

Controle da Corrente do Lado da Rede de um Conversor Trifásico Conectado à Rede por Filtro LCL com RMRAC por Realimentação de Estados em Tempo Discreto

Paulo Jefferson Dias de Oliveira Evald, Rodrigo Varella Tambara, Humberto Pinheiro
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, Centro de Tecnologia, Universidade Federal de Santa Maria
Email: paulo.evald@gmail.com, rodvarella@yahoo.com.br, humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com

Resumo—Neste trabalho é proposto uma estratégia de controle, em tempo discreto, das correntes do lado da rede de um conversor conectado à rede com filtro LCL trifásico. O sistema de controle implementado, um RMRAC por realimentação de estados, apresenta robustez à incertezas paramétricas e rejeição de distúrbios periódicos. Para demonstrar o desempenho do controlador, resultados de simulação, considerando parâmetros de uma planta real, são apresentados.

Palavras-Chave – RMRAC, Filtro LCL, Controle da corrente pelo lado da rede, Rejeição de distúrbios, Variação paramétrica.

I. INTRODUÇÃO

Conversores são dispositivos de grande importância, com ampla aplicabilidade em sistemas conectados à rede, sendo a principal forma de integração entre fontes de energias renováveis e a rede elétrica [1], [2], [3]. Para realizar a conexão com a rede, frequentemente empregam-se filtros L ou LCL. Entretanto, a conexão com um filtro LCL apresenta maior vantagem devido sua maior atenuação das harmônicas de alta frequência, provenientes da modulação em largura de pulso na tensão de saída do conversor [4], que é de -60dB/década, enquanto o filtro L atenua -20dB/década. Além disso, embora o filtro LCL possua uma topologia mais complexa, é construído com elementos reativos menores, o que resulta em um filtro de menor custo, peso, frequência de comutação e potência reativa [5]. Entretanto, o emprego desse filtro pode induzir a malha de controle da corrente à instabilidade [6], especialmente quando a impedância da rede no ponto de acoplamento comum (PCC) é desconhecida, podendo causar um alto pico de ressonância [7]. Conseqüentemente, para garantir que as correntes entregues a rede estejam devidamente defasadas e com a amplitude desejada, é indispensável o emprego de um controlador confiável sobre estas correntes.

Diversos trabalhos dedicados ao controle das dinâmicas de conversores conectados à rede são encontradas na literatura, especialmente para o controle da corrente pelo lado da rede. Em [8] foi implementado um controle robusto adaptativo, em tempo discreto. O controle proposto utiliza poucos sensores, pois possui um algoritmo dos mínimos recursivos modificado

em sua estrutura, além de considerar atrasos de transporte no modelo. Os resultados experimentais apresentados demonstraram a robustez e alto desempenho do controle proposto.

Já em [9], uma estratégia de controle digital ótima, também discreta no tempo, foi implementada para compensar os atrasos no tempo relativos a conversões analógico-digitaes e computações do algoritmo de controle. O método proposto é baseado na estimação dos valores futuros dos estados da planta e os resultados experimentais apresentados validam a estratégia de compensação de atraso no tempo proposta.

Os trabalhos discutidos são apenas alguns dos trabalhos relevantes encontrados na literatura. Nesse viés, a principal contribuição deste trabalho é a proposta de emprego de um RMRAC com realimentação de estados para regulação das correntes pelo lado da rede de um conversor trifásico conectado à rede por filtro LCL. A organização deste trabalho é dada a seguir: na Seção II são apresentados os modelos do conversor trifásico conectado à rede com filtro LCL em coordenadas abc e $\alpha\beta 0$, seguidos da teoria do controlador proposto e sua implementação nas Seções III e IV, respectivamente. Finalmente, na Seção V são discutidos os resultados de simulações e na Seção VI são dadas as considerações finais.

II. MODELAGEM DO CONVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO À REDE POR FILTRO LCL

Nesta seção é mostrada a modelagem matemática do conversor trifásico conectado à rede por filtro LCL. Para facilitar a modelagem desse sistema algumas hipóteses são assumidas como verdadeira, são elas:

- H1) a rede elétrica é assumida predominantemente indutiva, modelada por uma fonte senoidal V_d em série com uma indutância L_{g2} ;
- H2) o barramento de entrada é assumido estabilizado e representado por uma fonte CC;
- H3) a tensão de saída do filtro e a tensão no PCC tem sincronismo garantido;
- H4) os interruptores do conversor são considerados ideais.

O diagrama elétrico desse sistema é mostrado na Figura 1. Note que o circuito LCL equivalente é representado pelo equivalente de *Thévenin* em relação ao ponto de acoplamento

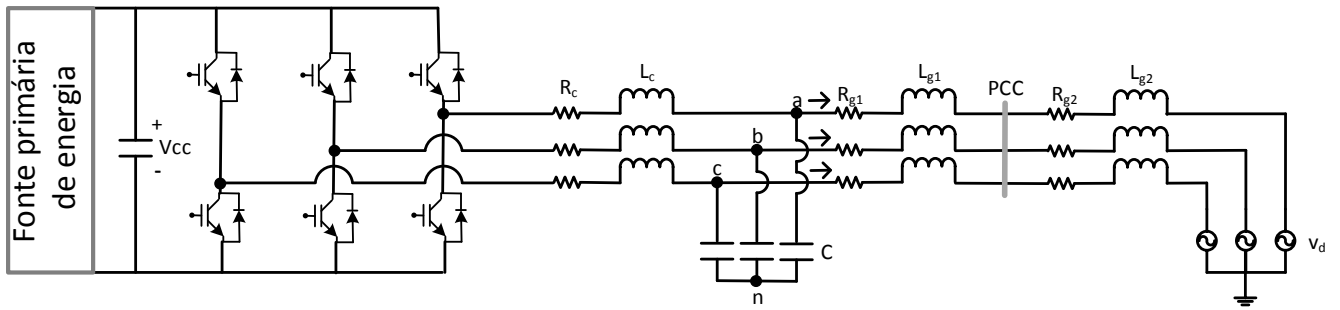


Figura 1. Diagrama elétrico do conversor trifásico conectado à rede com filtro LCL

comum [8]. Ainda, R_c e L_c são a resistência e indutância do conversor, respectivamente. Além de C , que é a capacitância do filtro LCL e $L_g = L_{g1} + L_{g2}$ e $R_g = R_{g1} + R_{g2}$, que são a indutância e resistência totais da rede, respectivamente.

Como o modelo em coordenadas abc é acoplado, o projeto de controle torna-se uma tarefa complexa. Para facilitar o projeto de controle, o sistema de coordenadas abc foi transformado para coordenadas $\alpha\beta 0$, que resulta em dois sistemas desacoplados idênticos, um associado ao eixo α e outro associado ao eixo β , uma vez que não há caminho para condução de corrente no eixo 0, podendo desconsiderá-lo [5].

A função de transferência do sistema monofásico desacoplado, em coordenadas $\alpha\beta$, considerando $v_d = 0$, é mostrado à seguir [8].

$$\frac{i_g(s)}{u(s)} = \frac{1}{s^3 + \frac{R_g L_c + R_c L_g}{L_g L_c C} s^2 + \frac{L_c + L_g + R_g R_c C}{L_g L_c C} s + \frac{R_g + R_c}{L_g L_c C}} \quad (1)$$

onde $i_g(s)$ e $u(s)$ são a corrente pelo lado da rede e a tensão sintetizada pelo conversor, respectivamente.

III. CONTROLE ROBUSTO ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA

O RMRAC evoluiu da técnica de Controle por Modelo de Referência. Essa estratégia de controle utiliza um modelo de referência definido com mesmo grau relativo que a planta. O modelo de referência é projetado de acordo com as dinâmicas que se deseja impor à planta controlada. Assim, o erro é dado entre a saída do modelo de referência e a saída da planta.

As principais diferenças entre o RMRAC e seu predecessor, são que este possui ganhos adaptativos e impõe robustez ao sistema. Assim, as incertezas paramétricas e dinâmicas não modeladas são tratadas adequadamente. Neste trabalho não serão dados detalhes acerca de provas de estabilidade e robustez. Para mais informações, indica-se a leitura de [10].

Como a planta a ser controlada é constituída por dois sistemas monofásicos desacoplados, pode reescrevê-los como dois sistemas de entrada única e saída única, conforme mostrado à seguir.

$$y_p(z) = G(z)u_p(z) : \quad (2)$$

onde:

$$G(z) = G_0(z)[1 + \mu\Delta_m(z)] + \mu\Delta_a(z) \quad (3)$$

e

$$G_0(z) = k_p \frac{Z_0(z)}{R_0(z)} \quad (4)$$

onde $G(z)$ é a função de transferência do sistema, $G_0(z)$ é a parte modelada da planta, $\mu\Delta_a$ e $\mu\Delta_m$ são dinâmicas aditivas e multiplicativas não modeladas, respectivamente. Além disso, k_p é um ganho, $Z_0(z)$ e $R_0(z)$ são polinômios mônicos com graus m e n , respectivamente.

A parte modelada planta, $G_0(z)$, deve satisfazer as seguintes condições [10]:

- 1. O sinal k_p e os valores de m e n são conhecidos e sem perda de generalidade $k_p > 0$;
- 2. $Z_0(z)$ é um polinômio Hurwitz com grau $m \leq n - 1$;
- 3. $\Delta_m(z)$ é uma função de transferência estável e $\Delta_a(z)$ é uma função de transferência estável estritamente própria, isto é, $m < n$;
- 4. O limite inferior $p_0 > 0$ é marginalmente estável, cujos polos de $\Delta_a(z-p)$ e $\Delta_m(z-p)$ são estáveis e conhecidos.

Portanto, o objetivo do controle é definido como: dado um modelo de referência, mostrado em (5), a partir de um projeto de controle definido, de modo que, para alguns $\mu^* > 0$ e qualquer $\mu \in [0, \mu^*]$, o controle em malha fechada será globalmente estável e a saída da planta, $y_p(z)$, rastreará a saída do modelo de referência, $y_m(z)$, tão próximo quanto possível, mesmo se a planta estiver sujeita à dinâmicas não modeladas $\Delta_m(z)$ e $\Delta_a(z)$, atendendo às hipóteses apresentadas [10].

$$y_m(z) = W_m(z)r(z) = k_m \frac{Z_m(z)}{R_m(z)} r(z) \quad (5)$$

onde $W_m(z)$ é a função de transferência do modelo de referência, $Z_m(z)$ e $R_m(z)$ são polinômios de Hurwitz e mônicos com grau $m^* = m$ e $n^* = n - m$, respectivamente. Ainda, k_m é um ganho e $r(z)$ é um sinal de referência, uniformemente limitado, que define o sinal de controle $u(z)$.

Na estrutura do RMRAC, há filtros para reconstrução dos estados internos, que utilizam os sinais de entrada e saída da planta, com dimensão $2n - 1$, conforme (6).

$$\begin{aligned} \omega_1(k+1) &= (I + FT_s)\omega_1(k) + qT_s u(k) \\ \omega_2(k+1) &= (I + FT_s)\omega_2(k) + qT_s y(k) \end{aligned} \quad (6)$$

onde (F, q) é um par controlável com uma matriz estável F e um vetor de parâmetros controláveis [11], com dimensões

$n_p - 1 \times n_p - 1$ e $n_p - 1$, respectivamente. Além disso, $\omega = [\omega_1(k), \omega_2(k), y_p(k), r(k)]^T$. Além disso, I é uma matriz identidade de dimensões $n \times n$ e T_s é a taxa de amostragem.

De forma alternativa, pode-se utilizar os estados mensurados da planta, se estes estiverem disponíveis para mensuração, conforme (7). Ao integrar esta estratégia no RMRAC, chama-se a estratégia resultante de RMRAC por realimentação de estados, que será utilizado neste trabalho.

$$\omega_i(k) = x_i(k) \quad , \quad i = 1, \dots, n \quad (7)$$

onde n é a ordem da planta e $x_i(k)$ são os estados da planta.

A ação de controle $u_p(k)$ é mostrada em (8).

$$u_p(k) = \theta(k)^T \omega(k) \quad (8)$$

onde $\theta(k) = [\theta_1(k), \theta_2(k), \theta_3(k), \theta_r(k)]^T$ representa os parâmetros do vetor de controle.

A. Algoritmo de Adaptação Paramétrica

O algoritmo de adaptação paramétrica deve ser capaz de garantir que o sistema permaneça estável, mesmo na presença de distúrbios externos e dinâmicas não modeladas [10]. Neste trabalho, o algoritmo do gradiente foi implementado, pois é um algoritmo que apresenta alto desempenho e possui estrutura simples, que implica em baixo custo computacional. Este algoritmo utiliza os parâmetros da ação de controle, saída da planta, filtros $\omega(k)$ e erro de rastreamento para realizar o ajuste dos ganhos adaptativos do vetor $\theta(k)$. A lei de adaptação desse vetor é mostrado nas equações a seguir.

$$\theta(k+1) = \theta(k) - T_s \sigma(k) \Gamma \theta(k) - \text{sign}(C_0) \frac{\varepsilon(k) \Gamma \zeta(k)}{m^2(k)} \quad (9)$$

$$\text{sign}(C_0) = \text{sign} \left(\frac{k_m}{k_p} \right) \quad (10)$$

$$m^2(k) = 1 + \zeta(k)^T \zeta(k), \quad m(0) = 1 \quad (11)$$

$$\zeta(k) = W_m(z) \omega(k) \quad (12)$$

$$e_1(k) = y_p(k) - y_m(k) \quad (13)$$

$$\nu(k) = W_m(z) u_p(k) \quad (14)$$

$$\varepsilon(k) = e_1(k) + \theta(k) \zeta(k) - \nu(k) \quad (15)$$

onde $e_1(k)$ é o erro de rastreamento, dado entre a saída da planta e a saída do modelo de referência, e $\varepsilon(k)$ é o erro aumentado. A função sign é utilizada para obter o sinal da relação dos ganhos de alta frequência. Além disso, $\nu(k)$ e $\zeta(k)$ são o sinal de controle e os estados internos filtrados pelo modelo de referência, respectivamente.

O parâmetro Γ , que deve ser positivo, define a velocidade de convergência da resposta da planta em relação à saída do modelo de referência. Entretanto, se for muito elevado, pode ocorrer sobressinal ou até induzir o sistema à instabilidade. Além disso, o normalizador $m^2(k)$ pode ser modificado de acordo com a necessidade do projeto.

Também foi incorporado ao algoritmo de adaptação paramétrica a modificação $\sigma(k)$, para aumentar a robustez desse algoritmo [10]. Esta modificação é mostrada em (16).

$$\sigma(k) = \begin{cases} 0 & \text{se } \|\theta(k)\| < M_0 \\ \sigma_0 \left(\frac{\|\theta(k)\|}{M_0} - 1 \right) & \text{se } M_0 \leq \|\theta(k)\| < 2M_0 \\ \sigma_0 & \text{se } \|\theta(k)\| \geq 2M_0 \end{cases} \quad (16)$$

onde $M_0 > \|\theta(k)^*\|$ é o limite superior da norma de $\theta(k)$, sobre-dimensionado devido ao desconhecimento de $\|\theta(k)^*\|$ e σ_0 é o valor máximo da função de modificação.

Para agregar rejeição de distúrbios periódicos, a lei de controle foi aumentada, incorporando essas dinâmicas na ação de controle, conforme discutido na próxima subseção.

O diagrama de blocos do RMRAC é mostrado na Figura 2. Note que as setas pontilhadas representam adaptação dos parâmetros. Dentro da caixa tracejada está o algoritmo de adaptação paramétrico gradiente, utilizado neste trabalho.

B. Rejeição de Distúrbios Periódicos

Em aplicações reais, frequentemente identifica-se a presença de distúrbios externos periódicos sobre a planta. Estes distúrbios podem prejudicar o desempenho da lei de controle se não forem tratados adequadamente. Uma das maneiras de atenuar esses distúrbios é através da sua medição e incorporação na lei de controle.

Considerando um sinal senoidal mensurável $d(k)$, dado por:

$$d(k) = A \text{sen}(\omega_d k T_s + \phi) \quad (17)$$

onde A , ω_d e ϕ são a amplitude, frequência e fase do distúrbio, respectivamente.

Pode-se reescrever esse distúrbio como:

$$d(k) = A_c \cos(\omega_d k T_s) + A_s \text{sen}(\omega_d k T_s) \quad (18)$$

que é compensado pela lei de controle mostrada a seguir. Note que os ganhos dessa ação de controle também são adaptativos e calculados da mesma maneira que os demais ganhos θ .

$$u_d(k) = \theta_c \cos(\omega_d k T_s) + \theta_s \text{sen}(\omega_d k T_s) \quad (19)$$

Assim, incorpora-se a ação de controle que compensa o distúrbio na lei de controle u_p , resultando em:

$$u(k) = u_p(k) + u_d(k) \quad (20)$$

IV. PROJETO DO CONTROLE

Nesta seção será mostrado o projeto do controle implementado. Primeiramente, foi definido o modelo de referência. Como a planta tem grau relativo 3, o modelo escolhido apresenta grau relativo 3, assim como a planta. O modelo de referência é apresentado à seguir:

$$G_m(z) = \frac{(1 - 0,15)^3}{(z - 0,15)(z - 0,15)(z - 0,15)} \quad (21)$$

A planta foi discretizada, com transformada Z, considerando um retentor de ordem zero (ZOH), com taxa de amostragem de $1/4800$ s. Conforme mencionado anteriormente, o modelo para coordenada α é idêntico ao modelo para coordenada β .

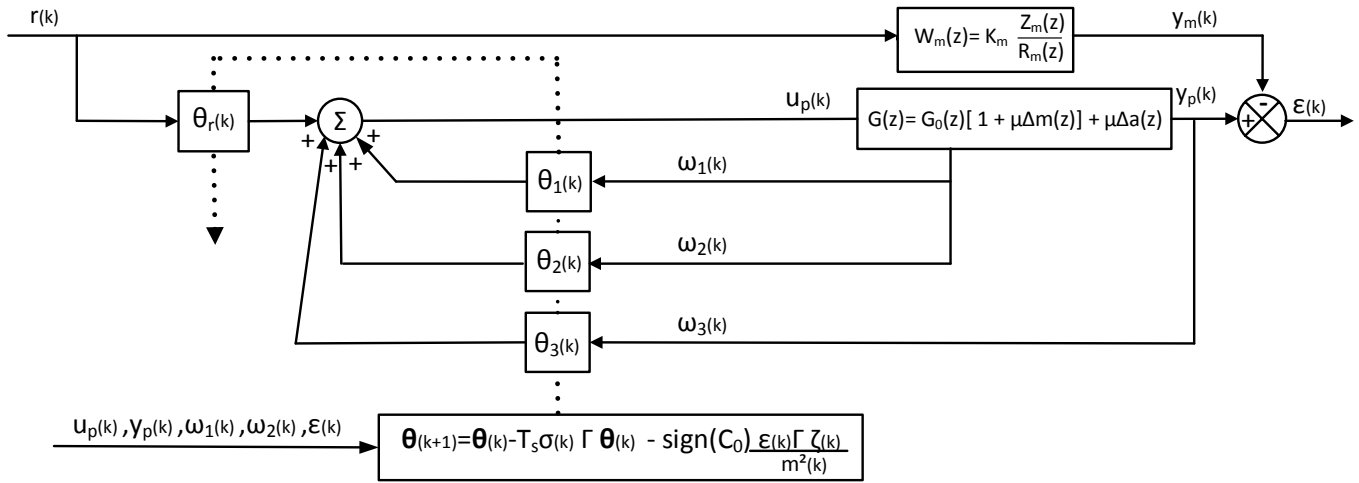


Figura 2. Diagrama de blocos do RMRAC

Tabela I
PARÂMETROS DA PLANTA

Símbolo	Parâmetro	Valor
L_c	Indutância do lado do conversor	1mH
R_c	Resistência do lado do conversor	0,05Ω
L_g	Indutância do lado da rede	0,5mH
R_g	Resistência do lado da rede	1mH
C	Capacitância do filtro LCL	60μF

Tabela II
PARÂMETROS DO CONTROLADOR

Parâmetro	Valor
Γ	500
σ_0	0,1
M_0	5
$m^2(0)$	1
$\theta(0)$	$[0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$
$\omega(0)$	$[0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$
$\zeta(0)$	$[0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$

Então, o projeto de controle para ambas as plantas é o mesmo, bem como sua função de transferência mostrada em (22). Os parâmetros do modelo e do controlador são apresentados na Tabela I e II, respectivamente.

$$G_p(z) = 0,05342 \frac{z^2 + 3,4743z + 0,984}{z(z^3 - 0,9843z^2 + 0,9806z - 0,9672)} \quad (22)$$

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação da estratégia de controle projetada.

A Figura 3 mostra as correntes pelo lado da rede nas coordenadas α e β , rastreamento as respectivas saídas dos modelos de referência. Inicialmente, é considerado que o sistema está livre de variações paramétricas e sem distúrbios, isto é, desconectado da rede. A corrente de referência para a coordenada α tem amplitude de 5A e frequência de 60Hz.

Em seguida, aos 0,15s, a amplitude é alterada para 10A. As referências para a coordenada β são as mesmas referências da coordenada α , porém defasadas em 90°. As referências de amplitude 5A serão mantidas nas simulações mostradas posteriormente.

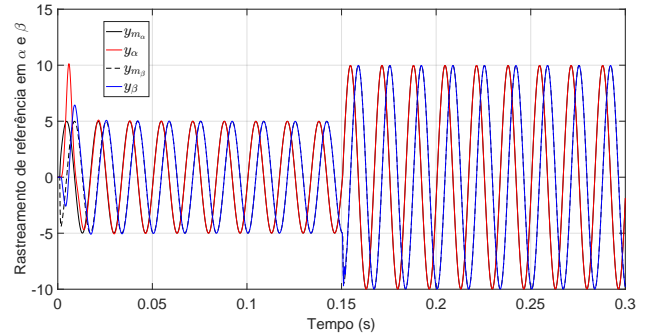


Figura 3. Rastreamento de referências em coordenadas α e β

Como pode ser observado na Figura 3, ambas as correntes pelo lado da rede rastream rapidamente a saída de seus respectivos modelos de referência, apresentando erro nulo em regime permanente em menos de 0,1s. Os únicos erros elevados observados na simulação são os erros iniciais, que apresentam um sobressinal alto e na troca de amplitude do sinal de referência. Entretanto, esse erro converge rapidamente para um valor próximo à zero.

Ainda, o erro na mudança de amplitude de sinal não foi tão elevado quanto no início da simulação. Isto ocorreu porque os ganhos θ estão mais próximos dos ideais, enquanto que no início da simulação estes ganhos possuem valores nulos, que são distantes dos ideais. Esta adaptação é claramente observada na Figura 4, onde inicialmente há uma grande movimentação dos θ s, porém, após entrarem em regime, ocorre apenas uma breve adaptação para que o sistema rastreie

a nova referência. As correntes em coordenadas abc é mostrada na Figura 5, onde é notável que a referência foi adequadamente rastreada.

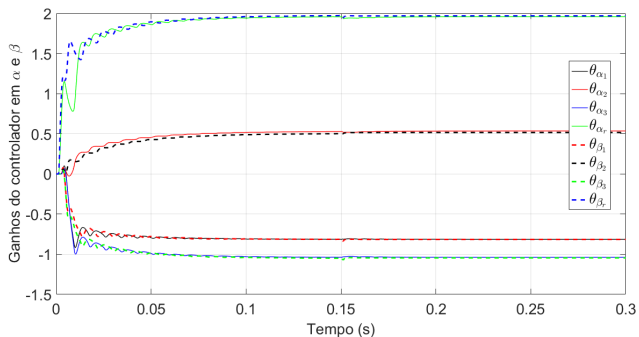


Figura 4. Adaptação dos ganhos em coordenadas α e β

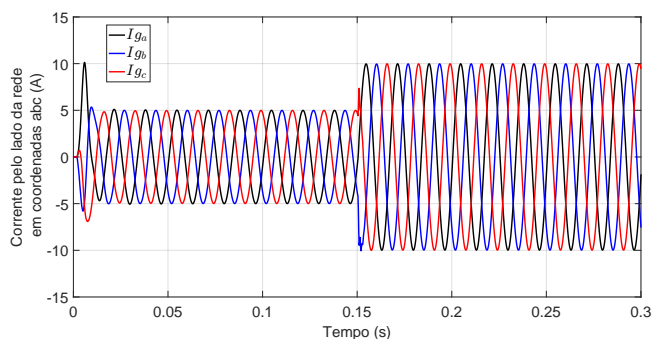


Figura 5. Corrente pelo lado da rede em coordenadas abc

Para aferir o desempenho do controle implementado, foram realizadas simulações impondo variações paramétricas ao modelo. Foi considerada uma mudança no valor da indutância da rede, com o quadruplo do valor nominal, a partir de 0,15s de simulação. A escolha desse parâmetro para ser submetido à variação paramétrica é devido a sua incerteza na planta física.

Na Figura 6 são mostradas as correntes pelo lado da rede nas coordenadas α e β . Já a Figura 7 mostra a adaptação dos ganhos do controlador. Note que, embora tenha sido considerado um valor elevado na variação paramétrica da indutância da rede, mesmo assim o controle manteve um excelente desempenho. Na Figura 8 são mostradas as correntes em coordenadas abc .

Por fim, são apresentados os resultados considerando a presença de distúrbios periódicos. Os distúrbios considerados para perturbação da corrente pelo lado da rede em coordenadas α e β são sinais senoidais, com frequência f de 60Hz , fase de 120° entre si, em coordenadas abc , conforme (23) e amplitude v_{pcc} de 311V . A amplitude é oriunda da tensão no ponto de acoplamento comum da planta com a rede. Para obter tal tensão, foi considerado a presença de um transformador

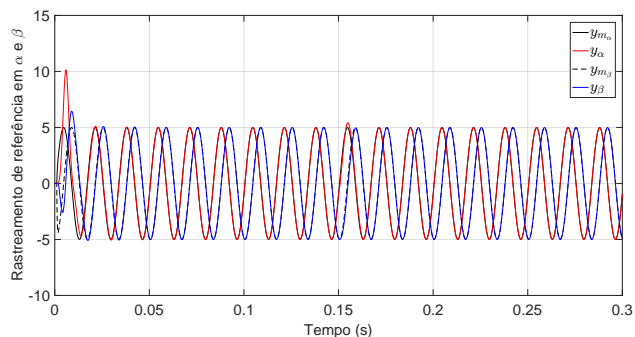


Figura 6. Rastreamento de referências em coordenadas α e β , considerando variação paramétrica na indutância da rede

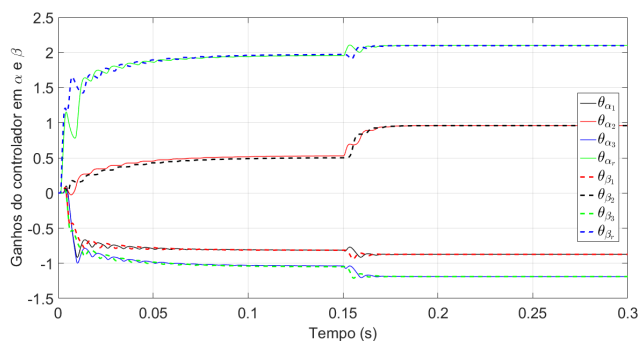


Figura 7. Adaptação dos ganhos em coordenadas α e β , considerando variação paramétrica na indutância da rede

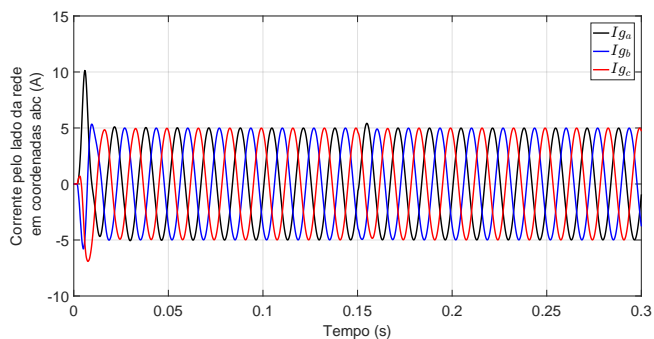


Figura 8. Corrente pelo lado da rede em coordenadas abc , considerando variação paramétrica na indutância da rede

com $taps$ variáveis conectado à rede. Assim, a amplitude do distúrbio foi gradualmente elevada (10V à cada $0,005\text{s}$ durante os $0,015\text{s}$ iniciais, posteriormente 30V à cada $0,005\text{s}$ e a última mudança foi de 11V) até que alcançasse a amplitude máxima, evitando um sobressinal excessivo nas correntes pelo lado da rede. A amplitude para compensação dos distúrbios projetada foi de $A_c = A_s = 15$, tanto para α , quanto para β .

$$v_{abc} = v_{pcc} \begin{bmatrix} \text{sen}(2\pi f k T_s) \\ \text{sen}(2\pi f k T_s - 2\pi/3) \\ \text{sen}(2\pi f k T_s + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (23)$$

A Figura 9 mostra o rastreamento de referências em coordenadas $\alpha\beta$ e a adaptação dos ganhos é mostrada na Figura 10. Note que embora a resposta transitória inicial seja oscilatória, a amplitude máxima não alcançou 20A e os distúrbios foram rapidamente compensados. Essa rápida compensação pode ser vista na acomodação dos ganhos à cada aumento do valor do distúrbio na Figura 10. As correntes em coordenadas abc são mostradas na Figura 11.

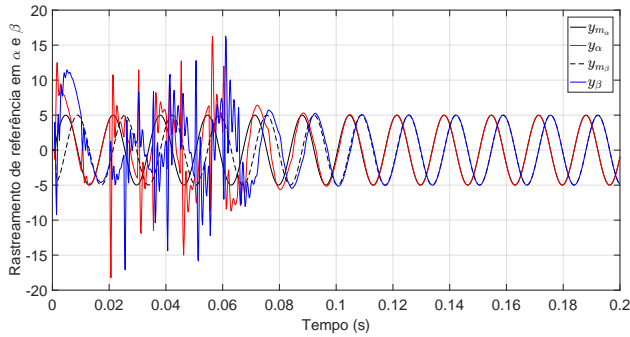


Figura 9. Rastreamento de referências em coordenadas α e β , considerando influência de distúrbios periódicos

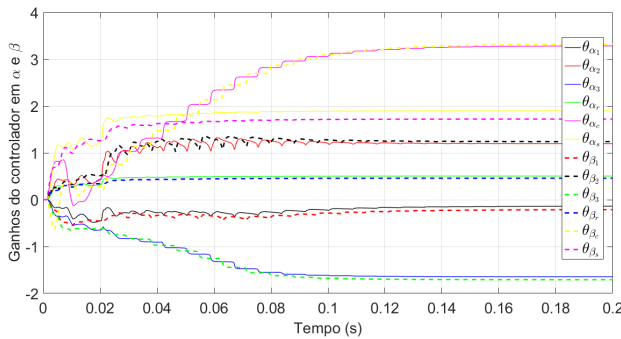


Figura 10. Adaptação dos ganhos em coordenadas α e β , considerando influência de distúrbios periódicos

VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentada a implementação de um RMRAC por realimentação de estados, em tempo discreto, para rastreamento de referência de corrente pelo lado da rede de um conversor trifásico conectado à rede por filtro LCL. Para demonstrar a robustez do controle proposto, resultados de simulação considerando variações paramétricas e rejeição de distúrbios periódicos foram apresentados. Como os parâmetros simulados da planta são valores de um sistema físico, pode-se concluir como resultado deste trabalho que a estratégia

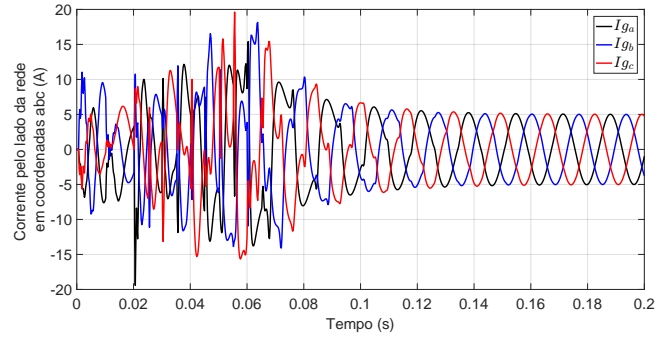


Figura 11. Corrente pelo lado da rede em coordenadas abc , considerando influência de distúrbios periódicos

de controle proposta é adequada para implementação em um sistema real, garantindo rápido rastreamento de referência, estabilidade e robustez.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CAPES/PROEX pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, and F. Gao, "Exploring inherent damping characteristic of lcl-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1433–1443, 2012.
- [2] Z. Zeng, H. Yang, S. Tang, and R. Zhao, "Objective-oriented power quality compensation of multifunctional grid-tied inverters and its application in microgrids," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1255–1265, 2015.
- [3] Y. Wang, X. Wang, F. Blaabjerg, and Z. Chen, "Harmonic instability assessment using state-space modeling and participation analysis in inverter-fed power systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 806–816, 2017.
- [4] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley & Sons – IEEE, 2011.
- [5] L. A. M. Junior, J. R. Massing, C. L. A. Santini, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, "Controle robusto de corrente para inversor trifásico com filtro lcl sujeito a incerteza paramétrica," in *Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática*, 2014, pp. 3534–3541.
- [6] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011, vol. 29.
- [7] 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 transactions on power electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 263–272, 2006.
- [8] R. V. Tambara, J. M. Kanieski, J. R. Massing, M. Stefanello, and H. A. Gründling, "A discrete-time robust adaptive controller applied to grid-connected converters with lcl filter," *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 28, no. 3, pp. 371–379, 2017.
- [9] M. Semasa, T. Kato, and K. Inoue, "A simple and effective time delay compensation method for grid-connected inverter with an lcl filter: Application to active damping method," in *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2017 IEEE 18th Workshop on*. IEEE, 2017, pp. 1–7.
- [10] P. A. Ioannou and J. Sun, *Robust adaptive control*. Courier Corporation, 2012.
- [11] P. Ioannou and K. Tsakalis, "A robust direct adaptive controller," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 31, no. 11, pp. 1033–1043, 1986.