

REALIMENTAÇÃO PARCIAL DE ESTADOS BASEADA EM LMIs PARA CONTROLE ROBUSTO DE CONVERSORES CONECTADOS À REDE

Lucas C. Borin¹, Caio R. D. Osório¹, Gustavo G. Koch², Ricardo C. L. F. Oliveira³
e Vinícius F. Montagner¹

¹Universidade Federal de Santa Maria – UFSM, Santa Maria, RS, Brasil

²Universidade Federal do Rio Grande do Sul – UFRGS, Porto Alegre, RS, Brasil

³Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas, SP, Brasil
e-mail: lukascielo@gmail.com

Resumo – Este trabalho propõe um procedimento para obter ganhos robustos de realimentação parcial de estados para controle das correntes de conversores conectados à rede com incertezas paramétricas. Controladores por realimentação parcial de estados permitem diminuir o número de sensores, produzindo respostas de boa qualidade com menor custo de implementação. Neste cenário, condições de projeto baseadas em LMIs podem fornecer resultados conservadores devido a restrições de estrutura (e.g., diagonal) que devem ser impostas nas variáveis de otimização. Em contrapartida, LMIs de análise são menos conservadoras e podem prover um certificado de estabilidade robusta do sistema em malha fechada de forma eficiente para um dado controlador. Como contribuição, é proposto aqui um procedimento de projeto para encontrar ganhos de realimentação parcial de estados otimizados, combinando uma meta-heurística com uma LMI de análise, para prover uma garantia teórica de estabilidade. Um estudo de caso mostra a vantagem da proposta em relação a LMIs de síntese para obter ganhos de realimentação parcial de estados. Resultados em tempo real mostram a superioridade do controlador proposto quando comparado a um controlador proporcional-integral da literatura. Resultados experimentais em protótipo de padrão industrial confirmam a viabilidade prática da proposta, com respostas em conformidade com a norma IEEE 1547.

Palavras-chave – Controle robusto, Conversor conectado à rede, Desigualdades matriciais lineares, Meta-heurísticas, Realimentação parcial de estados.

PARTIAL STATE FEEDBACK BASED ON LMIs FOR ROBUST CONTROL OF GTIs

Abstract – This work proposes a procedure to obtain robust partial state feedback gains for current control of grid-tied inverters with uncertain parameters. Partial state feedback controllers allow to reduce the number of sensors, providing suitable responses with lower implementation cost. In this scenario, design conditions based on LMIs can provide conservative results due to structural constraints (e.g., diagonal) that must be imposed

on the optimization variables. On the other hand, LMIs of analysis are less conservative and can provide a certificate of robust stability for the closed-loop system with a given controller. As a contribution, it is proposed here a design procedure to search for optimized partial state feedback gains, combining a metaheuristic and an LMI of analysis, to provide a theoretical certificate of robust stability. A case study shows the advantage of the proposal in relation to LMIs of synthesis in obtaining partial state feedback gains. Real time results show superiority of the proposed controller in comparison to a proportional-integral controller in the literature. Experimental results in an industrial prototype confirm the practical viability of the proposal, with responses complying with the IEEE 1547 Standard.

Keywords – Grid-tied inverters, Linear matrix inequalities, Metaheuristics, Partial state feedback, Robust control.

I. INTRODUÇÃO

No cenário de geração distribuída e de integração de fontes renováveis de energia, o controle de corrente de inversores conectados à rede (do inglês, *Grid-Tied Inverters* - GTIs) é fundamental para regular o fluxo de potência entre as fontes primárias e a rede elétrica, e também para permitir injetar correntes em conformidade com limites de conteúdo harmônico prescritos por normas pertinentes, entre outras características [1], [2]. Dentre as técnicas de controle linear aplicadas no cenário de GTIs, podem-se destacar os controladores proporcional-integral (PI) [3], [4], proporcional ressonante (PR) [5] e por realimentação de estados [6]–[8]. A técnica de controle por realimentação de estados é atrativa do ponto de vista da obtenção de controladores ótimos, dispondo de várias ferramentas de projeto na literatura como, por exemplo, o regulador linear quadrático (do inglês, *Linear Quadratic Regulator* - LQR) [9], [10]. Para aplicação dessa técnica, em geral um vetor de ganhos fixos é obtido para um modelo linear nominal do sistema, e análises de robustez para variações paramétricas são realizadas após o projeto [7], [8].

Um problema típico de GTIs com filtro LCL é a operação com impedâncias de rede incertas no ponto de acoplamento comum (do inglês, *Point of Common Coupling* - PCC), o que leva a uma frequência de ressonância variável, dificultando o projeto de controladores capazes de prover amortecimento ativo adequado para toda uma faixa de incertezas na

Manuscript received 05/10/2021; first revision 08/31/2021; accepted for publication 11/01/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. "http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.4.0011"

rede. Neste cenário, tornam-se importantes as técnicas por realimentação de estados robustas baseadas em desigualdades matriciais lineares (do inglês, *Linear Matrix Inequalities - LMIs*) [11]–[13], uma vez que são capazes de fornecer solução ótima global em tempo polinomial por meio de softwares especializados (e.g., *LMI Control Toolbox*, do MATLAB) [14]. No entanto, as condições de síntese de ganhos de realimentação de estados baseadas em LMIs para sistemas incertos são apenas suficientes, e o nível de conservadorismo pode aumentar significativamente dependendo do número de variáveis de estado ou com o aumento da faixa de incertezas paramétricas na planta. Outra característica da técnica de controle por realimentação de estados é o maior número de sensores necessários para implementação em relação a outras técnicas, como por exemplo, PIs e PRs, o que pode aumentar os custos de implementação do controle.

É possível implementar controladores por realimentação de estados com número reduzido de sensores utilizando observadores de estados ou realimentação parcial de estados. Esta última alternativa não foi extensivamente explorada na literatura para GTIs, destacando-se alguns trabalhos baseados em LMIs. Por exemplo, LMIs são utilizadas para obter controladores robustos para a regulação das correntes no lado do conversor, em [15], e para a regulação das correntes de rede, em [16]. No entanto, para obter ganhos de realimentação parcial de estados por meio de LMIs, é necessário impor restrições de estrutura (por exemplo, diagonal) nas variáveis de decisão do problema, resultando em condições apenas suficientes para a estrutura desejada do ganho. Isso pode aumentar significativamente o conservadorismo dos resultados, levando à infactibilidade frequente de LMIs de síntese quando utilizadas no cenário de realimentação parcial (mesmo quando um ganho factível existe), especialmente em intervalos maiores de incerteza paramétrica.

Por outro lado, as condições de análise de estabilidade com base em LMIs atingiram um alto nível de maturidade e, atualmente, existem condições que permitem avaliar a estabilidade robusta do sistema de malha fechada para um determinado controlador de maneira eficiente e com nível de precisão arbitrário [17], [18]. LMIs de análise foram exploradas em GTIs, por exemplo, em [19], [20]. Em [19], estas condições são utilizadas para certificar a estabilidade robusta de ganhos obtidos utilizando um algoritmo de otimização por enxame de partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization - PSO*), para o caso de ganhos de realimentação completa de estados. Já em [20], um controlador por realimentação parcial de estados para regular as correntes da rede é projetado por meio de um algoritmo genético (do inglês, *Genetic Algorithm - GA*) multiobjetivo, e LMIs de análise são utilizadas para certificar a robustez do sistema. Este algoritmo é mais complexo do que o PSO, demandando do projetista a escolha do ganho ótimo a partir de fronteiras de Pareto. Em [19], [20], é importante observar que a estabilidade robusta é avaliada após a obtenção dos ganhos (i.e., após o final da execução das meta-heurísticas), o que pode levar à necessidade de múltiplas execuções do algoritmo, até obter um controlador que seja certificado como estabilizante pelas LMIs de análise. Nesta direção, a utilização de meta-heurísticas de mais rápida execução, como o PSO,

em combinação com LMIs de análise como parte da função objetivo ou das restrições do problema de otimização, é um ponto de grande interesse e que merece atenção.

O presente artigo propõe um procedimento para obtenção de controladores robustos por realimentação parcial de estados baseado na combinação do algoritmo PSO e de LMIs de análise de estabilidade robusta. O PSO é utilizado para encontrar ganhos com desempenho dinâmico otimizado, pela minimização do erro de rastreamento, respeitando limites para a resposta em frequência do sinal de controle para a saída corrente da rede. A factibilidade de LMIs de análise é incluída como um fator de penalização na função objetivo, permitindo considerar, na evolução do PSO, a certificação teórica da estabilidade robusta do sistema em malha fechada operando sob incertezas e possíveis variações paramétricas. Como vantagem, o procedimento proposto é capaz de encontrar ganhos por realimentação parcial de estados para faixas maiores de incerteza paramétrica em comparação a LMIs de síntese que utilizam restrições de estrutura (como bloco diagonal) nas variáveis matriciais. Simulações em tempo real validam o controlador obtido por meio do procedimento proposto para toda uma faixa de incertezas, indicando superioridade em relação ao desempenho de um controlador PI com o mesmo número de sensores. Resultados experimentais obtidos em protótipo confirmam o desempenho adequado do controlador proposto, indicando sua viabilidade como alternativa de projeto de realimentação parcial de estados.

II. PROBLEMA 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 robusto das correntes da rede por meio de realimentação parcial de estados, em que o ganho relacionado à tensão no capacitor, v_c , é zerado, o que possibilita computar a lei de controle sem a medição deste estado, e permitindo obter amortecimento ativo adequado e robustez contra a incerteza na rede. Esta escolha é interessante do ponto de vista de redução de sensores, uma vez que além da medida da variável a ser controlada, i_g , necessita-se apenas da medida das correntes do lado do conversor, disponíveis em *drivers* industriais para fins de proteção dos semicondutores. Assume-se que algoritmos adequados garantem tensão do barramento V_{dc} estabilizada e sincronismo com as tensões da rede no PCC [21].

Considerando que o sistema trifásico ilustrado na Figura 1 é equilibrado e que não há corrente no eixo-0, uma representação em espaço de estados da planta com referencial em coordenadas estacionárias pode ser escrita como dois

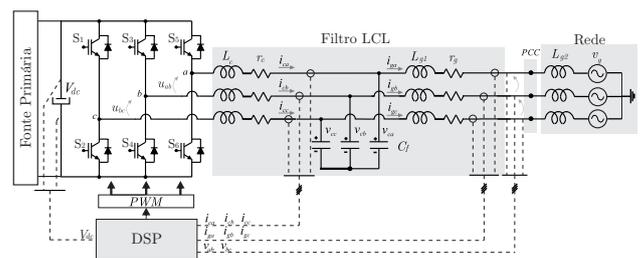


Fig. 1. Conversor conectado à rede por meio de um filtro LCL.

sistemas monofásicos desacoplados. Por exemplo, para o eixo- α , o modelo da planta é dado por

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

com

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

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{x}_\alpha = \begin{bmatrix} i_{c\alpha} & v_{c\alpha} & i_{g\alpha} \end{bmatrix}^T, L_g = L_{g1} + L_{g2}.$$

Neste modelo, $i_{c\alpha}$ é a corrente no indutor do lado do conversor, $v_{c\alpha}$ é a tensão sobre o capacitor, $i_{g\alpha}$ é a corrente injetada na rede, u_α é o sinal de controle e $v_{g\alpha}$ é a tensão da rede, que aqui representa um distúrbio. Uma vez que um modelo idêntico a (1) pode ser utilizado para o eixo- β , os subscritos α e β serão suprimidos a partir deste ponto.

Assuma agora que L_{g2} é um parâmetro incerto cujos valores extremos são conhecidos, levando ao parâmetro intervalar $L_g \in [L_{gmin}, L_{gmax}]$ [22]. Neste cenário, um modelo politópico para as matrizes em (1) pode ser obtido, consistindo na combinação convexa de um conjunto de modelos lineares. Esta representação é adequada para tratar de sistemas que possuem parâmetros incertos, permitindo, por exemplo, obter conclusões sobre a estabilidade em malha fechada para todo o intervalo de incertezas, analisando apenas um conjunto finito de modelos lineares (vértices) [14].

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 [23]. Além disso, a partir do princípio do modelo interno, controladores ressonantes são incluídos, a fim de rastrear referências senoidais e rejeitar distúrbios harmônicos. Assim, um modelo politópico aumentado pode ser escrito como [24]

$$\begin{aligned} \rho(k+1) &= \mathbf{G}(\theta)\rho(k) + \mathbf{H}_u u(k) + \mathbf{H}_d(\theta)v_g(k) + \mathbf{H}_r i_{ref}(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}_d \rho(k) = i_g(k) \end{aligned} \quad (2)$$

com

$$\mathbf{G}(\theta) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d(\theta) & \mathbf{B}_{ud}(\theta) & \mathbf{0}_{3 \times 2n} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & 0 & \mathbf{0}_{1 \times 2n} \\ -\mathbf{T}_{2n \times 1} \mathbf{C} & \mathbf{0}_{2n \times 1} & \mathbf{R}_{2n \times 2n} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 1 \\ \mathbf{0}_{2n \times 1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_d(\theta) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{dd}(\theta) \\ 0 \\ \mathbf{0}_{2n \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 0 \\ \mathbf{T}_{2n \times 1} \end{bmatrix}, \rho(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \varphi(k) \\ \xi(k) \end{bmatrix}, \mathbf{C}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ 0 \\ \mathbf{0}_{2n \times 1} \end{bmatrix}^T.$$

As matrizes $\mathbf{A}_d(\theta)$, $\mathbf{B}_{ud}(\theta)$ e $\mathbf{B}_{dd}(\theta)$ são obtidas a partir do sistema em (1), que é discretizado para os valores extremos de L_g e expresso pelas combinações convexas

$$(\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_{ud}, \mathbf{B}_{dd})(\theta) = \sum_{i=1}^2 \theta_i (\mathbf{A}_{di}, \mathbf{B}_{udi}, \mathbf{B}_{ddi}), [\theta_1, \theta_2] \in \Theta \quad (3)$$

$$\Theta \triangleq \{\theta \in \mathbb{R}^2 : \theta_1 + \theta_2 = 1, \theta_i \geq 0, i = 1, 2\}.$$

em que, a partir de (1), tem-se

$$\mathbf{A}_{di} = e^{\mathbf{A}_i T_s}, \mathbf{B}_{udi} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_i \tau} \mathbf{B}_u d\tau, \mathbf{B}_{ddi} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_i \tau} \mathbf{B}_{di} d\tau. \quad (4)$$

sendo que $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}(L_{gmin})$, $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}(L_{gmax})$, $\mathbf{B}_{d1} = \mathbf{B}_d(L_{gmin})$ e $\mathbf{B}_{d2} = \mathbf{B}_d(L_{gmax})$.

Em (2), i_{ref} é a referência para as correntes injetadas na rede, e a partir desta entrada, um número arbitrário n de controladores ressonantes pode ser incluído pelo vetor de estado ξ , com matriz dinâmica \mathbf{R} e vetor de entrada \mathbf{T} (ver, por exemplo, [24], Seção III).

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

$$u(k) = \mathbf{K}_{psf} \rho(k) = \begin{bmatrix} K_{i_c} & 0 & K_{i_g} & K_\varphi & \mathbf{K}_\xi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_c(k) \\ v_c(k) \\ i_g(k) \\ \varphi(k) \\ \xi(k) \end{bmatrix}.$$

em que \mathbf{K}_{psf} é o vetor de ganhos de controle com $D = 4 + 2n$ colunas, sendo o segundo elemento igual a zero.

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

$$\begin{aligned} \rho(k+1) &= \mathbf{G}_{cl}(\theta)\rho(k) + \mathbf{H}_d(\theta)v_g(k) + \mathbf{H}_r i_{ref}(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}_d \rho(k). \end{aligned} \quad (6)$$

em que

$$\mathbf{G}_{cl}(\theta) = \theta_1 \mathbf{G}_{cl1} + \theta_2 \mathbf{G}_{cl2}, [\theta_1, \theta_2] \in \Theta \quad (7)$$

$$\mathbf{G}_{cl1} = \mathbf{G}(L_{gmin}) + \mathbf{H}_u \mathbf{K}_{psf}, \mathbf{G}_{cl2} = \mathbf{G}(L_{gmax}) + \mathbf{H}_u \mathbf{K}_{psf}. \quad (8)$$

Uma solução típica da literatura para obtenção de controladores robustos por realimentação parcial de estados para conversores conectados à rede modelados no espaço de estados é por meio de LMIs de síntese.

A. Projeto do Controlador por Meio de LMIs de Síntese

Para obtenção de um controlador por realimentação parcial de estados por meio de LMIs de síntese, considere aqui a LMI baseada na estabilização quadrática [25].

Se existirem matrizes \mathcal{Z} e \mathcal{W} com as seguintes estruturas

$$\mathcal{Z} = \begin{bmatrix} z_1 & 0 & z_3 & \dots & z_D \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{W} = \begin{bmatrix} w_{1,1} & 0 & w_{1,3} & \dots & w_{1,D} \\ 0 & w_{2,2} & 0 & \dots & 0 \\ w_{3,1} & 0 & w_{3,3} & \dots & w_{3,D} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{D,1} & 0 & w_{D,3} & \dots & w_{D,D} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

tais que as seguintes LMIs tenham solução

$$\begin{bmatrix} \mathcal{W} & \mathcal{W} \mathbf{G}_i' + \mathcal{Z}' \mathbf{H}_u' \\ \mathbf{G}_i \mathcal{W} + \mathbf{H}_u \mathcal{Z} & \mathcal{W} \end{bmatrix} > 0, i = 1, 2. \quad (10)$$

então o vetor de ganhos por realimentação de estados

$$\mathbf{K}_{psf}^{lmi} = \mathcal{Z}' \mathcal{W}^{-1}. \quad (11)$$

é uma solução para o problema do controle por realimentação parcial de estados apresentado em (5).

Este resultado é uma particularização da estabilização quadrática em [25], restringindo aqui a estrutura das variáveis matriciais em (9) para contemplar uma solução sistemática para o problema de realimentação parcial de estados (i.e., zerando alguns elementos das matrizes \mathcal{Z} e \mathcal{W}).

O projeto por meio das LMIs de síntese quadrática permite encontrar uma solução determinística para o vetor de ganhos em (11) de forma rápida. Porém, uma desvantagem é o conservadorismo da técnica, que pode não apresentar solução para estruturas com variáveis reduzidas como (9), mesmo que um ganho factível com a estrutura desejada exista.

Neste sentido, LMIs de análise de estabilidade são menos conservadoras, podendo ser associadas a técnicas diferentes de busca dos ganhos de controle para certificar a estabilidade robusta de sistemas com parâmetros incertos e variantes.

B. Certificação da Estabilidade por Meio de LMIs de Análise

Supondo um ganho \mathbf{K}_{psf} , em (5), obtido por estratégia adequada, a estabilidade quadrática pode ser certificada por meio das LMIs de análise, caso exista \mathcal{W} tal que [25]

$$\begin{bmatrix} \mathcal{W} & \mathcal{W}\mathbf{G}_{cl_i}' \\ \mathbf{G}_{cl_i}\mathcal{W} & \mathcal{W} \end{bmatrix} > 0, \quad i = 1, 2. \quad (12)$$

sendo

$$\mathcal{W} = \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} & w_{1,3} & \dots & w_{1,D} \\ w_{2,1} & w_{2,2} & w_{2,3} & \dots & w_{2,D} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{D,1} & w_{D,2} & w_{D,3} & \dots & w_{D,D} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

com $w_{i,j} = w_{j,i}$, e $i, j = 1, \dots, D$. Note que, diferentemente da matriz (9), utilizada no problema de síntese, a matriz (13) do problema de análise dispõe de uma maior quantidade de variáveis escalares, o que reduz o conservadorismo das soluções, garantindo a estabilidade assintótica do sistema de malha fechada para uma gama maior de controladores.

Nesse cenário, uma estratégia de projeto otimizado dos ganhos, com baixo conservadorismo, combinada com um certificado de estabilidade robusta se torna interessante. A contribuição deste trabalho é apresentada na seção a seguir, na qual um procedimento de projeto para controladores robustos por realimentação parcial de estados é proposto, baseado na combinação de meta-heurísticas e de LMIs de análise.

III. PROCEDIMENTO DE PROJETO PROPOSTO

O objetivo do procedimento de projeto proposto é obter um controlador robusto otimizado por realimentação parcial de estados \mathbf{K}_{psf}^* , capaz de prover estabilidade robusta e desempenho dinâmico adequado para conversores conectados à rede sujeitos a incertezas na indutância de rede L_g . Isto pode ser obtido por meio do seguinte problema de otimização

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

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

$$F(\mathbf{K}_{psf}) = \begin{cases} \text{MSE}(\mathbf{K}_{psf}), & \text{se } \gamma_{dB}(\mathbf{K}_{psf}) < 0 \text{ dB e as LMIs} \\ & \text{em (12) forem factíveis} \\ \text{MSE}(\mathbf{K}_{psf}) \times 10^6, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (15)$$

Em (15), o termo MSE é um índice baseado no erro quadrático médio das correntes da rede em relação à referência senoidal imposta, e tem o objetivo de otimizar o desempenho dinâmico do sistema em malha fechada, tal que

$$\text{MSE}(\mathbf{K}_{psf}) = \frac{1}{N_2 - N_1} \sum_{k=N_1}^{N_2} (i_{ref}(k) - i_g(k))^2. \quad (16)$$

em que N_1 e N_2 são as amostras inicial e final, definidas pelo projetista de acordo com o perfil de referência escolhido.

É importante mencionar que procedimentos que tentam otimizar o desempenho dinâmico baseado apenas em índices como o MSE tendem a fornecer ganhos de controle inviáveis para aplicações práticas, principalmente devido às restrições do sinal de controle em termos de saturação e banda passante limitada [26]. Neste sentido, γ_{dB} é um índice incluído em (15) para considerar as limitações do sinal de controle, dado por

$$\gamma_{dB}(\mathbf{K}_{psf}) = 20 \log \left(\max | \mathbf{C}_d (e^{j\omega T_s} \mathbf{I} - \mathbf{G}_{cl_i})^{-1} \mathbf{H}_u | \right). \quad (17)$$

com $\omega \in [0, \frac{2\pi}{T_s}]$ e \mathbf{G}_{cl_i} dado em (8), para $i = 1, 2$.

A função (17) provê o maior ganho obtido na resposta em frequência em malha fechada considerando como entrada uma perturbação no sinal de controle $u(k)$ e como saída a corrente da rede $i_g(k)$, fornecendo uma medida da atenuação dos harmônicos presentes na tensão de saída do inversor, que pode estar relacionada com efeitos não modelados, como o tempo morto no acionamento das chaves do inversor.

Para obter os índices em (16) e (17), o sistema em malha fechada é simulado para os vértices do modelo politópico, considerando um determinado controlador candidato \mathbf{K}_{psf} , e o pior resultado (i.e., maior valor) é considerado. Deste modo, a função objetivo (15) retorna o valor do índice MSE se o índice $\gamma_{dB} < 0$ e a factibilidade das LMIs de análise for certificada. Caso contrário, a função objetivo considera o valor do índice MSE penalizado pelo valor 10^6 .

O valor da função (15) 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 [27].

A. PSO para Obtenção de Controladores

PSO é uma meta-heurística proposta em [27]. No algoritmo PSO, várias soluções candidatas (as partículas) são geradas aleatoriamente em um espaço de busca definido. A cada iteração (épocas), as partículas se movem em busca de pontos de mínimo (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* [27].

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

$$\mathbf{K}_i^m = \begin{bmatrix} K_{i,1}^m & 0 & K_{i,3}^m & \dots & K_{i,D}^m \end{bmatrix}. \quad (18)$$

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

onde 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. Note que a segunda entrada do vetor em (18) é definida como zero para prover um controlador por realimentação parcial de estados, como dado em (5). 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. Um fluxograma com a execução do PSO para o procedimento de projeto de controle proposto é mostrado na Figura 2.

É importante mencionar que, a cada iteração, o PSO disponibiliza um conjunto de controladores, e os termos da função objetivo podem ser obtidos de forma eficiente por softwares especializados. Por exemplo, usando o MATLAB, tem-se que: i) $\text{MSE}(\mathbf{K}_{psf})$ pode ser calculado por meio do comando *lsim*; ii) $\gamma_{dB}(\mathbf{K}_{psf})$ pode ser calculado por meio do comando *margin*; iii) o certificado teórico das LMIs pode ser obtido usando um LMI control Toolbox.

O procedimento proposto, baseado em PSO e LMIs, é capaz de fornecer controladores robustos por realimentação parcial de estados para GTIs sujeitos a incertezas na impedância da rede em um tempo computacional razoável, como será mostrado no estudo de caso a seguir.

IV. EXEMPLO DE PROJETO

Para um exemplo de projeto, considere que o conversor da Figura 1 possui os parâmetros dados na Tabela I. Estes parâmetros foram baseados nos trabalhos em [12], [13], e dizem respeito a um protótipo de conversor de 5.4 kW de potência nominal. As resistências r_c e r_g são desprezadas, assumindo a pior condição de amortecimento. Controladores ressonantes foram incluídos para a frequência fundamental e para as harmônicas de 5^a, 7^a e 11^a ordem, levando a um vetor \mathbf{K}_g em (5) com 8 entradas.

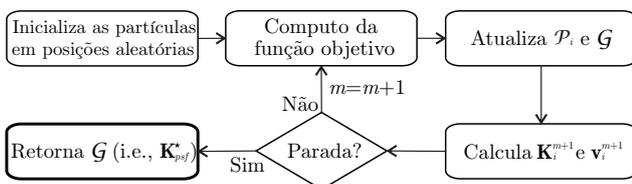


Fig. 2. Fluxograma de execução do algoritmo PSO utilizado.

TABELA I
Parâmetros do Conversor

Parâmetros	Valores
Filtro L_c , C_f e L_{g1}	1 mH, 62 μ F e 0,3 mH
Rede [L_{g2}]	0,5 mH $\pm \Delta$
Tensão da rede v_g	127 V _{RMS} , 60 Hz
Tensão do barramento V_{dc}	400 V
Potência nominal	5,4 kW
Frequência de amostragem	20040 Hz
Frequência de chaveamento	10020 Hz
Frequência dos ressonantes	60, 300, 420 e 660 Hz
Fator de amortecimento dos ressonantes	0,0001

A. Projeto por Meio de LMIs de Síntese Dadas na Seção II-A

Para utilizar as LMIs de síntese dadas na Seção II-A com a estrutura sobre as variáveis apresentada em (9), considere os parâmetros da planta dados na Tabela I, com o parâmetro incerto $L_{g2} \in [0,45; 0,55]$ mH (i.e., com Δ variando em mais ou menos 10% do valor nominal de L_{g2}). Para estes parâmetros, as LMIs de síntese apresentam resultado factível, levando ao seguinte controlador robusto.

$$\mathbf{K}_{psf}^{lmi} = \begin{bmatrix} -21,354 & 0 & 9,426 & -1,057 & \dots \\ 0,594 & -0,720 & -9,705 & 6,737 & \dots \\ -16,002 & 10,227 & -42,203 & 29,173 & \dots \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Considerando trabalhos mais recentes sobre LMIs de síntese de controladores, é importante observar que aqui foi necessário escolher um intervalo mais restrito em L_{g2} , quando comparado, por exemplo, com [12], [13]. Isso ocorre devido ao conservadorismo da técnica quando utilizada para o cômputo de ganhos de realimentação parcial de estados, situação na qual as LMIs de síntese em (10) apresentam resultados infactíveis para faixas maiores de incertezas. Nesse sentido, a partir da combinação de meta-heurísticas com LMIs de análise, o procedimento proposto neste artigo é capaz de prover resultados factíveis para uma faixa maior de incertezas, como será visto a seguir.

B. Projeto por Meio do Procedimento Proposto na Seção III

Para a aplicação do procedimento proposto, considere os parâmetros da planta dados na Tabela I, com o parâmetro incerto $L_{g2} \in [0; 1]$ mH (i.e., com Δ variando em mais ou menos 100% do valor nominal de L_{g2}). Para configurar o PSO, considere os parâmetros da Tabela II.

Para verificar a convergência do algoritmo, o procedimento proposto foi executado 30 vezes com a configuração na Tabela II, sempre resultando em controladores robustos viáveis. O tempo médio de execução é de 120 segundos. Uma execução típica resultou no ganho \mathbf{K}_{psf}^* , dado por

$$\mathbf{K}_{psf}^* = \begin{bmatrix} -12,223 & 0 & -0,681 & -0,375 & \dots \\ 26,883 & -26,820 & 2,325 & -3,203 & \dots \\ 1,929 & -7,353 & 0,014 & -2,559 & \dots \end{bmatrix}. \quad (22)$$

TABELA II
Parâmetros do PSO

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Partículas N	50	Coefficiente cognitivo ϕ_1	0,5
Épocas M	100	Coefficiente social ϕ_2	0,5

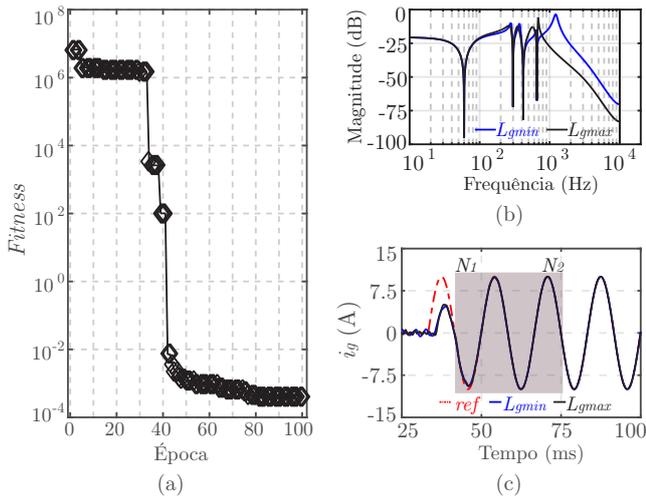


Fig. 3. Projeto do ganho \mathbf{K}_{psf}^* : (a) evolução do *fitness*; (b) Diagrama de Bode utilizado para computar γ_{db} ; (c) teste utilizado para obter o índice MSE, destacando as amostras inicial e final N_1 e N_2 .

A Figura 3 .a apresenta a minimização do valor da função objetivo durante a execução do PSO. A Figura 3 .b apresenta a resposta no domínio da frequência do sistema em malha fechada com o ganho \mathbf{K}_{psf}^* , utilizada para obter o valor do índice em (17). Pode-se notar que o ganho é negativo em todas as frequências, atendendo à restrição em (15). A Figura 3 .c apresenta a simulação no domínio do tempo do sistema em malha fechada com o ganho \mathbf{K}_{psf}^* , utilizada para computar o índice MSE em (16), ilustrando a janela utilizada. Por fim, as condições LMIs dadas em (12), obtidas por meio da *LMI Control Toolbox*, validam a estabilidade robusta do sistema em malha fechada com o ganho \mathbf{K}_{psf}^* para a toda a faixa de incertezas em $L_{g2} \in [0; 1]$ mH.

V. VALIDAÇÃO BASEADA EM HIL E COMPARAÇÕES

Simulações em tempo real baseadas em *hardware-in-the-loop* são utilizadas nesta seção uma vez que permitem reproduzir, com alta fidelidade, os resultados obtidos em protótipo [28]. Além disso, estas simulações têm a vantagem de permitir a fácil alteração dos parâmetros do filtro e da rede, fornecendo uma ferramenta poderosa para avaliação do desempenho e estabilidade do sistema sob diferentes condições de operação [13]. Aqui, o conversor é simulado em tempo real, utilizando a plataforma HIL 402 e a placa de interface u-grid 2.0, ambas da Typhoon HIL. O controlador é implementado no processador de sinais digitais (DSP) TMS320F28335, da Texas Instruments. As correntes são capturadas com um osciloscópio, sendo a conexão entre DSP, osciloscópio e HIL realizada pela placa de interface. O sistema completo é mostrado na Figura 4.

A Figura 5 apresenta as respostas transitórias e em regime permanente para as correntes de rede trifásicas, considerando uma mudança abrupta na referência, de 0 A para 20 A, para ambos os extremos da indutância de rede L_g . Pode-se notar que o controlador por realimentação parcial de estados obtido com o procedimento proposto é capaz de prover correntes de rede com baixa distorção harmônica em regime permanente, mesmo utilizando um número reduzido de sensores. As Figuras 6.a e 6.b apresentam os sinais de controle

em coordenadas $\alpha\beta$ correspondentes às simulações em HIL apresentadas nas Figuras 5.a e 5.b, respectivamente.

A. Comparações com um Controlador PI em Coordenadas dq

Esta subseção tem como objetivo apresentar o desempenho do controlador \mathbf{K}_{psf}^* em comparação com um controlador PI projetado em coordenadas síncronas [3], [29], [30]. Tendo em vista a necessidade de amortecer a ressonância do filtro LCL, o controlador PI inclui uma estratégia de amortecimento ativo por meio da realimentação das correntes nos capacitores. O projeto é realizado com base em [4], para a planta com os parâmetros na Tabela I, e com $L_{g2} \in [0; 1]$ mH. O controlador PI é implementado em tempo discreto com ganhos $K_p = 2,167$ (proporcional), $K_i = -2,112$ (integral) e $K_{ad} = 5$ (amortecimento ativo). Cabe observar que o controlador PI implementado aqui demanda o mesmo número de sensores do que o controlador por realimentação parcial proposto.

A Figura 7 .a apresenta as correntes de rede trifásicas em malha fechada com o controlador \mathbf{K}_{psf}^* , considerando $L_g = L_{gmax}$. A Figura 7 .b apresenta a mesma simulação, porém considerando o sistema em malha fechada com o controlador PI. A distorção harmônica total (THD) medida para uma das fases na Figura 7 .a é de 1,58%, enquanto a THD medida para a Figura 7 .b é de 2,65%. Embora o controlador proposto apresente uma THD menor, ambas estão de acordo com o limite de 5% imposto pela norma IEEE 1547, confirmando que os dois controladores possuem desempenho adequado em regime permanente para a aplicação, neste teste [2].

Agora, considere uma validação mais rigorosa, incluindo harmônicas na tensão da rede dentro dos limites estabelecidos pela norma EN50160 [31]. As correntes da rede e o respectivo espectro harmônico são vistos nas Figuras 8.a e 8.b, para o sistema em malha fechada com o controlador \mathbf{K}_{psf}^* e considerando $L_g = L_{gmax}$. As Figuras 8.c e 8.d apresentam o mesmo teste, considerando $L_g = L_{gmin}$. Por outro lado, as Figuras 8.e e 8.f apresentam as formas de onda das correntes trifásicas e o seu respectivo espectro harmônico para o sistema em malha fechada com o controlador PI, considerando $L_g = L_{gmax}$. As Figuras 8.g e 8.h apresentam o mesmo teste, considerando $L_g = L_{gmin}$.

Considerando este ensaio mais rigoroso, que inclui harmônicas na tensão da rede, os resultados apresentados na Figura 8 evidenciam a superioridade do controlador por realimentação parcial de estados proposto em relação ao controlador PI projetado nesta seção. Para as correntes trifásicas obtidas com o controlador proposto, nas Figuras 8.a e 8.c, as THDs medidas são de 3,55% e 2,61%, respectivamente, respeitando os limites impostos pela norma IEEE 1547. Ainda, os espectros harmônicos confirmam

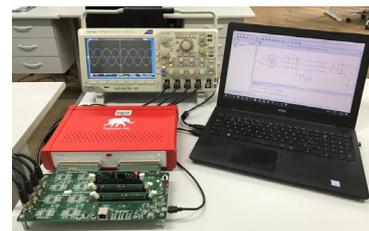


Fig. 4. Bancada de teste de validação no HIL: DSP, placa de interface, simulador em tempo real e osciloscópio.

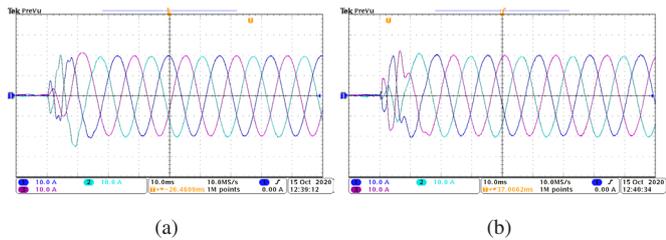


Fig. 5. Transitório e regime permanente em HIL com o ganho K_{psf}^* considerando: (a) $L_g = L_{gmax}$; (b) $L_g = L_{gmin}$.

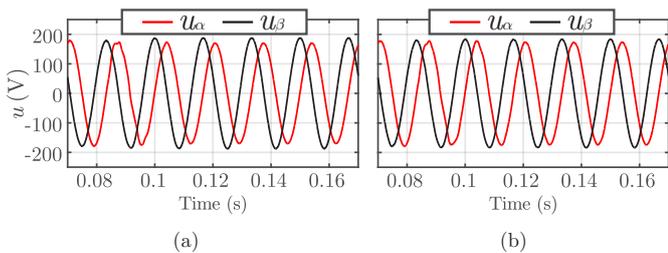


Fig. 6. Sinais de controle em coordenadas $\alpha\beta$ obtidos em HIL correspondentes as simulações da Figura 5, considerando: (a) $L_g = L_{gmax}$; (b) $L_g = L_{gmin}$.

que, para ambas as condições de rede, as componentes de frequência individuais também respeitam os limites impostos por esta norma. Em contrapartida, para os resultados obtidos com o controlador PI, nas Figuras 8.e e 8.g, as THDs medidas são de 22,45% e 18,48%, respectivamente, que assim como os respectivos espectros harmônicos mostrados, não respeitam os limites da norma IEEE1547 [2].

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para confirmar a viabilidade prática do controlador proposto, resultados experimentais baseados no protótipo mostrado na Figura 9 são apresentados nesta seção. O protótipo é composto por um inversor trifásico baseado em IGBTs e um filtro LCL trifásico com os parâmetros dados na Tabela I. O sistema está conectado à rede elétrica real, que possui uma impedância incerta no PCC. Os estados do filtro são obtidos usando sensores de efeito Hall. A lei de controle é sintetizada em um DSP TMS320F28335. A sincronização da rede no PCC é fornecida por um filtro de Kalman [32].

A Figura 10 .a apresenta as correntes trifásicas do sistema em malha fechada em regime permanente com o ganho K_{psf}^* . A Figura 10 .b mostra as harmônicas individuais de uma dessas correntes, confirmando a compatibilidade com os requisitos prescritos na norma IEEE 1547. A distorção harmônica total (THD) da corrente é de 2,28%, de acordo com

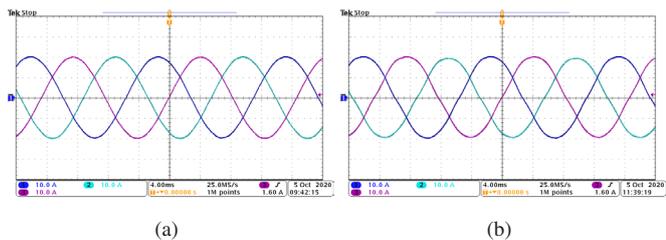


Fig. 7. Correntes da rede em regime permanente, com $L_g = L_{gmax}$, obtidas com: (a) controlador K_{psf}^* em (22); (b) controlador PI.

os limites prescritos para esta norma.

Para confirmar o desempenho em malha fechada de

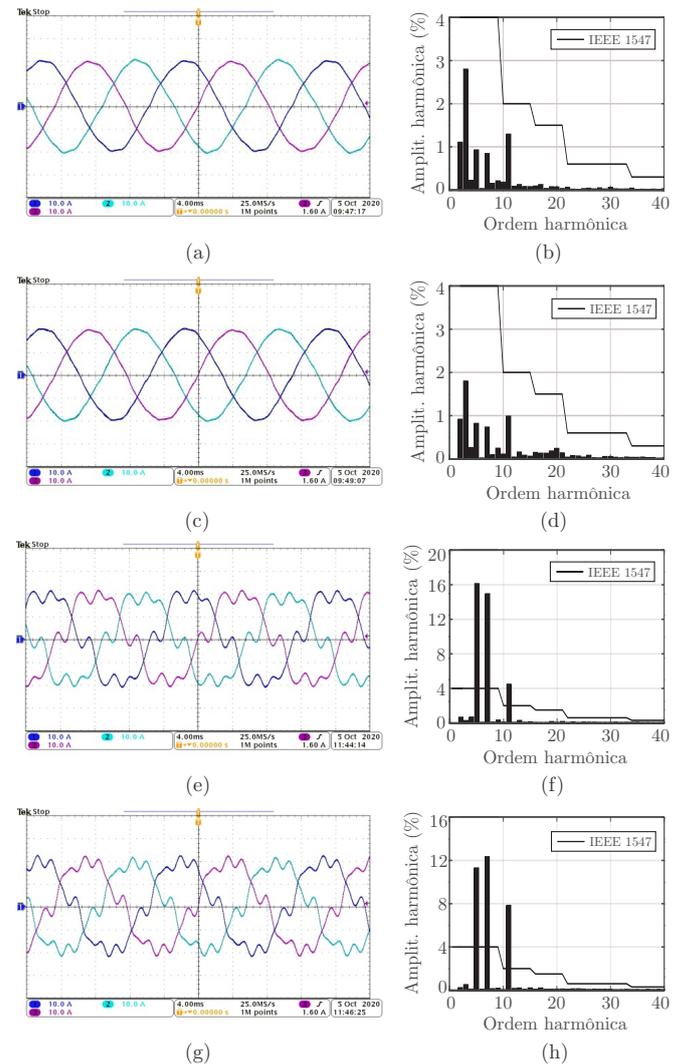


Fig. 8. Sistema em malha fechada com controlador K_{psf}^* e uma rede com tensões distorcidas dentro dos limites prescritos em [31]: (a) correntes da rede, com $L_g = L_{gmax}$; (b) espectro harmônico de (a) e os limites de [2]; (c) correntes da rede, com $L_g = L_{gmin}$; (d) espectro harmônico de (c) e os limites de [2]. Sistema em malha fechada com o controlador PI e uma rede com tensões distorcidas dentro dos limites prescritos em [31]: (e) correntes da rede, com $L_g = L_{gmax}$; (f) espectro harmônico de (e) e os limites de [2]; (g) correntes da rede, com $L_g = L_{gmin}$; (h) espectro harmônico de (g) e os limites de [2].



Fig. 9. Protótipo utilizado para obter os resultados experimentais.

K_{psf}^* , a Figura 11 apresenta resultados considerando quatro variações abruptas na referência de potência injetada na rede. Primeiramente, a variação inicial é detalhada na Figura 11 .a, em que são mostradas as correntes trifásicas com relação à partida do sistema, injetando potência reativa capacitiva na rede. Na sequência, a Figura 11 .b mostra as respostas frente à variação de potência reativa capacitiva para indutiva, enquanto a Figura 11 .c mostra as respostas frente à variação de potência reativa para a potência ativa. Em seguida, é realizada uma variação de amplitude até a potência nominal, conforme detalhado na Figura 11 .d. Os resultados apresentados na Figura 11 permitem confirmar que o procedimento proposto provê controladores por realimentação parcial de estados capazes de rastrear sinais de referência de corrente, mesmo na presença de variações abruptas de referência.

VII. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou um procedimento de projeto de controladores robustos de realimentação parcial de estados para GTIs com filtro LCL e incertezas paramétricas. O procedimento é baseado: i) na busca de um vetor de ganhos de realimentação de estados por meio de um algoritmo PSO, em que o ganho relativo ao estado v_c é imposto como zero; ii) no cálculo de uma função objetivo utilizando o erro

médio quadrático, e usando como penalizações uma medida na resposta em frequência e a factibilidade de LMIs de análise de estabilidade. Os resultados no artigo mostram um caso em que LMIs de síntese apresentam limitações no projeto de ganhos de realimentação parcial de estados para um intervalo de incertezas já abordado na literatura, enquanto o procedimento proposto fornece ganhos funcionais, de maneira eficiente. Outro ponto importante é que as condições LMIs de síntese têm dificuldade de levar em conta critérios de desempenho no domínio do tempo, enquanto o procedimento proposto permite incorporar métricas no domínio do tempo e da frequência. Comparações com um controlador PI com amortecimento ativo, que demanda o mesmo número de sensores que a realimentação parcial de estados, indica superioridade da proposta em rejeitar distúrbios provenientes das tensões de rede. Resultados experimentais baseados em protótipo de padrão industrial mostram a boa qualidade das respostas obtidas em testes com variações de referência, confirmando a capacidade de controlar adequadamente o fluxo de potência, com correntes de rede em conformidade com a norma IEEE 1547. Desta forma, o procedimento proposto fornece uma nova alternativa para a solução de realimentação parcial de estados, que pode ser explorada inclusive para outros conversores de potência. Finalmente, o procedimento proposto permite tratar incertezas também nos parâmetros do filtro LCL, por meio do aumento do número de vértices do modelo politópico, podendo ser base para trabalhos futuros.

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, 309536/2018-9 e 166608/2020-3), CAPES (23038.000776/2017-54), FAPERGS (17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

- [1] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, 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.
- [2] "IEEE:1547 Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems", , feb. 2018.
- [3] J. Dannehl, F. Fuchs, P. Thøgersen, "PI State Space Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 9, pp. 2320–2330, sept. 2010.
- [4] 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1239–1253, jun. 2013.
- [5] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, P. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for

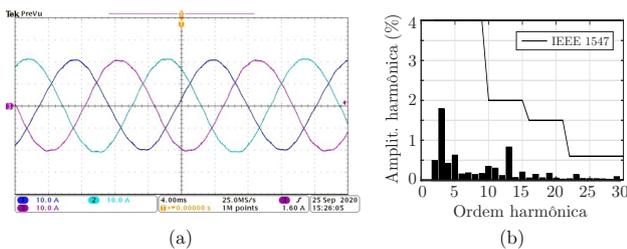


Fig. 10. Ensaio experimental com o controlador K_{psf}^* : (a) correntes da rede; (b) espectro harmônico de (a) e os limites de [2].

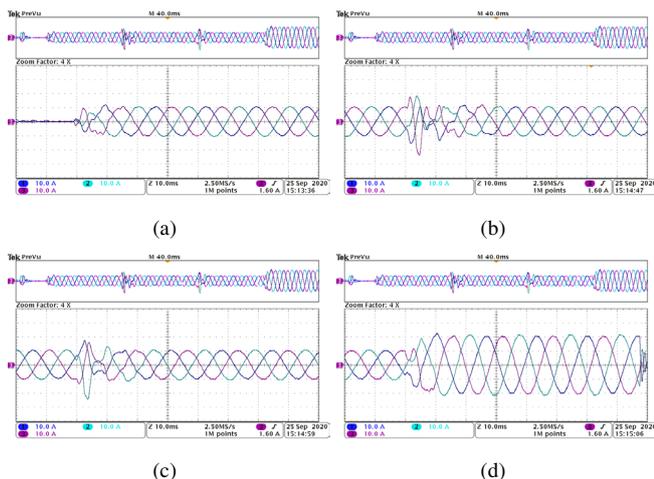


Fig. 11. Correntes da rede obtidas experimentalmente com o controlador K_{psf}^* : (a) transitório de partida, injetando potência reativa capacitiva na rede; (b) transitório correspondente a uma mudança de potência reativa capacitiva para indutiva; (c) transitório correspondente a uma mudança de potência reativa para potência ativa; (d) transitório correspondente a um aumento da potência ativa para a potência nominal.

- grid-connected voltage-source converters”, *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, sept. 2006.
- [6] A. Al-Durra, R. Errouissi, “Robust feedback-linearization technique for grid-tied LCL filter systems using disturbance estimation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 3185–3197, jan. 2019.
- [7] C. A. Busada, S. G. Jorge, J. A. Solsona, “Full-state feedback equivalent controller for active damping in LCL-filtered grid-connected inverters using a reduced number of sensors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 5993–6002, apr. 2015.
- [8] R. Pérez-Ibacache, C. A. Silva, A. Yazdani, “Linear state-feedback primary control for enhanced dynamic response of AC microgrids”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 3, pp. 3149–3161, mar. 2018.
- [9] R. C. Dorf, R. H. Bishop, *Modern control systems*, Pearson, jan. 2011.
- [10] P. Dorato, C. T. Abdallah, V. Cerone, *Linear quadratic control: an introduction*, Krieger Pub. Co., Malabar, USA, jan. 2000.
- [11] R. Bimarta, K.-H. Kim, “A robust frequency-adaptive current control of a grid-connected inverter based on LMI-LQR under polytopic uncertainties”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 28756–28773, feb. 2020.
- [12] 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 Grid-Connected Converters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 2, pp. 1896–1906, dec. 2019.
- [13] C. R. D. Osório, G. G. Koch, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “A practical design procedure for robust H2 controllers applied to grid-connected inverters”, *Control Engineering Practice*, vol. 92, p. 104157, nov. 2019.
- [14] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM Studies in Applied Mathematics, Philadelphia, PA, jan. 1994.
- [15] I. J. Gabe, V. F. Montagner, H. Pinheiro, “Design and implementation of a robust current controller for VSI connected to the grid through an LCL filter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 6, pp. 1444–1452, may 2009.
- [16] V. F. Montagner, L. A. Maccari, G. G. Koch, J. R. Massing, H. Pinheiro, A. A. Ferreira, R. C. L. F. Oliveira, “Partial state feedback controllers applied to grid-connected converters”, in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference*, pp. 1–4, IEEE, dec. 2015.
- [17] R. C. L. F. Oliveira, P. L. D. Peres, “Parameter-dependent LMIs in robust analysis: characterization of homogeneous polynomially parameter-dependent solutions via LMI relaxations”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, no. 7, pp. 1334–1340, jul. 2007.
- [18] D. C. Ramos, P. L. Peres, “A less conservative LMI condition for the robust stability of discrete-time uncertain systems”, *Systems & Control Letters*, vol. 43, no. 5, pp. 371–378, aug. 2001.
- [19] L. C. Borin, I. Cleveston, G. G. Koch, C. R. D. Osório, E. Mattos, V. F. Montagner, “Robust Control of Grid-Tied Inverters using Particle Swarm Optimization and Linear Matrix Inequalities”, in *2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, vol. 1, pp. 285–290, IEEE, jul. 2020.
- [20] 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, Brazilian journal of power electronics*, jan. 2019.
- [21] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, Wiley - IEEE, John Wiley & Sons, jan. 2011.
- [22] Q. Liu, T. Caldognetto, S. Buso, “Stability analysis and auto-tuning of interlinking converters connected to weak grids”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 10, pp. 9435–9446, feb. 2019.
- [23] K. Åström, B. Wittenmark, *Computer-controlled systems: theory and design*, Prentice Hall, jan. 1997.
- [24] 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 Engineering Practice*, vol. 59, pp. 16–26, feb. 2017.
- [25] J. Bernussou, P. L. D. Peres, J. C. Geromel, “A linear programming oriented procedure for quadratic stabilization of uncertain systems”, *Systems & Control Letters*, vol. 13, no. 1, pp. 65–72, jul. 1989.
- [26] 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 Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 484–493, jan. 2015.
- [27] R. Eberhart, J. Kennedy, “A new optimizer using particle swarm theory”, in *In Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science.*, pp. 39–43, IEEE, oct. 1995.
- [28] D. Majstorovic, I. Celanovic, N. D. Teslic, N. Celanovic, V. A. Katic, “Ultralow-latency hardware-in-the-loop platform for rapid validation of power electronics designs”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4708–4716, may 2011.
- [29] H. Gholizade-Narm, S. A. Khajehoddin, M. Karimi-Ghartemani, “Reduced-Order Controllers Using Integrated Controller-Plant Dynamics Approach for Grid-Connected Inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 8, pp. 7444–7453, jul. 2021.
- [30] O. Kukrer, S. Bayhan, H. Komurcugil, “Model-based current control strategy with virtual time constant

for improved dynamic response of three-phase grid-connected VSI”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 6, pp. 4156–4165, aug. 2019.

- [31] E. Standard, “50160”, *Voltage characteristics of public distribution systems*, p. 18, jul. 2010.
- [32] 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.

DADOS BIOGRÁFICOS

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 (GEPOC). Suas áreas de interesse incluem algoritmos de otimização, controle robusto e controle aplicado em eletrônica de potência.

Caio Ruviano Dantas Osório atua como engenheiro de aplicações na empresa Typhoon HIL, Sérvia. Possui graduação (2015), mestrado (2017) e doutorado (2021) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, atuando junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Foi pesquisador visitante (doutorado sanduíche) no Laboratory for Electrical Energy Management Unified Research (LEMUR), na Universidad de Oviedo,

Espanha, e realizou Estágio Curricular de Graduação junto ao Fraunhofer Institute - IZM, em Berlim, Alemanha. Seus interesses de pesquisa incluem controle aplicado, eletrônica de potência, controladores robustos e análise de estabilidade.

Gustavo Guilherme Koch possui graduação (2013), mestrado (2015) e doutorado (2019) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, atuando junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Atualmente realiza estágio de Pós-doutorado na mesma instituição, e é Professor Substituto do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRGS. Seus interesses de pesquisa incluem controle robusto e teoria de controle aplicado.

Ricardo Coração de Leão Fontoura de Oliveira é engenheiro de computação (2001) pela Pontifícia Universidade Católica do Paraná, mestre (2003) e doutor (2006) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas, Campinas, Brasil. Atualmente é professor desta instituição. Suas áreas de interesse incluem análise de estabilidade e projeto de controladores para sistemas incertos.

Vinícius Foletto Montagner é engenheiro eletricitista (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.