto de controle de malha interna, os ganhos de controle ressoantes em \mathbf{K}_r^* são obtidos usando um algoritmo PSO. Para isso, considere que os ganhos são representados pela seguinte posição de uma partícula

$$\mathbf{K}_r = [k_{r1} \ k_{r2} \ k_{r3} \ k_{r4} \ k_{r5} \ k_{r6} \ k_{r7} \ k_{r8}], \quad (22)$$

em que k_{r1} e k_{r2} são os ganhos relativos aos estados do ressonante da fundamental, k_{r3} e k_{r4} são os ganhos relativos ao ressonante da quinta harmônica, k_{r5} e k_{r6} são os ganhos relativos ao ressonante da sétima harmônica, e k_{r7} e k_{r8} são

os ganhos do ressonante da décima primeira harmônica. Os elementos de (22) podem ser encontrados em um espaço de busca \mathcal{T} (e.g. um hiper-retângulo definido pelo projetista), sendo um ganho ótimo descrito como

$$\mathbf{K}_r^* = \arg \min_{\mathbf{K}_r \in \mathcal{T}} FC_{me}(\mathbf{K}_r). \quad (23)$$

A função custo da malha externa, $FC_{me}(\mathbf{K}_r)$, definida para o projeto de controle é dada por

$$FC_{me}(\mathbf{K}_r) = \max(FC_{me1}(\mathbf{K}_r), FC_{me2}(\mathbf{K}_r)), \quad (24)$$

sendo

$$\begin{aligned} FC_{me1}(\mathbf{K}_r) &= \text{IAE}(\mathbf{K}_r, L_{gmin}) FP_{me}(\mathbf{K}_r, L_{gmin}), \\ FC_{me2}(\mathbf{K}_r) &= \text{IAE}(\mathbf{K}_r, L_{gmax}) FP_{me}(\mathbf{K}_r, L_{gmax}). \end{aligned} \quad (25)$$

Visando otimizar o rastreamento de referência do sistema de controle e a rejeição de distúrbios, o primeiro termo em (25) refere-se à minimização a integral do erro em módulo, índice IAE, dado por

$$\text{IAE}(\mathbf{K}_r, L_g) = \sum_{k=0}^N |i_{ref}(k) - i_{L_g}(k)|. \quad (26)$$

Essa métrica foi escolhida por ser adequada para ensaios de rastreamento de referência que variam em amplitude, aplicadas a todos os tipos de dados [34], [35], e por resultar em ganhos com bom desempenho para o problema proposto. Para isso, o sistema é simulado considerando tensões de rede distorcidas, conforme mostrado na Figura 4.a, e o IAE é calculado usando o perfil de referência apresentado na Figura 4.b.

O termo $FP_{me}(\mathbf{K}_r, L_g)$ em (25) é um fator de penalização relacionado com a estabilidade do sistema aumentado em malha fechada, calculado como

$$FP_{me}(\mathbf{K}_r, L_g) = \begin{cases} 1, & \text{se } \max |\lambda(\mathbf{A}(\mathbf{K}_{sf}, L_g) + \mathbf{H}_{ur} \mathbf{K}_r)| < 1 \\ 10^{20}, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (27)$$

Para o projeto da malha externa, os limites do espaço de busca utilizados foram $[-50, 50]$, e as configurações *default* são usadas para executar a função *particleswarm*, do MATLAB. Então, aplicando o procedimento proposto, uma execução do PSO demanda cerca de 22 s, encontrando os ganhos de controle apresentados na Tabela III. Nesta tabela, ambos os ganhos são de realimentação total dos estados dos ressonantes, mas são identificados como *Parcial* e *Total* apenas para fazer uma relação com os ganhos da malha interna que foram utilizados na primeira etapa do projeto. Observa-se uma significativa melhora na FC_{me} com realimentação total de estados.

A Figura 5.a apresenta os autovalores do sistema em malha fechada com ambos os controladores para toda a faixa de incerteza da impedância da rede, em que é possível verificar que o sistema permanece estável, com autovalores dentro do

¹ Dell precision M4800, com 16 MB de RAM, processador Intel(R) Core(TM) i7-4810MQ, clock de 2,80 GHz.

TABELA III
Ganhos dos Controladores da Malha Externa para Realimentação Parcial e Total de Estados (\mathbf{K}_r^*)

| Controlador | Ganhos da malha externa (\mathbf{K}_r^*) | | | | | | | | FC_{me} |
|----------------|--|--------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-----------|
| <i>Parcial</i> | 29,82 | -30,00 | 5,34 | -5,65 | 3,68 | -5,49 | -8,89 | -1,72 | 4,721 |
| <i>Total</i> | 17,27 | -17,34 | 1,70 | -1,99 | -0,17 | -1,17 | -9,96 | 5,08 | 2,831 |

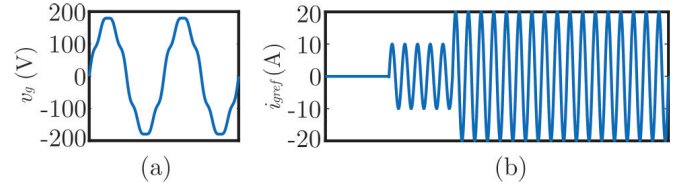


Fig. 4. Padrões utilizados para o cálculo do índice IAE: (a) tensão de rede distorcida; (b) perfil de referência de corrente da rede.

círculo de raio unitário.

A Figura 5.b apresenta os diagramas de Bode em malha fechada do sistema aumentado (21) para ambos os controladores, considerando como entrada v_g e saída i_{L_g} , mostrando boa rejeição de harmônicos nas frequências dos ressonantes, para ambos os valores extremos de L_g .

Em relação ao tempo computacional demandado por estratégias para a obtenção dos ganhos de controle por realimentação de estados, pode-se citar que:

- para uma técnica de discretização exaustiva, considerando que o controlador é composto por 12 ganhos de realimentação de estados que devem ser encontrados em um espaço de busca, assumindo que os ganhos variam entre -50 a 50, se o passo de discretização exaustiva for unitário, para a máquina utilizada¹ o tempo demandado é da ordem de 10^{18} segundos, indicando a inviabilidade desta técnica;
 - LMIs da literatura como [36]–[38] são capazes de fornecer ganhos por realimentação total de estados em tempo computacional muito baixo (menor que 1 s), mas não são capazes de encontrar ganhos por realimentação parcial de estados para os parâmetros da Tabela I;
 - o algoritmo PSO encontra ganhos de realimentação parcial [31] e total [32] de estados em uma única etapa de projeto. Todavia, o tempo computacional é maior do que o demandado pelo projeto em duas etapas proposto neste artigo. Destaca-se que com as mesmas configurações de [31] (e.g. coeficientes cognitivo e social iguais a 0,5, número de partículas 50, número de épocas 100) e utilizando a máquina¹, os tempos demandados para projeto dos ganhos foram de 56 s para [31] e 22 s para a proposta deste artigo, representando uma significativa redução no custo computacional do projeto.
- As vantagens de um algoritmo com carga computacional menor é a redução no tempo despendido na obtenção dos ganhos de controle, permitindo ao projetista validar o controlador mais rapidamente, o que pode representar economia de recursos humanos e/ou recursos materiais (i.e., menor número de horas por pessoa ou menor número de horas por máquina na tarefa de projeto do controlador).

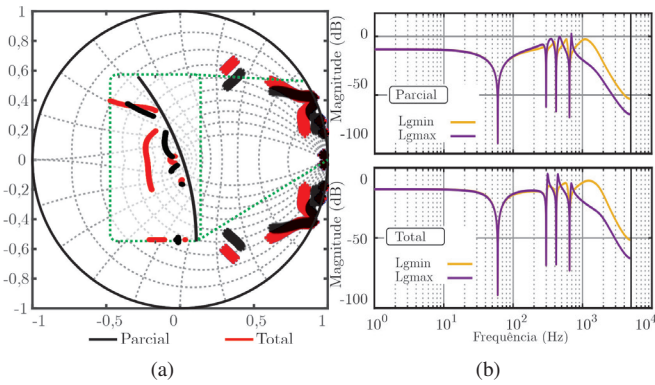


Fig. 5. Resultados obtidos para a malha externa: (a) posição dos autovalores para uma varredura fina em L_g , (b) Diagrama de Bode de indicando boa rejeição de harmônicas, para L_{gmin} e L_{gmax} .

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na seção anterior, modelos lineares em tempo discreto foram usados para orientar o PSO a encontrar os ganhos de controle. Agora, para testar a viabilidade prática dos controladores, resultados foram obtidos em um protótipo de 5,4 kW, apresentado na Figura 6, em que o sincronismo com as tensões no PCC é fornecida por um filtro de Kalman [39], e as tensões e correntes são convertidas em coordenadas $\alpha\beta$ por meio da transformada de Clarke. Para cada eixo $\alpha\beta$, é gerada uma referência de corrente, baseada na potência a ser injetada na rede [2]. Além disso, o atraso de implementação do sinal de controle digital também é considerado [33] e a modulação em espaço vetorial é usada para obter os sinais de acionamento dos interruptores do inversor [40].

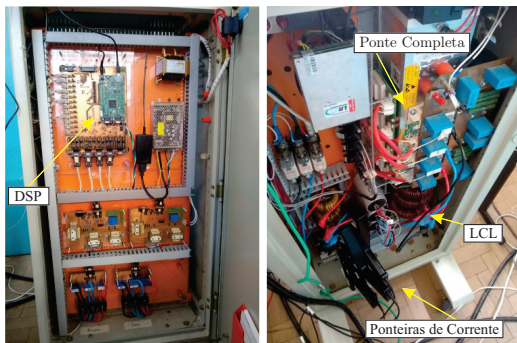


Fig. 6. Protótipo de conversor de 5,4 kW conectado à rede.

Primeiramente, um teste para verificar a estabilidade do sistema frente a variações na referência imposta para as correntes foi realizado. Para isso, a resposta das correntes trifásicas injetadas na rede foram obtidas para os controladores de realimentação parcial e de realimentação total de estados, projetados na Seção III, conforme pode ser observado nas Figuras 7.a e 7.b, respectivamente. Nestas, pode-se verificar que os controladores garantem estabilidade para todas as variações de referência impostas e também para uma variação abrupta de L_{gmin} para L_{gmax} .

As Figuras 8.a e 8.b apresentam o detalhamento das correntes trifásicas injetadas na rede em regime permanente, para ambos os controladores. Verifica-se que os controladores asseguram a estabilidade e uma boa qualidade das correntes

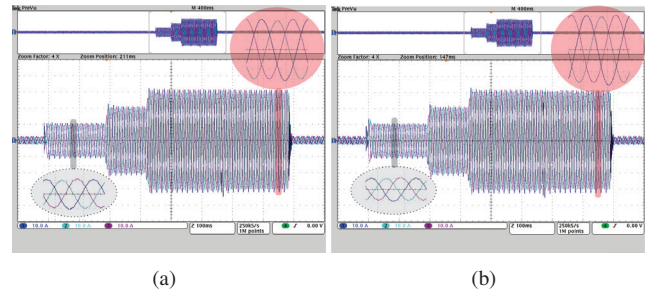


Fig. 7. Respostas transitórias e em regime permanente, em abc , para os controladores propostos com: (a) realimentação parcial de estados; (b) realimentação total de estados.

injetadas na rede. Isso pode ser comprovado pelas análises de espectros harmônicos e THDs mostradas na Figura 9.a, que indicam a conformidade com os limites prescritos na norma IEEE 1547 [23], e pelas THDs inferiores a 5%, também respeitando o limite estabelecido em [23]. Pela Figura 9.b, é possível notar que a menor THD ocorre para realimentação total de estados, com operação na potência nominal, conforme esperado. Também é possível notar que as THDs para a realimentação parcial são sempre maiores que os valores correspondentes para a realimentação total, conforme esperado, mas ambas as estratégias de controle fornecem THDs menores que 5%, estando em conformidade com a norma IEEE 1547.

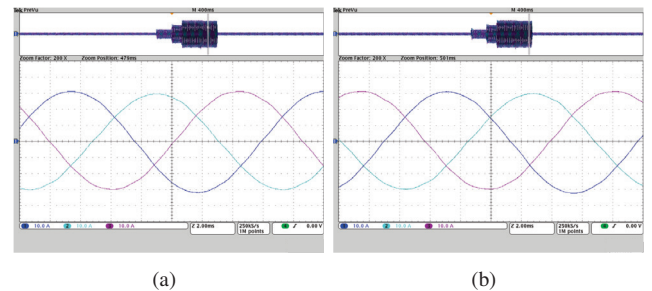


Fig. 8. Detalhamento das corrente trifásicas injetadas na rede, para os controladores operando em regime permanente com, (a) realimentação parcial de estados; (b) realimentação total de estados.

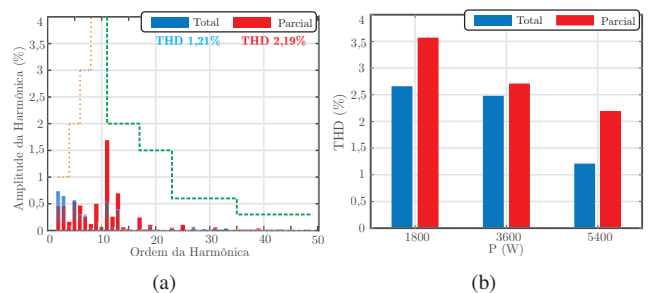


Fig. 9. (a) Amplitude das harmônicas individuais obtidas para o ensaio dado na Figura 8; (b) THDs em função das potências injetadas na rede.

Em seguida, utilizando o ensaio de variação de potência ativa mostrado na Figura 7, uma comparação foi realizada com base nas respostas transitórias em referencial síncrono. Para isso, as correntes em $\alpha\beta$ foram transformadas em correntes nos eixos- dq . O tempo de acomodação e o sobressinal foram

medidos para o eixo direto. As respostas são apresentadas nas Figuras 10.a e 10.b, para L_{gmax} e L_{gmin} , respectivamente.

É possível notar que os controladores garantem desempenhos similares para ambos os extremos da impedância de rede. O critério de erro de 5% no tempo de acomodação indica que o controle por realimentação total de estados é mais rápido que o controle por realimentação parcial, e também indica que ambos os controladores não apresentam sobressinal significativo.

Para uma comparação final, incluindo outras técnicas de realimentação de estados da literatura, foram computadas as seguintes métricas com os dados experimentais mostrados nesta seção: a norma euclidiana dos erros ($\|e_{\alpha\beta}\|$), a distorção harmônica de pior caso das correntes trifásicas (THD_{wc}) e o tempo de acomodação de pior caso nos ensaios de mudanças de amplitude das referências de corrente (T_{st}). Estas métricas foram computadas para os seguintes controladores por realimentação parcial e total de estados computados de acordo com os trabalhos: [31], [32], em que os ganhos são encontrados por meio de um PSO, em uma única etapa de projeto; [41], em que os ganhos são computados por meio de LMIs; e com os ganhos propostos identificados pelos termos $Parcial_{proposto}$ e $Total_{proposto}$. O resumo dessas métricas é apresentado na Tabela IV.

TABELA IV
Métricas para Comparação Quantitativa dos Controladores

| Controle | $\ e_{\alpha\beta}\ $ (A) | THD_{wc} (%) | T_{st} (ms) |
|----------------------------|---------------------------|----------------|---------------|
| Parcial [31] | 6,86 | 2,82 | 11 |
| Total [32] | 6,19 | 1,53 | 8 |
| $LMI_{Parcial}$ [31], [41] | - | - | - |
| LMI_{Total} [32], [41] | 5,81 | 1,59 | 6 |
| Parcial (proposto) | 6,79 | 2,19 | 16 |
| Total (proposto) | 5,70 | 1,21 | 8 |

É possível observar que os controladores por realimentação total de estados possuem melhores indicadores T_{st} , THD e $\|e_{\alpha\beta}\|$ em relação aos controladores com realimentação parcial de estados, como esperado. Também, nota-se que as LMIs de [41] não foram capazes de produzir ganhos de realimentação parcial de estados para esta faixa de incertezas. Por outro lado, o algoritmo PSO consegue obter ganhos por realimentação parcial de estados, tanto para o projeto em uma etapa como para o projeto em duas etapas, mas com vantagem

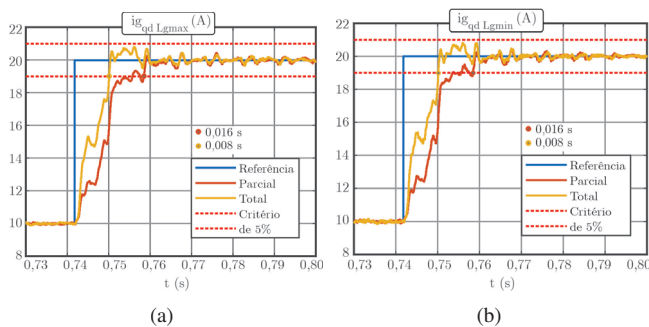


Fig. 10. Resultado experimental retirados dos buffers do DSP, que mostram a resposta em coordenadas dq para os cantroladores K_{psf} e K_{tsf} : (a) L_{gmax} e b) L_{gmin} .

para o projeto em duas malhas proposto neste artigo, que demanda um tempo computacional significativamente menor.

V. CONCLUSÃO

Neste artigo, foram comparados dois controladores de corrente por realimentação de estados robustos para GCCs com impedância da rede incerta no PCC. Os controladores foram otimizados por um algoritmo PSO a partir de modelos lineares, no espaço de estados e considerando rede com harmônicas e referência típicas para a corrente de rede. O primeiro controlador utiliza uma realimentação de todos os estados do filtro LCL para amortecer o pico de ressonância, enquanto o segundo controlador utiliza uma realimentação parcial dos estados, o que permite implementação com número reduzido de sensores. Ambas as estratégias também utilizam múltiplos controladores ressonantes para garantir o rastreamento de referências e rejeição de harmônicas.

Para os parâmetros da literatura utilizados para o GCC, pode-se concluir que o controlador por realimentação total de estados se mostrou superior em termos de valor de função custo, de melhor amortecimento dos polos, melhor rejeição de harmônicas (vide Tabela II e Figura 3), e também apresentou menor tempo de acomodação, menor THD, e índices de erro menores (vide Tabela IV). Embora o controlador por realimentação parcial de estados tenha desempenho inferior, os resultados experimentais indicam que este controlador é uma alternativa com desempenho satisfatório para faixas estreitas de incerteza paramétrica, que tem menor complexidade para a aplicação em GCCs, o que reduz o tempo de projeto e a quantidade de sensores necessários para sua aplicação experimental.

Por fim, cabe mencionar que a abordagem proposta utiliza apenas amortecimento ativo. Como perspectivas de trabalhos futuros, incluem-se realizar comparações com a realimentação parcial de estados utilizando outros estados do filtro LCL, bem como projetar, por meio da meta-heurística, um amortecimento passivo juntamente com os ganhos de controladores ressonantes.

APÊNDICE I – PSO PARA SINTONIA DE CONTROLADORES

PSO é uma meta-heurística baseada em população proposta em [28]. Para utilizar o PSO no problema aqui abordado, considere que um vetor de ganhos de controle K_{sf} ou K_r é representado pela posição da partícula s , que tem uma velocidade v associada a ela, dada por

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_n^m &= \begin{bmatrix} s_{n,1}^m & s_{n,2}^m & \cdots & s_{n,D}^m \end{bmatrix}, & n = 1, \dots, N \\ \mathbf{v}_n^m &= \begin{bmatrix} v_{n,1}^m & v_{n,2}^m & \cdots & v_{n,D}^m \end{bmatrix}, & m = 1, \dots, M, \end{aligned} \quad (28)$$

em que n é o índice das partículas, N é o número de partículas, m é a época atual, M é o número de épocas e D é a dimensão do espaço de busca.

Cada partícula n tem sua posição atual s_n^m atualizada para a próxima posição s_n^{m+1} usando as seguintes equações

$$\mathbf{s}_n^{m+1} = \mathbf{s}_n^m + \mathbf{v}_n^{m+1} \quad (29)$$

$$\mathbf{v}_n^{m+1} = \mathbf{v}_n^m w^m + \eta_1 r_1 (\mathcal{P}_{n,best} - \mathbf{s}_n^m) + \eta_2 r_2 (\mathcal{G}_{best} - \mathbf{s}_n^m), \quad (30)$$

em que η_1 é o coeficiente cognitivo, η_2 é o coeficiente social, $\mathcal{P}_{n,best}$ é a posição com melhor *fitness* encontrada pela partícula n , \mathcal{G}_{best} é a posição com melhor *fitness* encontrada considerando todas as partículas, r_1 e r_2 são números reais entre 0 e 1, e w^m é a inércia.

O critério usual de parada é atingir M épocas ou parar por uma estagnação do *fitness*. Aqui, o PSO é executado usando a função *particleswarm*, do MATLAB. Para mais detalhes sobre a execução do PSO e seleção de parâmetros, veja [27], [28].

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 e 309536/2018-9), CAPES (23038.000776/2017-54), e FAPERGS (17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

- [1] C. R. D. Osório, G. G. Koch, I. Cleveston, L. C. Borin, F. H. Dupont, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “Otimização multiobjetivo para controle robusto aplicado a inversores conectados à rede”, *Eletrônica de Potência*, vol. 24, no. 1, Mar. 2018.
- [2] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, John Wiley & Sons, Jan. 2011.
- [3] Q. Liu, T. Caldognetto, S. Buso, “Stability Analysis and Auto-Tuning of Interlinking Converters Connected to Weak Grids”, *IEEE Trans on Power Elec*, vol. 34, no. 10, pp. 9435–9446, Fev. 2019.
- [4] C. R. D. Osorio, G. G. Koch, L. C. Borin, I. Cleveston, V. F. Montagner, “A robust quasi-deadbeat controller and relaxations applied to grid-connected inverters”, *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 3, Abr. 2018.
- [5] Z. Zhang, W. Wu, Z. Shuai, X. Wang, H. Chung, A. Luo, F. Blaabjerg, “Principle and robust impedance-based design of GTI with LLCL-filter under wide variation of grid-reactance”, *IEEE Trans on Power Elec*, vol. 34, no. 5, pp. 4362–4374, Ago. 2019.
- [6] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, S. M. Muyeen, “LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems”, *IEEE Trans on Ind Applic*, vol. 50, no. 2, pp. 1225–1232, Jul. 2014.
- [7] W. Zhao, G. Chen, “Comparison of active and passive damping methods for application in high active power filter with LCL-filter”, in *Int. Conf. on Sustainable Power Gen. and Supply*, pp. 1–6, Abr. 2009.
- [8] M. Liserre, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, “Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values”, *IEEE Trans on Power Elec*, vol. 21, no. 1, pp. 263 – 272, Jan. 2006.
- [9] C. Zou, B. Liu, S. Duan, R. Li, “Influence of Delay on System Stability and Delay Optimization of Grid-Connected Inverters With LCL Filter”, *IEEE Trans on Ind Informatics*, vol. 10, pp. 1775–1784, Ago. 2014.
- [10] M. B. Said-Romdhane, M. W. Naouar, I. Slama-Belkhdja, E. Monmasson, “Robust Active Damping

Methods for LCL Filter-Based Grid-Connected Converters”, *IEEE Trans on Power Elec*, vol. 32, no. 9, pp. 6739–6750, Sep. 2017.

- [11] M. Lu, A. Al-Durra, S. M. Muyeen, S. Leng, P. C. Loh, F. Blaabjerg, “Benchmarking of Stability and Robustness Against Grid Impedance Variation for LCL-Filtered Grid-Interfacing Inverters”, *IEEE Trans on Power Elec*, vol. 33, pp. 9033–9046, Oct. 2018.
- [12] J. Xu, S. Xie, B. Zhang, Q. Qian, “Robust Grid Current Control with Impedance-Phase Shaping for LCL-Filtered Inverters in Weak and Distorted Grid”, *IEEE Trans on Power Elec*, pp. 1–1, Fev. 2018.
- [13] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, P. Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters”, *IEE Proc of Elec Power App*, vol. 153, pp. 750–762, Sep. 2006.
- [14] L. F. Pereira, A. S. Bazanella, “Tuning rules for proportional resonant controllers”, *IEEE Trans on Control Systems*, vol. 23, pp. 2010–2017, Fev. 2015.
- [15] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan, K. Weng, “Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor-Current-Feedback Active-Damping”, *IEEE Trans on Power Elec*, vol. 29, no. 3, pp. 1239–1253, Mar. 2014.
- [16] X. Ruan, X. Wang, D. Pan, D. Yang, W. Li, C. Bao, *Control techniques for LCL-type grid-connected inverters*, Springer, Jan. 2018.
- [17] G. Shen, X. Zhu, J. Zhang, D. Xu, “A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverter”, *IEEE Trans on Ind Elec*, vol. 57, no. 6, pp. 2033–2041, Jun. 2010.
- [18] L. A. Maccari Jr., J. R. Massing, L. Schuch, C. Rech, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “LMI-Based Control for GCCs With LCL Filters Under Uncertain Parameters”, *IEEE Trans on Power Elec*, vol. 29, no. 7, pp. 3776–3785, Jul. 2014.
- [19] L. A. Maccari Jr., H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “Robust pole location with experimental validation for three-phase grid-connected converters”, *Control Eng Prac*, vol. 59, pp. 16–26, Fev. 2017.
- [20] G. G. Koch, L. A. Maccari Jr., R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “Robust \mathcal{H}_∞ State Feedback Controllers based on LMIs applied to Grid-Connected Converters”, *IEEE Trans on Ind Elec*, vol. 66, no. 8, pp. 6021–6031, Sep. 2018.
- [21] C. R. D. Osório, G. G. Koch, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “A Practical Design Procedure for Robust \mathcal{H}_2 Controllers Applied to Grid-Connected Inverters”, *Control Eng Practice*, vol. 92, pp. 1896–1906, Nov. 2019.
- [22] C. R. D. Osório, G. G. Koch, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “Robust Current Control of Grid-Tied Inverters Affected by LCL Filter Soft-Saturation”, *IEEE Trans on Ind Elec*, vol. 67, no. 8, pp. 6550–6561, Ago. 2019.
- [23] IEEE:1547, *Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems*, Fev. 2018.
- [24] M. Okwu, L. Tartibu, *Metaheuristic Optimization: Nature-Inspired Algorithms Swarm and*

Computational Intelligence, Theory and Applications, Springer, Jan. 2021.

- [25] A. Sharma, A. Sharma, J. K. Pandey, M. Ram, *Swarm Intelligence: Foundation, Principles, and Engineering Applications*, CRC Press, Fev. 2022.
- [26] S. E. De León-Aldaco, H. Calleja, J. A. Alquicira, “Metaheuristic optimization methods applied to power converters: A review”, *IEEE Trans on Power Elec*, vol. 30, no. 12, pp. 6791–6803, Dez. 2015.
- [27] S. Zhao, F. Blaabjerg, H. Wang, “An overview of artificial intelligence applications for power electronics”, *IEEE Trans on Power Elec*, Sep. 2020.
- [28] R. Eberhart, J. Kennedy, “A new optimizer using particle swarm theory”, in *Sixth Int. Symposium on Micro Machine and Human Science*, pp. 39–43, IEEE, Oct. 1995.
- [29] B. Ufnalski, A. Kaszewski, L. M. Grzesiak, “Particle Swarm Optimization of the Multioscillatory LQR for a Three-Phase Four-Wire Voltage-Source Inverter With an LC Output Filter”, *IEEE Trans on Ind Elec*, vol. 62, no. 1, pp. 484–493, Jan. 2015.
- [30] G. G. Koch, C. R. D. Osório, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “Design Procedure Combining Linear Matrix Inequalities and Genetic Algorithm for Robust Control of GCCs”, *IEEE Trans on Ind Appl*, vol. 56, no. 2, pp. 1896–1906, Dez. 2019.
- [31] L. C. Borin, C. R. D. Osório, G. G. Koch, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “Partial State Feedback Based on LMIs for Robust Control of GTIs”, *Eletrônica de Potência*, vol. 26, Dez. 2021.
- [32] L. C. Borin, C. R. D. Osório, G. G. Koch, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “Robust Control of GTIs under wide grid impedance ranges: An approach combining metaheuristics and LMIs”, *Control Eng Prac*, vol. 120, Mar. 2022.
- [33] K. Astrom, B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*, Prentice Hall, Dez. 1997.
- [34] F. G. Shinskey, “Process Control: As Taught vs as Practiced”, *Industrial & Engineering Chemistry Research*, vol. 41, pp. 3745–3750, Nov. 2002.
- [35] P. D. Domanski, *Control Performance Assessment: Theoretical Analyses and Industrial Practice*, Springer, Jan. 2020.
- [36] M. Ait-Rami, L. El Ghaoui, “LMI optimization for nonstandard Riccati equations arising in stochastic control”, *IEEE Trans on Automatic Control*, vol. 41, pp. 1666–1671, Nov. 1996.
- [37] K. A. Barbosa, A. T. C. E. de Souza, “Robust \mathcal{H}_2 filtering for uncertain linear systems: LMI based methods with parametric Lyapunov functions”, *Systems & Control Letters*, vol. 54, no. 3, pp. 251–262, Mar. 2005.
- [38] R. A. Borges, V. F. Montagner, R. C. L. F. Oliveira, P. L. D. Peres, P. J. Bliman, “Parameter-dependent \mathcal{H}_2 and \mathcal{H}_∞ filter design for linear systems with arbitrarily time-varying parameters in polytopic

domains.”, *Signal Processing*, vol. 88, pp. 1801–1816, Jul. 2008.

- [39] R. Cardoso, R. F. de Camargo, H. Pinheiro, H. A. Gründling, “Kalman filter based synchronisation methods”, *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 2, no. 4, pp. 542–555, Jul. 2008.
- [40] D. G. Holmes, T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, Wiley-IEEE Press, Jan. 2003.
- [41] J. Daafouz, J. Bernussou, “Poly-quadratic stability and \mathcal{H}_∞ performance for discrete systems with time varying uncertainties”, in *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 1, pp. 267–272, Dez. 2001.

DADOS BIOGRÁFICOS

Everson Mattos possui Graduação em Engenharia Elétrica (1999) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e Mestrado (2016) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), onde atualmente realiza o Doutorado em Engenharia Elétrica, atuando junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC).

Lucas Cielo Borin possui Graduação em Engenharia de Computação (2018) e Mestrado em Engenharia Elétrica (2020) pela Universidade Federal de Santa Maria, onde atualmente realiza o Doutorado em Engenharia Elétrica, atuando junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle. Suas áreas de interesse incluem algoritmos de otimização, controle robusto e controle aplicado em eletrônica de potência.

Paulo Jefferson Dias de Oliveira Evald recebeu o título de Engenheiro de Automação e Mestre em Engenharia de Computação pela Universidade Federal do Rio Grande (FURG) em 2016 e 2018, respectivamente. Ele também recebeu o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria em 2021. Atualmente é Professor Adjunto na Universidade Federal de Pelotas, integrante do Grupo de Sistemas Inteligentes e Controle. Suas principais áreas de pesquisa são: controladores robustos adaptativos, sistemas de energia renováveis e controle de sistemas conectados à rede.

Guilherme Vieira Hollweg recebeu seu B.Sc, M.Sc., e Ph.D. em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Maria, em 2016, 2019, e 2021, respectivamente. Atualmente, é *Research Fellow* e *Adjunct Lecturer* na University of Michigan-Dearborn. Seus principais tópicos de pesquisa são teoria e aplicações de controle adaptativo, eletrônica de potência e algoritmos de otimização.

Vinícius Foletto Montagner é Engenheiro Eletricista (1996) e Mestre (2000) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, e Doutor (2005) pela Universidade Estadual de Campinas. Atualmente é professor da Universidade Federal de Santa Maria. Seus interesses de pesquisa incluem controle robusto e aplicações de controle em eletrônica de potência.