

Controle De Corrente De Inversores Conectados À Rede Com Filtro LCL Por Realimentação De Estados Com Número Reduzido De Sensores

Everson Mattos
Lucas C. Borin
Federal University of Santa Maria
email: everson.mattos@gmail.com

Albert Roger Marin Viaro
Guilherme V. Hollweg
G2W Sistemas Eletrônicos Ltda
University of Michigan - Dearborn

Paulo J. D. de O. Evald
Vinicius F. Montagner
Federal University of Pelotas
Federal University of Santa Maria

Resumo—Conversores conectados à rede comumente fazem uso de filtros LCL para reduzir o efeito de harmônicos oriundos da modulação por largura de pulso na corrente injetada na rede. Todavia, estes filtros de terceira ordem possuem um pico de ressonância que deve ser amortecido para evitar instabilidade ou desempenho oscilatório em malha fechada. Este trabalho apresenta um controlador por realimentação parcial de estados, capaz de assegurar amortecimento ativo da ressonância do filtro LCL, associado a múltiplos controladores ressonantes projetados no espaço de estados, para assegurar rastreamento de referências e rejeição de distúrbios senoidais. A sintonia destes controladores é realizada com algoritmo de otimização por enxame de partículas, que não aumenta a carga computacional do sistema de controle, pois é um procedimento realizado offline. Resultados de simulação corroboram a viabilidade e o desempenho da estratégia de controle proposta.

Keywords – Amortecimento Ativo, Conversor Conectado à Rede, Filtro LCL, Otimização por Enxame de Partículas.

I. INTRODUÇÃO

Para conectar uma fonte de energia renovável à rede é necessário o uso de Conversores Conectados à Rede (do inglês, *Grid-Connected Converter* - GCC). Estes dispositivos são amplamente utilizados para fazer a interface entre a fonte primária e o ponto de acoplamento comum (do inglês, *Point of Common Coupling* - PCC). O controle do fluxo de energia para a rede é feito a partir do controle de corrente [1]. Para minimizar os harmônicos de tensões moduladas por largura de pulso, o uso de filtros LCL em GCCs é comumente utilizado [2]. Este filtro impõe um desafio ao projeto de controle devido ao pico de ressonância, oriundo da interação entre as dinâmicas de seus componentes, que precisa ser devidamente amortecido [3], pois pode causar instabilidade do sistema em malha fechada [4]–[8].

Várias técnicas de controle de ganho fixo foram aplicadas em GCCs para controlar a corrente injetada na rede. Entre eles, destacam-se o controle proporcional-integral

(PI) [6], [9], o por realimentação de estados [10], [11], e o proporcional-ressonante [12], [13]. Em [14] e [15], foram propostos projetos de controladores ressonantes com amortecimento ativo baseado na realimentação da corrente do capacitor, em que os ganhos são obtidos com base nas margens de fase e de ganho, com aproximações de projeto no domínio da frequência. Diferente dos métodos anteriores, neste artigo é proposto o projeto de um controlador para regular as correntes injetadas na rede por GCCs, baseado na sintonia automatizada dos ganhos do controlador, de forma offline, utilizando um algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization* - PSO).

O PSO foi escolhido devido à sua implementação simples, boa convergência, melhor precisão e seleção direta de parâmetros [16]. Neste trabalho, o PSO é usado em um procedimento para encontrar o ganho de controle de realimentação parcial de estados, relacionado a corrente injetada na rede, para prover amortecimento ativo ótimo para o pico de ressonância proveniente do filtro LCL. Para isso, será utilizada uma função custo que utiliza fatores de penalização que levam em consideração o erro de rastreamento. A utilização do PSO permite a redução do número de iterações homem-máquina no projeto de ganhos de controle. Esta característica permite superar dificuldades encontradas, por exemplo, em [10], em que um projeto de controle visando amortecimento ativo é baseado na localização dos polos via realimentação de estados, o que é atrelado a experiência do projetista de controle. Para validar o funcionamento do sistema de controle sob condições adversas e variadas, o inversor, o filtro LCL e a rede foram simulados no software PSIM, em biblioteca de vínculo dinâmico (do inglês, *Dynamic Link Library* - DLL). Estas simulações levam em consideração o atraso de implementação, um algoritmo de sincronismo com a rede, e uma modulação por largura de pulso vetorial (do inglês, *Space Vector Pulse-Width Modulation* - SVPWM) para implementar o sinal de controle digital. Os resultados da simulação corroboram o bom desempenho do controlador, e análises em regime permanente mostram a

concordância das correntes injetadas na rede com a norma IEEE 1547 [17], em termos de harmônicos individuais e distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion* - THD).

II. MODELAGEM DA PLANTA

Considere o conversor conectado à rede trifásico apresentado na Figura 1, em que a rede é assumida como predominantemente indutiva. Ademais, assume-se que o sincronismo com a tensão no PCC e a regulação da tensão CC de entrada (V_{cc}) são garantidas por estratégias de controle adequadas [18], que estão fora do escopo deste trabalho.

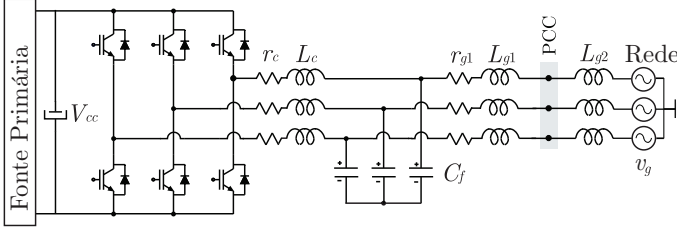


Figura 1. Conversor conectado à rede com filtro LCL.

O objetivo é controlar as correntes injetadas na rede. Para fins de modelagem da planta, assumindo que os parâmetros da planta 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 idênticos desacoplados (coordenadas α e β). O modelo para o eixo- α é dado por

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

sendo

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

$$\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 1], \quad \mathbf{x}_{\alpha} = [i_{L_{c\alpha}} \ v_{C_{f\alpha}} \ i_{L_{g\alpha}}]^T, \quad L_g = L_{g1} + L_{g2}$$

em que $i_{L_{c\alpha}}$ é a corrente no indutor do lado do conversor, $v_{C_{f\alpha}}$ é a tensão no 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 um distúrbio. Como um modelo idêntico a (1)–(2) pode ser usado para eixo- β , estes subscritos serão suprimidos a partir deste ponto.

Para um estudo de caso, considere os parâmetros fornecidos na Tabela I, obtidos da literatura [10].

III. PROJETO E APLICAÇÃO

Para aplicar técnicas de controle digital, considere a discretização da planta com um período de amostragem suficientemente pequeno T_s , e a inclusão de um estado

Tabela I
PARÂMETROS DA PLANTA.

Descrição	Valor
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_{g1}	0,3 mH, 10 m Ω
Indutância da rede L_{g2}	1 mH
Tensão do barramento CC V_{cc}	400 V
Tensão da rede v_g	127 V, 60 Hz
Frequência de amostragem f_s	20040 Hz
Frequência de comutação f_{sw}	10020 Hz

adicional, ϕ , para representar um atraso de transporte oriundo da implementação digital [19], levando a

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{G}_d \mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_{ud} u(k) + \mathbf{H}_{dd} v_g(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_d \mathbf{x}_d(k) \end{aligned} \quad (3)$$

em que $\mathbf{x}_d(k) = [i_{L_c}(k) \ v_{C_f}(k) \ i_{L_g}(k) \ \phi(k)]^T$, e as matrizes \mathbf{G}_d , \mathbf{H}_{ud} , \mathbf{H}_{dd} e \mathbf{C}_d são dadas por

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_d &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{B}_{ud} \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_{ud} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{H}_{dd} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{dd} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_d = [0 \ 0 \ 1 \ 0] \end{aligned} \quad (4)$$

com

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

A. Projeto do amortecimento ativo por realimentação parcial de estados

Para prover um amortecimento ativo adequado para o pico de ressonância do filtro LCL, propõe-se aqui a utilização de um vetor de ganhos de controle por realimentação parcial de estados, em que os estados relacionados a corrente do lado do conversor i_{L_c} e a tensão no capacitor v_{C_f} são zerados. Esta estratégia é baseada em [14], que utiliza realimentação da corrente do capacitor em uma abordagem no domínio da frequência. Todavia, aqui, é utilizado uma modelagem em espaço de estados em tempo discreto, incluindo o atraso de transporte de implementação digital como um estado adicional no modelo.

O vetor de ganhos de controle para amortecimento ativo a ser obtido é representado por

$$\mathbf{k}_a = [0 \ 0 \ k_{i_{L_g}} \ k_{\phi}] \quad (5)$$

O modelo em malha fechada com este controlador pode ser escrito como

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{G}_{mf} \mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_{dd} v_g(k) \\ \mathbf{G}_{mf} &= \mathbf{G}_d + \mathbf{H}_{ud} \mathbf{k}_a \end{aligned} \quad (6)$$

Para obter um valor de \mathbf{k}_a que otimize os critérios de projeto do controlador, é proposto a utilização de um algoritmo PSO [16], [20], apresentado no Apêndice I. Para isso, o vetor de ganhos \mathbf{k}_a é considerado como a posição de uma partícula, e o controlador otimizado é a posição

que minimiza uma função de custo definida, $F(\mathbf{k}_a)$, que atribui um número positivo F para cada ganho \mathbf{k}_a em um determinado espaço de busca, a partir do seguinte problema de otimização

$$\mathbf{k}_a^* = \arg \min_{\mathbf{k}_a \in \mathcal{K}} F(\mathbf{k}_a) \quad (7)$$

em que \mathcal{K} é o espaço de busca.

Neste trabalho, a função custo F é dada por

$$F(\mathbf{k}_a) = \max |\zeta(\mathbf{k}_a) - \zeta^*| \Pi(\mathbf{k}_a) \quad (8)$$

Em (8), o termo ζ^* é o valor de referência para o fator de amortecimento, escolhido pelo projetista do controle. O termo ζ é a menor razão de amortecimento calculada para os autovalores para um dado ganho de controle \mathbf{k}_a (ou seja, uma posição de partícula).

Já, o termo Π desempenha o papel de fator de penalização na função de custo F , e é relacionado com a estabilidade do sistema em malha fechada, calculado como

$$\Pi(k_a) = \begin{cases} 1, & \text{se } 0 < \max |\lambda(\mathbf{G}_{mf}(k_a))| < 1 \\ 10^{20}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (9)$$

sendo 1 se todos os autovalores do sistema em malha fechada estiverem dentro do semi-círculo direito de raio unitário, ou 10^{20} , em caso contrário.

Para obter \mathbf{k}_a^* , a função *particleswarm*, do MATLAB, foi utilizada, sendo os limites de espaço de busca definidos como $[-40, 40]$, e os demais parâmetros obtidos pela configurações padrão desta função. O valor de referência ζ^* foi escolhido como 0,7. Uma execução típica demandou aproximadamente 8 segundos, e foi executado em notebook Core i7; 2,8 GHz; 16 GB de RAM. Obteve-se o seguinte vetor de ganhos de controle

$$\mathbf{k}_a^* = [0,00 \quad 0,00 \quad -1,19 \quad 0,86] \quad (10)$$

A Figura 2 apresenta a evolução da curva de *fitness* durante a execução do algoritmo PSO, confirmando a convergência do algoritmo para um ponto mínimo da função F no espaço de busca utilizado.

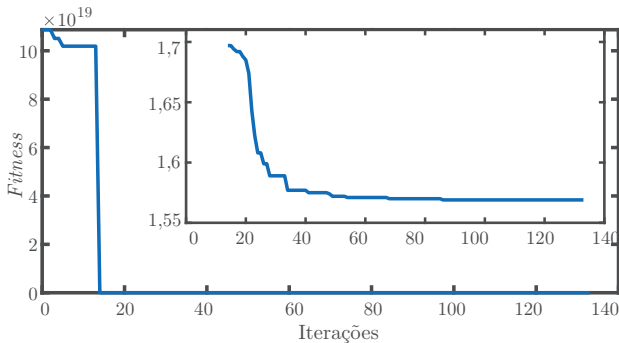


Figura 2. Curva do *fitness* para a execução do PSO que obteve o vetor de ganhos de controle \mathbf{k}_a^* .

A Figura 3 (a) apresenta os diagramas de Bode em malha aberta e de malha fechada para o controlador de

amortecimento ativo com \mathbf{k}_a^* , confirmando que o pico de ressonância do filtro foi amortecido de forma adequada. A Figura 3 (b) apresenta a posição dos autovalores do sistema em malha fechada com \mathbf{k}_a^* , indicando estabilidade do sistema controlado.

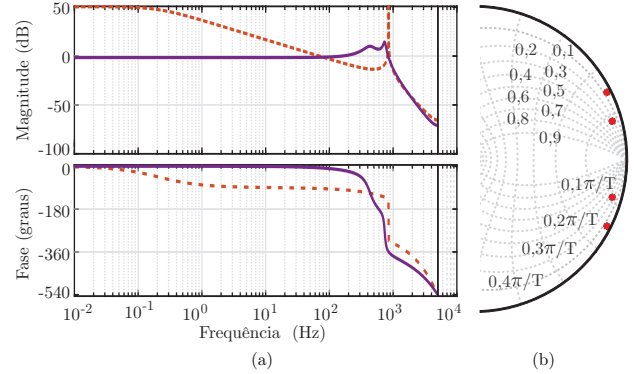


Figura 3. (a) Diagramas de Bode em malha aberta e em malha fechada com o vetor de ganhos de controle \mathbf{k}_a^* ; (b) autovalores do sistema em malha fechada com o vetor de ganhos de controle \mathbf{k}_a^* .

B. Projeto dos controladores ressonantes

Após a obtenção de um amortecimento ativo adequado para a planta, controladores ressonantes serão utilizados, a fim de rastrear referências senoidais e rejeitar distúrbios harmônicos provenientes das tensões de rede.

Neste sentido, a partir do princípio do modelo interno, controladores ressonantes são incluídos na modelagem [21]. Uma representação possível para estes controladores em espaço de estados, no tempo contínuo, é dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{\xi}_{r1} \\ \dot{\xi}_{r2} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\mu\omega_n \end{bmatrix}}^{\mathbf{R}_c} \begin{bmatrix} \xi_{r1} \\ \xi_{r2} \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}^{\mathbf{T}_c} e \quad (11)$$

em que ω_n é a frequência ressonante e μ é o fator de amortecimento, ξ_{r1} e ξ_{r2} são os estados do controlador ressonante.

De acordo com [22], um modelo em tempo discreto da representação dada em (11) pode ser escrito como

$$\boldsymbol{\rho}(k+1) = \mathbf{R}_d \boldsymbol{\rho}(k) + \mathbf{T}_d e(k), \quad e(k) = i_{ref}(k) - i_g(k) \quad (12)$$

com

$$\mathbf{R}_d = e^{\mathbf{R}_c T_s}, \quad \mathbf{T}_d = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{R}_c \tau} \mathbf{T}_c d\tau \quad (13)$$

em que i_{ref} é a referência para a corrente da rede e a partir desta entrada, controladores ressonantes são incluídos pelo vetor de estado $\boldsymbol{\rho}$, com matriz dinâmica \mathbf{R}_d e vetor de entrada \mathbf{T}_d (ver, por exemplo, [23], Seção III).

Generalizando (12) para 4 controladores ressonantes utilizados nas frequências de 60, 300, 420 e 660 Hz, tem-se

$$\mathbf{R}_{dd} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{d1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{d5} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_{d7} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_{d11} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{dd} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{d1} \\ \mathbf{T}_{d5} \\ \mathbf{T}_{d7} \\ \mathbf{T}_{d11} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Assim, um modelo aumentado do sistema em (3) pode ser escrito como

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}(k+1) \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{G}_{mf} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{T}_{dd}\mathbf{C}_d & \mathbf{R}_{dd} \end{bmatrix}}^{\Lambda_1} \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix}}^{\mathbf{x}(k)} + \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{ud} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}^{\Lambda_2} u_r(k) \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{T}_{dd} \end{bmatrix} r(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dd} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} v_g(k) \\ y(k) &= [\mathbf{C}_d \quad \mathbf{0}] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

Observe que o modelo em (15) é composto pelos estados da planta com o estado adicional que representa o atraso de implementação, representados por $\mathbf{x}_d(k)$, e dos estados dos controladores ressonantes, representados por $\boldsymbol{\rho}(k)$. Assim a ação de controle dos ressoantes é $u_r(k) = \mathbf{K}_r \boldsymbol{\rho}(k)$, que somada a realimentação de estados de amortecimento ativo, resulta na ação de controle total ou $u(k) = u_r(k) + \mathbf{k}_a \mathbf{x}_d(k)$.

Para o controle adequado do modelo em (15), é usada a lei de controle $u(k) = -\mathbf{K}\mathbf{x}(k)$, em que o vetor de ganhos \mathbf{K} é dado por

$$\mathbf{K} = [\mathbf{k}_a \quad \mathbf{K}_r] \quad (16)$$

e \mathbf{k}_a é o vetor de ganhos previamente obtido dado em (5), e \mathbf{K}_r é o vetor de ganhos relacionado aos controladores ressonantes a ser obtido.

Para obter um vetor de ganhos de controle otimizado \mathbf{K}_r^* , novamente um algoritmo PSO será utilizado. Para isso, considere aqui que os ganhos são representados pela seguinte posição de uma partícula

$$\mathbf{K}_r = [k_{r1} \quad k_{r2} \quad k_{r3} \quad k_{r4} \quad k_{r5} \quad k_{r6} \quad k_{r7} \quad k_{r8}] \quad (17)$$

em que cada par de ganhos é relativo a um ressonante, por exemplo, (k_{r1}, k_{r2}) são os ganhos relativos aos estados do ressonante da frequência fundamental, (k_{r3}, k_{r4}) são os ganhos do ressonante da quinta harmônica, (k_{r5}, k_{r6}) são os ganhos do ressonante da sétima harmônica, e (k_{r7}, k_{r8}) são os ganhos do ressonante da décima primeira harmônica.

O vetor de ganhos de controle otimizado \mathbf{K}_r^* pode ser encontrado por meio do seguinte problema de otimização

$$\mathbf{K}_r^* = \arg \min_{\mathbf{K}_r \in \mathcal{T}} V(\mathbf{K}_r) \quad (18)$$

em que \mathcal{T} é o espaço de busca e V é a função custo dada por

$$V(\mathbf{K}_r) = \text{IAE}(\mathbf{K}) \delta_r(\mathbf{K}) \quad (19)$$

O primeiro termo da função custo refere-se à minimização da integral do erro em módulo (IAE) da corrente injetada na rede, dado por

$$\text{IAE}(\mathbf{K}) = \sum_{k=0}^N |i_{ref}(k) - i_{Lg}(k)| \quad (20)$$

O segundo termo da função custo é um fator de penalização, dado por

$$\delta_r(\mathbf{K}) = \begin{cases} 1, & \text{se } 0 < \max |\lambda(\Lambda_1 + \Lambda_2 \mathbf{K})| < 1 \\ 10^{20}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (21)$$

Note que os termos IAE e δ_r em (19) são dependentes do vetor de ganhos \mathbf{K} , ou seja, depende tanto do vetor de ganhos a ser obtido para os controladores ressonantes, quanto do vetor de ganhos \mathbf{k}_a , previamente obtidos.

Para o projeto dos controladores ressonantes, considere o fator de amortecimento dos ressonantes $\mu = 0,0001$. Os limites do espaço de busca foram definidos como $[-50, 50]$, e a configuração padrão foi utilizada para executar a função *particleswarm*, do MATLAB.

Uma execução do algoritmo PSO demandou cerca de 8 minutos, e resultou no seguinte vetor de ganho de controle

$$\mathbf{K}_r^* = [0,597 \quad -0,683 \quad -0,183 \quad 0,002 \quad \dots \quad -0,521 \quad 0,227 \quad -0,183 \quad 0,109] \quad (22)$$

A Figura 4 apresenta a evolução da curva de *fitness* durante a execução do algoritmo PSO, confirmando a convergência do algoritmo para um ponto mínimo da função V no espaço de busca utilizado.

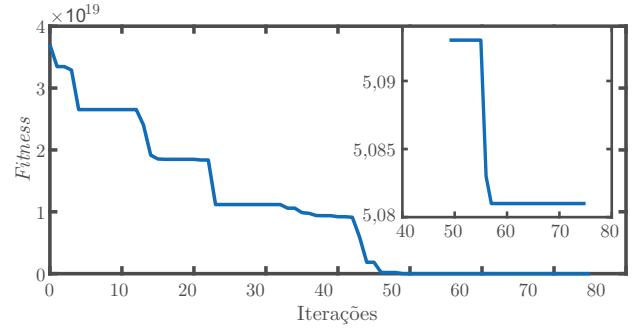


Figura 4. Conversor conectado à rede com filtro LCL.

A Figura 5 (a) apresenta o diagrama de Bode em malha fechada do sistema aumentado (15), considerando entrada v_g e saída i_{Lg} , mostrando boa rejeição às perturbações nas frequências dos controladores ressonantes. A Figura 5 (b) mostra as posições assumidas pelos autovalores do sistema em malha fechada, em que é possível verificar que o sistema permanece estável com autovalores dentro do semi-círculo direito de raio unitário.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para testar a validade dos projetos, o sistema foi simulado no software PSIM, em DLL, no qual foram consideradas não idealidades como atraso de transporte, sincronismo com as tensões no PCC, que é fornecida por um filtro de Kalman [24]. As tensões e correntes foram convertidas em coordenadas $\alpha\beta$ por meio da transformada de Clarke. Para cada eixo $\alpha\beta$, foi gerada uma referência de corrente, baseada na potência a ser injetada na rede [18]. O atraso de implementação do sinal de controle digital

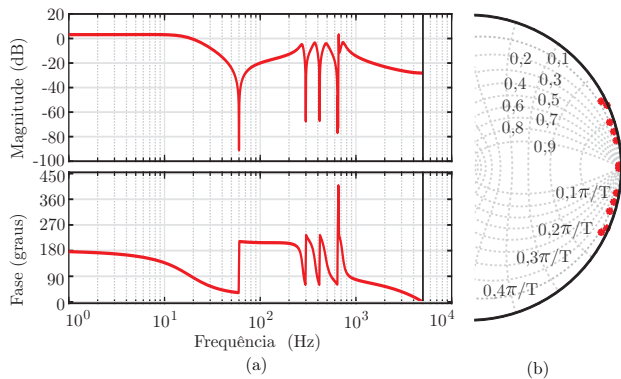


Figura 5. Sistema de controle completo em malha fechada: (a) Diagrama de Bode; (b) autovalores.

também foi considerado [19] e modulação PWM foi usada para obter os sinais de acionamento das chaves [25].

Na Figura 6, é possível verificar a resposta transitória e em regime permanente das correntes injetadas na rede nos eixos α e β . Nota-se um pequeno sobressinal de partida e sobressinais mais acentuados quando há variações na fase da referência imposta para as correntes.

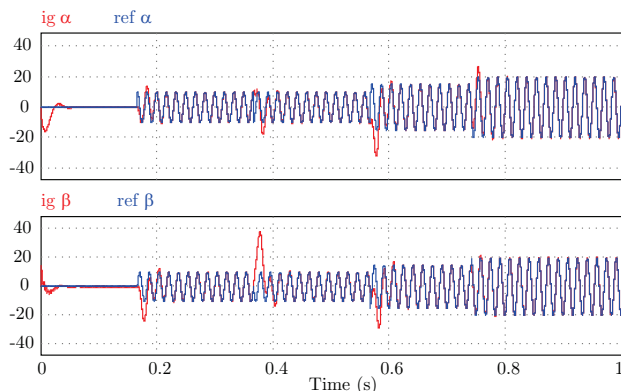


Figura 6. Resposta transitória, segue a sequencia de potência nula para reativa capacitiva, de reativa capacitiva para reativa indutiva, de reativa indutiva para ativa e de ativa de menor valor para ativa de maior valor, e em regime permanente das correntes injetadas na rede nos eixos α e β .

A Figura 7 apresenta as correntes trifásicas injetadas na rede, em que é possível verificar que há um sobressinal elevado nas variações de referência de potência, mas que o controlador permanece estável. Também, é possível visualizar que a recuperação nos transitórios é lenta, sendo esperado para controladores com realimentação parcial de estados com múltiplos ressonantes.

Por fim, a Figura 8 (a) apresenta as correntes trifásicas injetadas na rede em regime permanente, e a Figuras 8 (b) apresenta o espectro harmônico para o pior caso das fases, indicando a conformidade desta correntes com os limites de distorção harmônica e $THD < 5\%$ prescritos na norma IEEE 1547 [17].

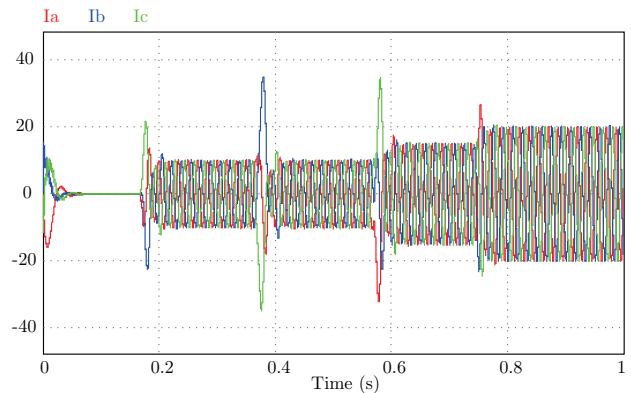


Figura 7. Resposta transitória, segue a sequencia de potência nula para reativa capacitiva, de reativa capacitiva para reativa indutiva, de reativa indutiva para ativa e de ativa de menor valor para ativa de maior valor, e em regime permanente das correntes trifásicas injetadas na rede.

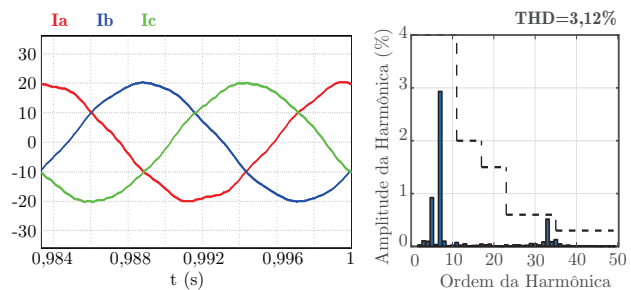


Figura 8. (a) Correntes trifásicas injetadas na rede em regime permanente; (b) espectro harmônico de uma das fases em (a).

V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o projeto de um controlador de corrente para GCCs com filtro LCL, capaz de prover amortecimento ativo, a partir de uma realimentação parcial de estados, e rejeição de distúrbio harmônicos, a partir de múltiplos controladores ressonantes. O projeto foi realizado utilizando um modelo da planta em espaço de estados, e os ganhos de controle foram obtidos de forma sistemática usando um algoritmo PSO, a partir da minimização de duas funções custo propostas neste trabalho. Os resultados mostram a viabilidade do controlador proposto, que apresenta desempenho transitório satisfatório, e atende aos requisitos da norma IEEE 1547 em termos de harmônicas individuais e de THD em regime permanente.

APÊNDICE I - PSO PARA SINTONIA DE CONTROLE

PSO é uma meta-heurística baseada em população proposta em [16]. Para utilizar o PSO no problema aqui abordado, considere que um vetor de ganhos de controle (neste caso, \mathbf{k}_a ou \mathbf{K}_r) é representado por um posição da partícula \mathbf{s} , que tem uma velocidade \mathbf{v} associada a ela,

dada por

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_n^m &= [s_{n,1}^m \quad s_{n,2}^m \quad \dots \quad s_{n,D}^m] \quad n = 1, \dots, N \\ \mathbf{v}_n^m &= [v_{n,1}^m \quad v_{n,2}^m \quad \dots \quad v_{n,D}^m] \quad m = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (23)$$

em que n é o índice de 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 \mathbf{s}_n^m atualizada para a próxima posição \mathbf{s}_n^{m+1} usando as seguintes equações

$$\mathbf{s}_n^{m+1} = \mathbf{s}_n^m + \mathbf{v}_n^{m+1} \quad (24)$$

$$\mathbf{v}_n^{m+1} = \mathbf{v}_n^m w^m + \eta_1 r_1 (\mathcal{P}_{n,best} - \mathbf{s}_n^m) + \eta_2 r_2 (\mathcal{G}_{best} - \mathbf{s}_n^m) \quad (25)$$

onde η_1 é o coeficiente cognitivo, η_2 é o coeficiente social, $\mathcal{P}_{n,best}$ é a posição com melhor aptidão encontrada pela partícula n , \mathcal{G}_{best} é a posição com melhor aptidão 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 de 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 [16], [20].

AGRADECIMENTOS

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

REFERÊNCIAS

- [1] Z. Zhang, W. Wu, Z. Shuai, X. Wang, A. Luo, H. S.-H. Chung, and F. Blaabjerg, “Principle and robust impedance-based design of grid-tied inverter with LLCL-filter under wide variation of grid-reactance,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4362–4374, 2019.
- [2] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, and S. M. Mueen, “LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1225–1232, 2014.
- [3] W. Zhao and G. Chen, “Comparison of active and passive damping methods for application in high power active power filter with LCL-filter,” in *International Conf. on Sustainable Power Generation and Supply*, 2009, pp. 1–6.
- [4] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 263 – 272, Jan 2006.
- [5] C. Zou, B. Liu, S. Duan, and R. Li, “Influence of delay on system stability and delay optimization of grid-connected inverters with LCL filter,” *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 3, pp. 1775–1784, Aug 2014.
- [6] M. B. Said-Romdhane, M. W. Naouar, I. Slama-Belkhouja, and E. Monmasson, “Robust active damping methods for LCL filter-based grid-connected converters,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 32, no. 9, pp. 6739–6750, Sep 2017.
- [7] M. Lu, A. Al-Durra, S. M. Mueen, S. Leng, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “Benchmarking of stability and robustness against grid impedance variation for LCL-filtered grid-interfacing inverters,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 9033–9046, Oct 2018.
- [8] J. Xu, S. Xie, B. Zhang, and Q. Qian, “Robust grid current control with impedance-phase shaping for LCL-filtered inverters in weak and distorted grid,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, pp. 1–1, 2018.
- [9] J. Dannehl, F. Fuchs, and P. Thøgersen, “PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 25, no. 9, pp. 2320 – 2330, Sep 2010.
- [10] E. Mattos, L. C. Borin, C. R. D. Osório, G. G. Koch, and V. F. Montagner, “Design of a current controller based on a two step procedure for grid-connected converters,” in *Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control*, 2021, pp. 1–5.
- [11] G. G. Koch, L. A. Maccari Jr., R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, “Robust \mathcal{H}_∞ State Feedback Controllers based on LMIs applied to Grid-Connected Converters,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 8, pp. 6021–6031, 2018.
- [12] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters,” *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, Sep 2006.
- [13] G. Shen, X. Zhu, J. Zhang, and D. Xu, “A new feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverter,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2033–2041, Jun 2010.
- [14] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan, and K. Weng, “Step-by-step controller design for LCL-type grid-connected inverter with capacitor-current-feedback active-damping,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1239–1253, Mar 2014.
- [15] X. Ruan, X. Wang, D. Pan, D. Yang, W. Li, and C. Bao, *Control techniques for LCL-type grid-connected inverters*. Springer, 2018.
- [16] R. Eberhart and J. Kennedy, “A new optimizer using particle swarm theory,” in *In Proc. of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science*. IEEE, Oct 1995, pp. 39–43.
- [17] IEEE, *IEEE:1547 Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Std., feb. 2018.
- [18] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [19] K. Åström and B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice Hall, 1997.
- [20] S. Zhao, F. Blaabjerg, and H. Wang, “An overview of artificial intelligence applications for power electronics,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2020.
- [21] B. A. Francis, *A Course in \mathcal{H}_∞ Control Theory*, ser. Lectures Notes in Control and Information Sciences. New York: Springer-Verlag, 1987, vol. 88.
- [22] K. Ogata, *Discrete-time control systems*. Prentice Hall, 1995.
- [23] L. A. Maccari Jr., H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, “Robust pole location with experimental validation for three-phase grid-connected converters,” *Control Engineering Practice*, vol. 59, pp. 16 – 26, 2017.
- [24] R. Cardoso, R. F. de Camargo, H. Pinheiro, and H. A. Gründling, “Kalman filter based synchronisation methods,” *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 2, no. 4, pp. 542–555, Jul 2008.
- [25] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Wiley-IEEE Press, 2003.