

## Amortecimento Ativo Híbrido Com Corrente do Capacitor e Tensão do PCC Utilizando PSO

A. Braga Jr. \* G. X. Prestes \* P. H. A. S. E Silva \* R. P. Vieira \*

\* Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC  
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria, RS  
(e-mails: adailton.braga@acad.ufsm.br; rodrigovie@gmail.com)

**Abstract:** This work investigates the hybrid active damping for grid-tied LCL inverters. This method uses, besides the capacitor current feedback, the point of common coupling voltage. Mathematical modelling is carried out and the analysis of the impact of the choice of damping gains in the system stability is presented by verifying the poles positions in the unit circle. For choosing the gains for both active damping and current controller, a particle swarm optimization (PSO) algorithm is used, considering robustness for grid inductance variation. Real-time simulations are provided to verify the effectiveness of the proposed method.

**Resumo:** Este trabalho investiga o amortecimento ativo híbrido para inversores conectados a rede por filtro LCL. Este método utiliza, além da realimentação da corrente do capacitor, a tensão do ponto de conexão comum. É feita a modelagem matemática e análise do impacto da escolha dos ganhos de amortecimento na estabilidade do sistema pela verificação da posição dos polos no círculo unitário. Para escolha dos ganhos, tanto do amortecimento quanto do controlador de corrente, é utilizado um algoritmo de otimização por enxame de partículas (PSO) levando em consideração a robustez em função da variação da indutância da rede. São realizadas simulações em tempo real para verificar a efetividade do método proposto.

**Keywords:** LCL filter; hybrid active damping; grid-tied inverter; capacitor current; grid voltage; PSO.

**Palavras-chaves:** Filtro LCL; amortecimento ativo híbrido; inversor conectado na rede; corrente do capacitor; tensão da rede; PSO.

### 1. INTRODUÇÃO

Com o uso cada vez maior de fontes de energias renováveis, tais como a fotovoltaica e a eólica, os estudos sobre inversores de tensão têm se intensificado (Xiong and Ye, 2019). Os inversores têm uma característica implícita de chaveamento de dispositivos semicondutores que acaba gerando a injeção de componentes harmônicas de alta frequência na rede elétrica se não for utilizado um filtro adequado entre o inversor e a rede. Dois tipos de filtros são mais utilizados para essa aplicação, o indutivo, chamado de filtro L, e o indutivo capacitivo indutivo, LCL, mostrado na Figura 1. O filtro L, quando comparado ao LCL em um mesmo nível de atenuação, é mais volumoso e possui reduzida eficiência. Por conta disso, o LCL é preferido embora apresente desafios de controle (Liserre et al., 2005).

O filtro LCL apresenta um pico de ressonância em que há amplificação de harmônicos devido sua associação de indutores e capacitores. Além da influência desses componentes elétricos, a ressonância depende da impedância da rede elétrica, que apresenta grau de incerteza em sua magnitude, tornando, portanto, necessário o projeto do

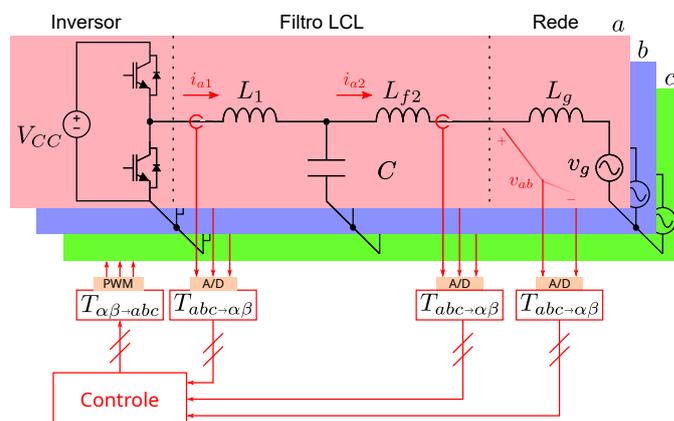


Figura 1. Inversor trifásico conectado a rede por filtro LCL.

controlador para um intervalo de impedância (Wang et al., 2019).

O problema de ressonância implícito do filtro LCL pode ser resolvido com técnicas de amortecimento (Han et al., 2019), sendo elas divididas em passivas e ativas. As técnicas para amortecimento passivo, que apresentam menor grau de complexidade em relação as técnicas ativas, consistem na inserção de resistores em série ou em paralelo com os capacitores ou indutores (Bao et al., 2014). Essa técnica permite a redução de custos e maior confiabili-

\* Este trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001.

dade por não ser necessária a inclusão de mais sensores. No entanto, a presença de elementos passivos introduzem perdas adicionais no sistema (Peña-Alzola et al., 2013). Para mitigar as perdas oriundas do amortecimento passivo são usadas estratégias de controle mais sofisticadas, as chamadas técnicas de amortecimento ativo. As principais são as técnicas de realimentação da corrente ou tensão dos capacitores (Peña-Alzola et al., 2014). Conforme He and Li (2012), esses métodos funcionam como a inserção de um resistor virtual em série ou paralelo com os indutores ou capacitores do filtro. Por exemplo, Wang et al. (2016) estudou a realimentação apenas da corrente da rede na lei de controle, gerando uma impedância equivalente representada por um resistor em série com um indutor de indutância negativa, ficando esta impedância virtual em paralelo com o indutor da rede. Outras formas de amortecimento ativo consistem na utilização de filtros digitais (Dannehl et al., 2011; Yao et al., 2017).

Dannehl et al. (2010) pesquisou várias formas de amortecimento ativo com controladores de corrente proporcional-integral. Nesse trabalho, as realimentações são comparadas com as correntes e tensões dos capacitores, com o objetivo de determinar qual dessas é adequada a partir da frequência de ressonância e da ação de controle. É mostrado que somente a realimentação de corrente é capaz de estabilizar o sistema em altas frequências de ressonância. No entanto, em médias frequências ambos os métodos são eficientes. Já para baixas frequências, a realimentação de tensão oferece um amortecimento um pouco melhor que a de corrente. Parker et al. (2014) mostrou que existe uma frequência chamada de crítica. Quando a frequência de ressonância está acima dela, não é necessário amortecimento, quando é igual, o sistema fica instável, e quando é menor o amortecimento é essencial. Xia and Kang (2017) estudaram a estabilidade do filtro LCL com a realimentação da corrente do capacitor e propuseram um coeficiente para definir regiões de estabilidade e definição do ganho de realimentação para cada região. Uma das técnicas já estudadas é a realimentação de estados (Wu and Lehn, 2006) que permite realizar alocação de polos ou ainda utilizar controles mais avançados (Araujo and Vieira, 2021), porém requer maior número sensores e pode ser necessário o uso de observadores de estados (Dirscherl et al., 2015). He et al. (2021) utiliza, além da corrente do capacitor, a tensão do ponto de conexão comum (PCC) entre o inversor e a rede com ganho unitário. Esse é um método interessante pois, geralmente, nos inversores essa é uma grandeza elétrica já disponível já que é medida para realizar o sincronismo com a rede e fazer o cálculo de potência injetada. É mostrado que o amortecimento utilizando a tensão do PCC ocorre porque há atraso de implementação.

A partir disso surge a necessidade de investigar o amortecimento ativo híbrido utilizando a conhecida e estudada realimentação da corrente capacitiva e, também, da tensão do PCC com ganho não necessariamente unitário. Entretanto, é essencial desenvolver uma metodologia para definição dos ganhos de amortecimento e ainda dos ganhos do controlador de corrente.

Nessa perspectiva, as técnicas de otimização surgem como alternativa para determinação de parâmetros das quais destaca-se a otimização por enxame de partículas (PSO, do

inglês *particle swarm optimization*). O PSO é uma técnica meta-heurística baseada no comportamento de pássaros ou peixes que permite otimizar a trajetória das partículas (de Paiva, 2018). Com ele, a partir de ganhos iniciais escolhidos aleatoriamente, é possível determinar ganhos otimizados tanto para a malha de amortecimento quanto para a de corrente como, por exemplo, é feito por Cleveston et al. (2018), em que realizam uma abordagem sobre o ganho da realimentação de corrente do capacitor utilizando PSO.

Este trabalho apresenta um esquema para realizar o amortecimento ativo de inversor trifásico conectado a rede com filtro LCL utilizando a corrente do capacitor e a tensão do PCC. Os ganhos são projetados tanto para o amortecimento ativo quanto para o controlador de corrente proporcional-ressonante por PSO. Resultados de simulação de *hardware-in-the-loop* demonstram a efetividade da técnica proposta.

## 2. DESCRIÇÃO

### 2.1 Modelagem matemática

A Figura 2 mostra o esquema simplificado do inversor para as fase em eixos estacionários,  $\alpha\beta$ . No sistema, as resistências dos indutores não foram incluídas pois causam um leve amortecimento na corrente e deseja-se estudar o pior caso, sem amortecimento.

A representação do sistema em espaço de estados no domínio do tempo contínuo é dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{v} \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_1 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix} v_g \quad (1)$$

onde  $L_2 = L_{f2} + L_g$ . É possível simplificar a representação da equação (1) em forma de matriz por  $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}v_g$ , sendo  $\mathbf{x} = [i_1 \ v \ i_2]^T$ .

A discretização do sistema pode ser feita por retentor de ordem zero (ZOH, do inglês *zero-order hold*) visto que a média da tensão de saída do inversor no intervalo de amostragem,  $0 \leq t < T_s$ , é constante. Além disso, a tensão da rede,  $v_g$ , também pode ser considerada constante uma vez que a frequência de amostragem é muito maior que a da rede e, dessa forma, há pouca variação no intervalo. O sistema discretizado fica então

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_d\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}_d u[k] + \mathbf{E}_d v_g[k] \quad (2)$$

onde  $\mathbf{A}_d = \mathcal{L}^{-1}\{(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\}|_{t=T_s}$ ,  $\mathbf{B}_d = \int_{\tau=0}^{\tau=T_s} e^{\mathbf{A}\tau} d\tau \mathbf{B}$  e  $\mathbf{E}_d = \int_{\tau=0}^{\tau=T_s} e^{\mathbf{A}\tau} d\tau \mathbf{E}$ .

Deve-se ainda levar em consideração o atraso de implementação, pois as variáveis elétricas são amostradas e alimentam o controlador de corrente, porém a ação de controle só é implementada no próximo intervalo de amostragem. O sistema com atraso de implementação fica então

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}[k+1] \\ u_d[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{B}_d \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}[k] \\ u_d[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} u[k] + \begin{bmatrix} \mathbf{E}_d \\ 0 \end{bmatrix} v_g[k] \quad (3)$$

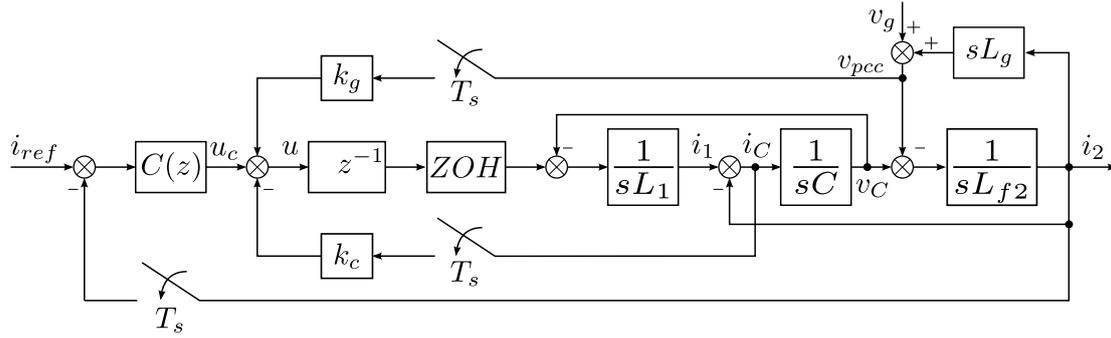


Figura 2. Diagrama de blocos do sistema para coordenadas  $\alpha\beta$ .

A ação de controle,  $u[k]$ , é dada por

$$u[k] = u_c[k] - k_c(i_1[k] - i_2[k]) + k_g v_{pcc}[k] \quad (4)$$

sendo  $u_c[k]$  a parcela referente ao controlador de corrente, enquanto  $v_{pcc}[k]$  é a tensão no PCC.

Analisando as tensões dos componentes da malha mais a direita da Figura 1, que consiste na indutância  $L_g$  e fonte de tensão  $v_g$ , é possível ver que

$$v_{pcc}(t) = v_g(t) + L_g \dot{i}_2(t) \quad (5)$$

Substituindo  $\dot{i}_2(t)$  da equação (1) na (5) e discretizando resulta

$$v_{pcc}[k] = \frac{L_g}{L_2} v[k] + \left(1 - \frac{L_g}{L_2}\right) v_g[k] \quad (6)$$

Ao substituir a equação (6) em (4), a ação de controle pode ser representada em função das variáveis de estados e do distúrbio externo,  $v_g[k]$ , como

$$u[k] = u_c[k] + \begin{bmatrix} -k_c & k_c & k_g \frac{L_g}{L_2} \end{bmatrix} \mathbf{x}[k] + k_g \left(1 - \frac{L_g}{L_2}\right) v_g[k] \quad (7)$$

Substituindo então a ação de controle da equação (7) no sistema em espaço de estados da equação (3) o sistema resulta

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}[k+1] \\ u_d[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{B}_d \\ \begin{bmatrix} -k_c & k_c & k_g \frac{L_g}{L_2} \end{bmatrix} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}[k] \\ u_d[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} u_c[k] + \begin{bmatrix} \mathbf{E}_d \\ k_g \left(1 - \frac{L_g}{L_2}\right) \end{bmatrix} v_g[k] \quad (8)$$

## 2.2 Análise do modelo

Com o sistema completo com os ganhos de realimentação  $k_c$  e  $k_g$ , pode-se seguir para a análise de seus impactos na dinâmica do sistema. Assim são utilizados os parâmetros da Tabela 1.

A Figura 3 mostra a resposta em frequência e o posicionamento dos polos no círculo unitário ao variar  $k_c$ , mantendo  $k_g = 0$ . É possível verificar que, conforme o ganho aumenta, o amortecimento também aumenta. O pico de ressonância diminui e os polos complexos afastam-se do círculo unitário. Entretanto, a partir de certo valor, o pico de ressonância volta a aumentar e os polos aproximam-se do círculo unitário até o ponto que saem dele, que é quando o sistema entra em instabilidade.

Tabela 1. Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Valor
$L_1$	1 mH
$C$	62 $\mu$ F
$L_{f2}$	0,3 mH
$L_g$	1 a 5 mH
$\omega_g$	$2\pi 60$ rad/s
$v_g$	110 $V_{rms}$
$V_{CC}$	400 V
$f_{sw}$	10 kHz
$T_s$	$1/(2f_{sw})$

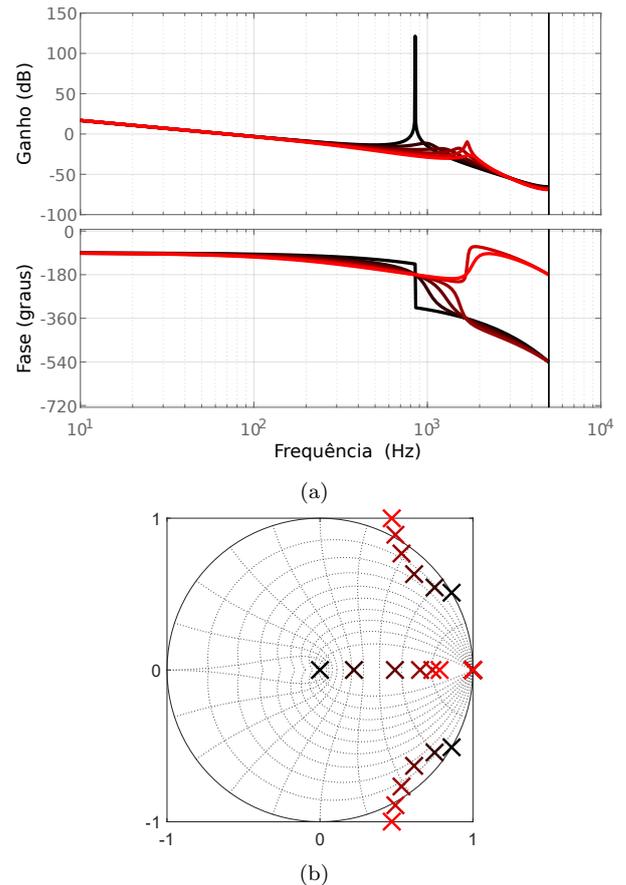


Figura 3. Comportamento do sistema com  $k_g = 0$  e variando  $k_c$  em (a) resposta em frequência e (b) posição dos polos no círculo unitário.

No caso da Figura 4 são mostrados a resposta em frequência e o posicionamento dos polos no círculo unitário mantendo  $k_c = 0$  e variando  $k_g$ . Conforme  $k_g$  aumenta, os polos

afastam-se do círculo unitário em direção ao eixo real, fazendo o amortecimento aumentar e o pico de ressonância diminuir.

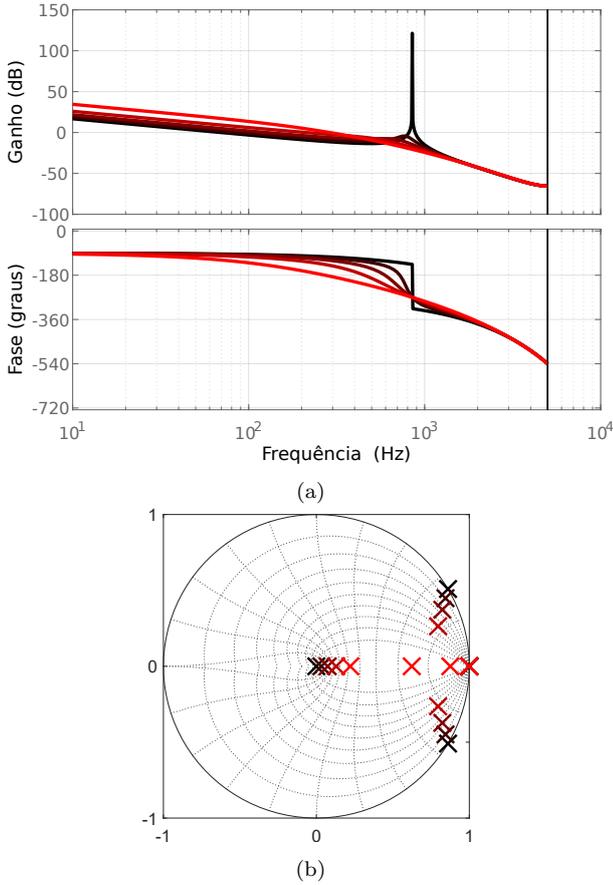


Figura 4. Comportamento do sistema com  $k_c = 0$  e variando  $k_g$  em (a) resposta em frequência e (b) posição dos polos no círculo unitário.

### 2.3 Controlador de corrente

Para controlar a corrente de saída do inversor,  $i_2$ , foi decidido utilizar controlador proporcional-ressonante (PR) em coordenadas  $\alpha\beta$ . A parte ressonante no domínio de Laplace é dada por

$$C_{Rh}(s) = k_{Rh} \frac{s}{s^2 + 2\zeta_h \omega_h s + \omega_h^2} \quad (9)$$

onde  $h$  é o número do componente harmônico,  $k_{Rh}$  o ganho do controlador para o harmônico específico,  $\zeta_h$  o amortecimento e  $\omega_h = h\omega_1$ , sendo  $\omega_1$  a frequência fundamental.

No domínio discreto, o controlador ressonante fica (Vieira et al., 2018)

$$C_{Rh}(z) = k_{Rh} k_1 \frac{z^2 - 1}{z^2 - k_1 \frac{4-k_2^2}{T_s} z + k_1 \frac{4+k_2^2}{T_s} - 1} \quad (10)$$

Incluindo a parcela proporcional e considerando todos os harmônicos a serem compensados, o controlador PR fica

$$C(z) = k_p + \sum_{h=1, \dots} C_{Rh}(z) \quad (11)$$

sendo  $k_p$  o ganho proporcional.

Para fins de simplificação, neste trabalho será utilizado apenas o controlador ressonante na frequência fundamental.

### 3. ALGORITMO ENXAME DE PARTÍCULAS

O algoritmo enxame de partículas é um algoritmo meta heurístico inspirado no comportamento social das aves e dos peixes. A população desses indivíduos é composta por partículas que movimentam-se no espaço de busca com o objetivo de convergir para uma posição ótima que é definida com base em uma determinada métrica.

Considerando este estudo de caso, definiu-se a métrica da média do erro absoluto como critério de minimização afim de aperfeiçoar o rastreamento da corrente de saída  $i_2$ . Então, temos:

$$\|e_{i_2}\| = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |i_2^{ref}[k] - i_2[k]| \quad (12)$$

onde  $\|e_{i_2}\|$  corresponde ao erro global correspondente ao intervalo amostrado,  $K$  é o número de amostras,  $i_2^{ref}[k]$  é a corrente de referência de saída na  $k$ -ésima amostra;  $i_2[k]$  é a corrente de saída na  $k$ -ésima amostra. Vale notar que em (12) são incluídos tanto a contribuição do sobressinal de corrente quanto a entrada em regime permanente. Assim, quanto maior o tempo de simulação (que implica em mais amostras  $K$ ), maior a contribuição do regime permanente e menor do sobressinal e vice-versa.

As partículas, correspondente aos ganhos  $k_p$ ,  $k_{R1}$ ,  $k_c$  e  $k_g$  dos controladores, são ajustadas via PSO afim de encontrar o menor valor possível para (12). O ajuste dentro do espaço de busca é feito mediante o cálculo da velocidade e posição das partículas conforme (13) e (14) (de Paiva (2018)).

$$v_n^{novo} = h \cdot v_n^{antigo} + c_1 \cdot r_1 (p_n - x_n^{antigo}) + c_2 \cdot r_2 (p_g - x_n^{antigo}) \quad (13)$$

$$x_n^{novo} = x_n^{antigo} + v_n^{novo} \quad (14)$$

onde  $h$  é chamado de fator de inércia que penaliza a velocidade inicial da partícula,  $v_n$  é a velocidade da partícula,  $x_n$  é a posição da partícula,  $p_n$  é a posição em que foi encontrado o menor valor referente a métrica para cada partícula  $n$  em comparação com as iterações anteriores,  $p_g$  é a posição em que foi encontrado o melhor resultado da métrica entre todas as partículas num dado momento de estimação do algoritmo. Como fator de auto exploração, a constante  $c_1$  é um termo de aceleração individual da partícula e  $c_2$  de aceleração do enxame no espaço de busca. As variáveis  $r_1$  e  $r_2$  assumem valores aleatórios entre 0 e 1 que são gerados a cada iteração.

A Figura 5 apresenta o fluxograma do algoritmo PSO desenvolvido em Python. O algoritmo inicializa os parâmetros  $h$ ,  $c_1$  e  $c_2$ . Então, uma população inicial de partículas é criada na forma randômica no espaço vetorial  $\Omega$ , sendo  $\Omega$  dado por

$$\Omega = \{(k_p, k_{R1}, k_c, k_g) \mid 0 \leq k_p \leq 15, 0 \leq k_{R1} \leq 500, 0 \leq k_c \leq 10, 0 \leq k_g \leq 2\} \quad (15)$$

É importante destacar que os limites de  $\Omega$  foram definidos com base em testes iniciais.

Em sequência, são realizadas as simulações utilizando o menor valor de indutância da rede,  $L_{gmin}$ , no intervalo de tempo de 300 ms que, para a taxa de amostragem  $T_s$  da Tabela 1, equivale a  $K = 6000$ . Para cada ciclo do processo é feita a atualização da melhor posição individual ( $P_{best}$ ) e da melhor posição do enxame ( $G_{best}$ ). Verifica se atingiu o limite de iterações - caso afirmativo, o código é encerrado; caso contrário é recalculada a velocidade e posição das partículas com base nas equações (13) e (14). Quando o PSO atinge o critério de parada, é feita a simulação utilizando o máximo valor de indutância da rede,  $L_{gmax}$ , com os parâmetros encontrados pelo PSO. Se o sistema permanece estável, o processo de otimização terminou. Caso contrário, o  $L_g$  utilizado deve ser aumentado e então o PSO deve ser rodado novamente, até que o sistema atinja estabilidade para  $L_{gmax}$ . Fazendo isso, garante-se que o controle do inversor seja estável para um amplo intervalo de indutância da rede.

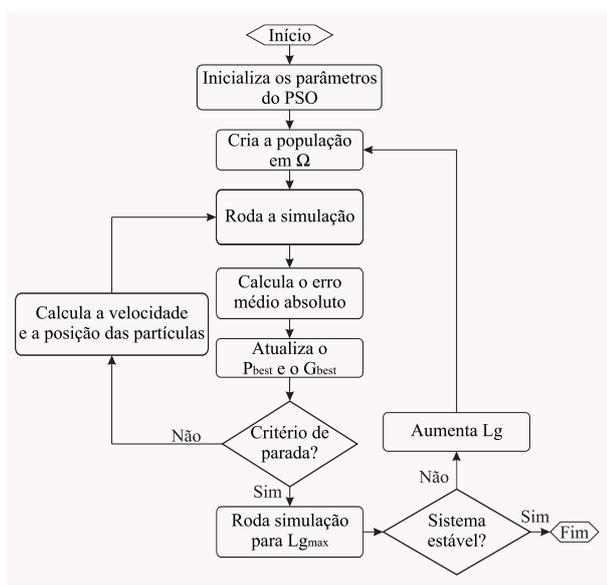


Figura 5. Fluxograma do algoritmo PSO.

Utilizando  $h = 0,1$ ,  $c_1 = 0,5$  e  $c_2 = 0,5$ , em 6 iterações com 50 partículas, a melhor partícula converge para  $k_p = 4,5997$ ,  $k_{R1} = 386,3386$ ,  $k_c = 4,1113$  e  $k_g = 0,9590$ , com média do erro absoluto mínima de 0,2998 A, calculada pela equação (12). A Figura 6 mostra a movimentação das partículas em  $\Omega$  conforme o número de iteração aumenta.

#### 4. RESULTADOS

Para verificar a performance do sistema, foram realizadas simulações em tempo real. O controle foi implementado no processador digital de sinais da Texas Instruments TMS320F28335 conectado a um HIL402 da Typhoon HIL para a simulação em tempo real. A configuração é mostrada na Figura 7.

O primeiro teste realizado foi a ativação do amortecimento ativo híbrido como mostrado na Figura 8. O teste inicia com os ganhos  $k_p$  e  $k_{R1}$  definidos pelo PSO, enquanto  $k_c$  e  $k_g$  estão zerados. Em  $t = 0$  s,  $k_c$  e  $k_g$  são mudados para 4,1113 e 0,9590, respectivamente. O sistema inicia instável porém entra em estabilidade quando o amortecimento

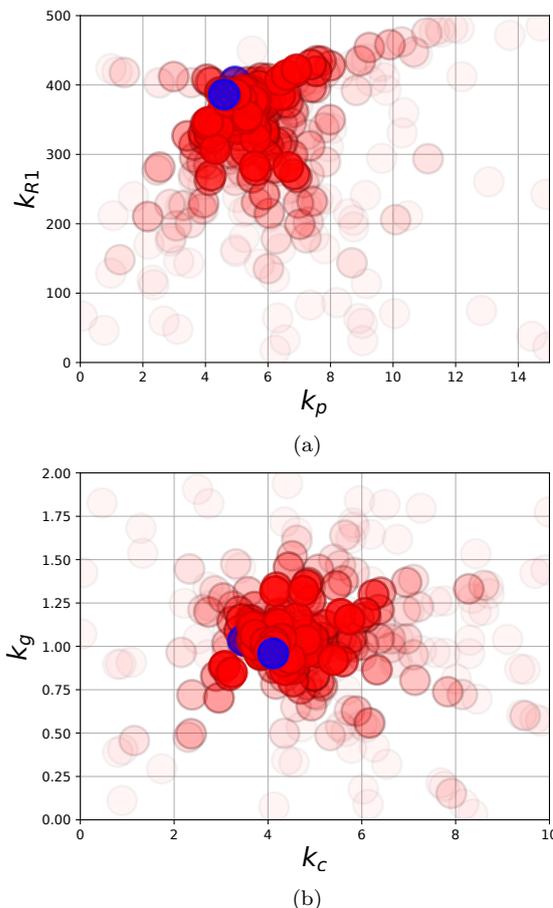


Figura 6. Resultado do PSO com 6 iterações e 50 partículas. Em (a) são mostrados os ganhos  $k_p$  e  $k_{R1}$  e (b)  $k_c$  e  $k_g$

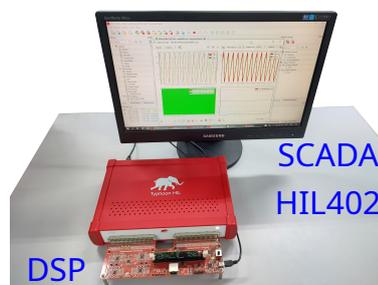


Figura 7. Configuração utilizada para simulação em tempo real.

ativo híbrido é ativado. O regime permanente é atingido em torno de 125 ms.

O próximo teste realizado foi a mudança de referência da corrente de saída, de 10 A para 20 A. A Figura 9 mostra o resultado. A referência é mudada em torno de 82 ms e o sistema entra em regime permanente em menos de meio ciclo da frequência da rede.

No teste seguinte foi feita a mudança da fase da corrente de referência em  $90^\circ$ . Como mostra a Figura 10, o sistema é capaz de seguir a referência mesmo com a mudança de fase.

Como último teste foi verificado o aumento da indutância da rede. A Figura 11 mostra o resultado. No instante 83,33

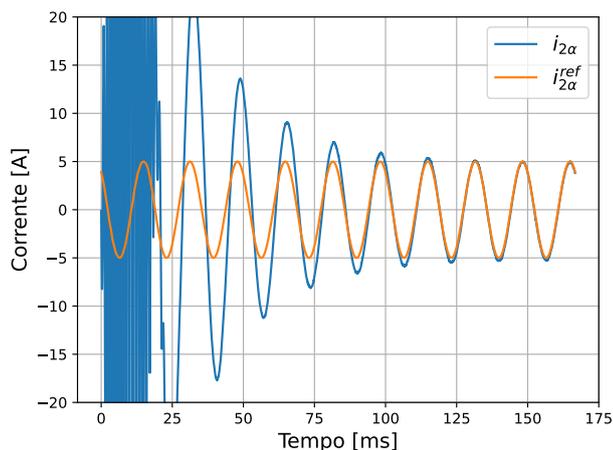


Figura 8. Ativação do amortecimento ativo híbrido.

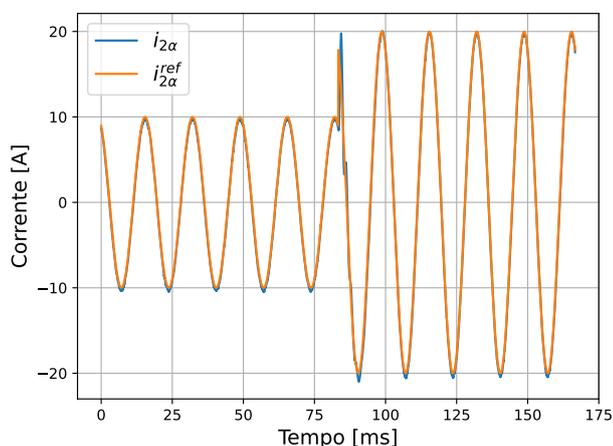


Figura 9. Teste da mudança da corrente de referência de 10 A para 20 A.

ms a indutância é aumentada de 1 mH para 5 mH. O controle funcionou corretamente, levando a corrente de saída de volta a referência, provando que o amortecimento híbrido junto com o controlador de corrente proporcional-ressonante têm robustez a variações paramétricas.

## 5. CONCLUSÃO

O trabalho apresentou uma técnica para amortecimento ativo híbrido, usando tanto a corrente do capacitor realimentada, quanto a tensão do PCC, ambos com ganhos aplicados,  $k_c$  e  $k_g$ , respectivamente. A utilização dessa tensão permitiu que o sistema tenha mais um grau de liberdade na escolha dos parâmetros do amortecimento. Foi levantado o modelo matemático em espaço de estados do inversor com filtro LCL e mostrado que ambos os ganhos podem ser utilizados para amortecer a ressonância do sistema. Um PSO foi utilizado para determinar tanto os ganhos do amortecimento ativo como do controlador de corrente. Foram realizadas simulações em tempo real para verificar o comportamento do sistema sem e com o amortecimento ativo. O sistema apresentou bom resultado, entrando em estabilidade quando o amortecimento é

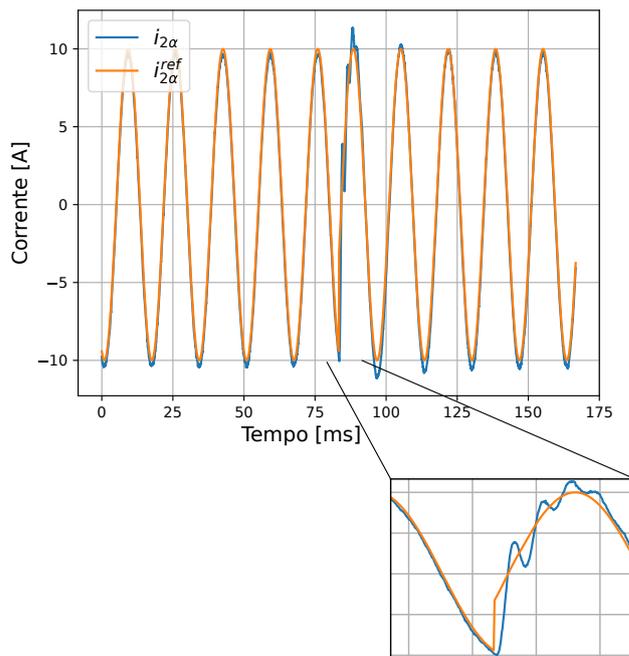


Figura 10. Teste da mudança da fase da corrente de referência em  $90^\circ$ .

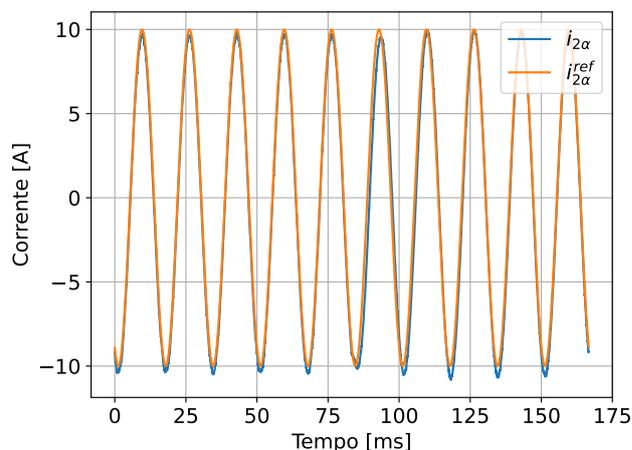


Figura 11. Aumento da indutância da rede,  $L_g$ , de 1 mH para 5 mH em  $t = 83,33$  ms.

ativado. Ainda, verificou-se que o controlador de corrente também funciona para um amplo intervalo de indutância, provando sua robustez a variações paramétricas.

## REFERÊNCIAS

- Araujo, M.B. and Vieira, R.P. (2021). Discrete-time backstepping-state feedback approach for current control of lcl grid-tied converters. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 133, 107220. doi: 10.1016/J.IJEPES.2021.107220.
- Bao, C., Ruan, X., Wang, X., Li, W., Pan, D., and Weng, K. (2014). Step-by-step controller design for lcl-type grid-connected inverter with capacitor-current-feedback active-damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29, 1239–1253.

- Cleveson, I., Borin, L.C., Osório, C.R.D., Koch, G.G., Bottega, F.M., and Montagner, V.F. (2018). Otimização por enxame de partículas aplicada a controladores de corrente para inversores conectados à rede. 11th Seminar on Power Electronics and Control.
- Dannehl, J., Liserre, M., and Fuchs, F.W. (2011). Filter-based active damping of voltage source converters with lcl filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58, 3623–3633.
- Dannehl, J., Fuchs, F.W., Hansen, S., and Thøgersen, P.B. (2010). Investigation of active damping approaches for pi-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with lcl filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46, 1509–1517.
- de Paiva, F.A.P. (2018). *Otimização por enxame de partículas*. IFRN.
- Dirscherl, C., Fessler, J., Hackl, C.M., and Ipach, H. (2015). State-feedback controller and observer design for grid-connected voltage source power converters with lcl-filter. *2015 IEEE Conference on Control and Applications, CCA 2015 - Proceedings*, 215–222. doi:10.1109/CCA.2015.7320635.
- Han, Y., Yang, M., Li, H., Yang, P., Xu, L., Coelho, E.A.A., and Guerrero, J.M. (2019). Modeling and stability analysis of lcl -type grid-connected inverters: A comprehensive overview. *IEEE Access*, 7, 114975–115001.
- He, J. and Li, Y.W. (2012). Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with lc or lcl filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27, 1850–1861.
- He, Y., Wang, X., Ruan, X., Pan, D., and Qin, K. (2021). Hybrid active damping combining capacitor current feedback and point of common coupling voltage feedforward for lcl-type grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36, 2373–2383.
- Liserre, M., Blaabjerg, F., and Hansen, S. (2005). Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41, 1281–1291.
- Parker, S.G., McGrath, B.P., and Holmes, D.G. (2014). Regions of active damping control for lcl filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50, 424–432.
- Peña-Alzola, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., Ordóñez, M., and Yang, Y. (2014). Lcl-filter design for robust active damping in grid-connected converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10, 2192–2203.
- Peña-Alzola, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., Sebastián, R., Dannehl, J., and Fuchs, F.W. (2013). Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(6), 2642–2646.
- Vieira, R.P., Martins, L.T., Massing, J.R., and Stefanello, M. (2018). Sliding mode controller in a multiloop framework for a grid-connected vsi with lcl filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65, 4714–4723.
- Wang, J., Tyuryukanov, I., and Monti, A. (2019). Design of a novel robust current controller for grid-connected inverter against grid impedance variations. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 110, 454–466.
- Wang, X., Blaabjerg, F., and Loh, P.C. (2016). Grid-current-feedback active damping for lcl resonance in grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31, 213–223.
- Wu, E. and Lehn, P.W. (2006). Digital current control of a voltage source converter with active damping of lcl resonance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21, 1364–1373. doi:10.1109/TPEL.2006.880271.
- Xia, W. and Kang, J. (2017). Stability of lcl-filtered grid-connected inverters with capacitor current feedback active damping considering controller time delays. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 5, 584–598.
- Xiong, Y. and Ye, Y. (2019). Physical interpretations of grid voltage full feedforward for grid-tied inverter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 66, 267–271.
- Yao, W., Yang, Y., Zhang, X., Blaabjerg, F., and Loh, P.C. (2017). Design and analysis of robust active damping for lcl filters using digital notch filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32, 2360–2375.