

Análise dos impactos do atraso de implementação em controladores de corrente com amortecimento ativo para conversores conectados à rede

Marcelo Back de Araujo
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, RS
Email: marceloback775@gmail.com

Rodrigo Padilha Vieira
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, RS
Email: rodrigovie@gmail.com

Resumo—Esse trabalho apresenta análises sobre o efeito causado pelo atraso de implementação no amortecimento ativo de inversores conectados à rede com filtro LCL. Através do desenvolvimento matemático, é constatado que a realimentação da corrente do capacitor do filtro apresenta menor amortecimento quando há atraso de implementação no sistema, com isso, um elevado ganho do amortecimento ativo pode levar o sistema à instabilidade. Com intuito de validar a teoria desenvolvida, múltiplos compensadores ressonantes são utilizados para controlar o sistema e resultados de simulações são demonstrados.

Keywords – Amortecimento ativo, atraso de implementação, compensadores ressonantes, filtro LCL, inversores conectados na rede.

I. INTRODUÇÃO

Inversores conectados à rede através do filtro LCL têm sido amplamente utilizados para a interconexão entre as fontes renováveis, como a eólica e solar, e a rede elétrica [1]. Isto se deve à eficácia do filtro LCL na rejeição de harmônicas de alta frequência, usualmente emitidas pelos conversores estáticos com modulação por largura de pulso [2]. Entretanto tal filtro apresenta uma ressonância inerente, devido aos três elementos passivos em sua estrutura, o que causa problemas de instabilidade e oscilações nas correntes injetadas na rede. Ainda, tal problema é acentuado pela característica variante no tempo da rede elétrica, o que afeta a ressonância do filtro [3].

Com o intuito de atenuar o pico de ressonância do filtro, técnicas de amortecimento são encontradas na literatura, são destacadas as técnicas de amortecimento passivo, em que elementos resistivos são inseridos propositalmente na estrutura do filtro. Esta técnica é robusta, porém apresenta perdas adicionais no sistema [4]. Além disso, também são encontradas na literatura as técnicas de amortecimento ativo, que se beneficiam da estrutura de controle para compensar o pico de ressonância do sistema [4], [5], [6]. As técnicas de amortecimento ativo aumentam a complexidade do sistema, o que pode causar dificuldades no projeto da estrutura de controle, além disso, o atraso de implementação tem um impacto significativo nestas técnicas, como demonstrado em

[7], cujo tema é pouco explorado na literatura, por mais que alguns trabalhos apresentem simplificado este impacto, como apresentado em [6] e [8].

Desta forma, este trabalho tem por objetivo uma análise do impacto do atraso de implementação na técnica de amortecimento ativo com realimentação da corrente do capacitor. Para isso, um desenvolvimento matemático é feito a partir do modelo do inversor conectado à rede pelo filtro LCL, o impacto do atraso de implementação é demonstrado matematicamente. Para validação da teoria abordada, resultados de simulações são apresentados, em que múltiplos compensadores ressonantes são adotados para realizar o controle do inversor. Com isso, são demonstrados os efeitos causados pelo atraso de implementação, que diminui a efetividade do amortecimento ativo e pode causar instabilidade no sistema.

II. DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO

Nesta seção, é obtido um modelo matemático que represente de forma eficaz as dinâmicas do inversor conectado à rede pelo filtro LCL, ainda, o efeito do amortecimento ativo e do atraso de implementação também são descritos matematicamente. Na Figura 1, um conversor trifásico conectado à rede é ilustrado, tal circuito é dividido em três estágios, inversor, filtro e rede.

Para obtenção do modelo matemático, simplificações usualmente são utilizadas, neste trabalho, uma única fase é usada para representar o circuito. Além disso, as dinâmicas de alta frequência, oriundas da modulação por largura de pulso, são desprezadas. Conseqüentemente, o circuito adotado para o desenvolvimento matemático pode ser conferido na Figura 2.

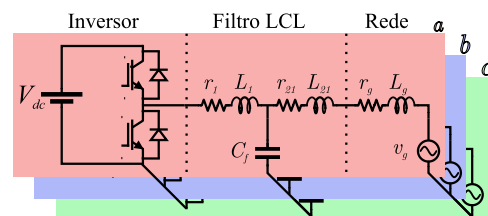


Figura 1. Inversor trifásico conectado à rede através do filtro LCL

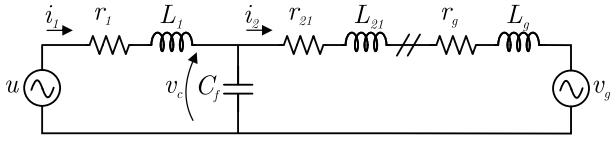


Figura 2. Circuito simplificado do inversor

A partir do circuito da Figura 2, é possível obter uma função de transferência que relacione o sinal de controle u com a saída do sistema i_2 , de tal modo que

$$G_{p(s)} = \frac{i_2(s)}{u(s)} = \frac{1}{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4} \quad (1)$$

em que, $a_1 = L_1 L_2 C_f$, $a_2 = C_f(r_2 L_1 + r_1 L_2)$, $a_3 = (r_1 r_2 C_f + L_2 + L_1)$, $a_4 = r_1 + r_2$, $r_2 = r_{21} + r_g$ e $L_2 = L_{21} + L_g$.

Com isso, fica evidente a dificuldade em controlar a corrente do lado da rede no inversor com filtro LCL, pois o grau relativo do sistema é igual a três, o que deteriora a margem de fase da estrutura de controle. Ainda, o sistema é caracterizado pela inerente ressonância, causada pelos polos complexos conjugados, este pico de ressonância pode ser alterado, tendo em vista que a impedância da rede varia ao longo do tempo. A frequência de ressonância pode ser obtida por

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (2)$$

O pico de ressonância pode ser amortecido adicionando resistores na estrutura do filtro LCL, este tipo de amortecimento é simples e robusto, porém diminui a eficiência do sistema, ou através de amortecimento ativo, que usufrui da estrutura de controle para amenizar o pico de ressonância. Dentre as técnicas de amortecimento ativo, a realimentação da corrente do capacitor na estrutura de controle é descrita em trabalhos como [5], [9], [10]. Esta técnica permite um amortecimento eficaz, que pode ser ajustado através de um ganho, tal compensação é ilustrada no esquemático da Figura 3, em que um compensador unitário é utilizado.

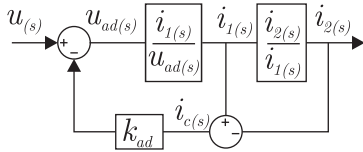


Figura 3. Estrutura do amortecimento ativo com realimentação da corrente do capacitor.

Deste modo, assumindo $r_1 = r_2 = 0$, a função de transferência do sistema pode ser escrita como (3), nota-se que a realimentação impacta diretamente o fator de amortecimento do sistema, assim, o pico de ressonância diminui quando o ganho k_{ad} é aumentado.

$$\frac{i_2(s)}{u(s)} = \frac{K \omega_r^2}{s^3 + s^2 \frac{k_{ad}}{L_1} + s \omega_r^2} \quad (3)$$

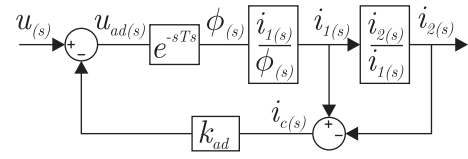


Figura 4. Estrutura do amortecimento ativo com atraso de implementação.

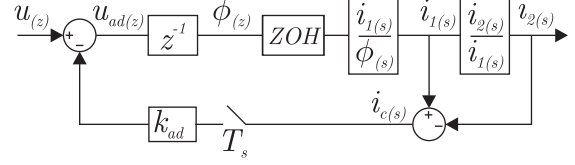


Figura 5. Estrutura discreta do amortecimento ativo com atraso de implementação.

em que, $K = (L_1 L_2 C_f)^{-1} \omega_r^{-2}$.

O atraso unitário, inerente em aplicações digitais com processadores, usualmente causa alteração na margem de fase da estrutura de controle. Entretanto, a realimentação da corrente do capacitor altera tanto a margem de fase, quanto a margem de ganho do sistema, o que implica em significativas mudanças em seu projeto. Na Figura 4, é apresentado o esquemático do amortecimento ativo quando o atraso de implementação é considerado no sistema. Desta forma, a função de transferência que representa o sistema é reescrita como:

$$G_{p2(s)} = \frac{i_2(s)}{u(s)} = \frac{K \omega_r^2 e^{-sT_s}}{s^3 + s^2 \frac{k_{ad}}{L_1} e^{-sT_s} + s \omega_r^2} \quad (4)$$

Nota-se que o atraso de implementação altera tanto o numerador quanto o denominador da função de transferência. Para investigar o efeito do atraso de implementação no domínio de tempo discreto, utilizou-se a transformada Z com inclusão do retentor de ordem zero, tendo em vista que tal retentor permite aproximar a dinâmica de um modulador por largura de pulso [11], conforme ilustrado na Figura 5.

Utilizando o diagrama da figura, é possível obter a função de transferência (5). Observa-se que tal equação apresenta quatro polos, um polo do retentor de ordem zero, dois polos da planta e um polo derivado da realimentação da corrente do capacitor com atraso de implementação. Desta forma, o ganho k_{ad} impacta não somente o fator de amortecimento, como também a frequência de ressonância do sistema.

$$\frac{i_2(z)}{u(z)} = \frac{z^2 b_1 + z b_2 + b_3}{(z-1)(z^3 + z^2 c_1 + z c_2 + z c_3)} \quad (5)$$

em que

$$\begin{aligned} b_1 &= AT_s - \frac{A}{\omega_r} \sin(\omega_r T_s), \\ b_2 &= -2AT_s \cos(\omega_r T_s) + 2 \frac{A}{\omega_r} \sin(\omega_r T_s), \\ b_3 &= AT_s - \frac{A}{\omega_r} \sin(\omega_r T_s), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
c_1 &= -2\cos(\omega_r T_s) - 1, \\
c_2 &= \frac{k_{ad}}{\omega_r L_1} \sin(\omega_r T_s) + 1, \\
c_2 &= -\frac{k_{ad}}{\omega_r L_1} \sin(\omega_r T_s), \\
A &= \frac{1}{L_1 + L_2}.
\end{aligned}$$

Utilizando a função de transferência (5), é possível avaliar o impacto de k_{ad} na dinâmica do sistema. Para as análises e simulações feitas, os parâmetros são adotados conforme Tabela I.

Tabela I
PARÂMETROS DO SISTEMA.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
r_1	0Ω	L_g	$[0 \ 5] \text{ mH}$
L_1	1 mH	ω_g	$2\pi 60 \text{ rad/s}$
C_f	$62 \mu\text{F}$	v_g	110 V_{rms}
L_{21}	0.3 mH	V_{dc}	400 V
r_2	0Ω	T_s	$83.33 \mu\text{s}$

Para analisar a dinâmica do sistema, os polos de (5) são computados, em que o ganho é alterado de $k_{ad} = 0$ à $k_{ad} = 7.2$ e a indutância da rede foi adotada como $L_g = 0\text{H}$. Na Figura 6, tais polos são ilustrados, as cores são usadas para elucidar o valor de k_{ad} , indo do preto ao vermelho, sendo que o vermelho representa o máximo valor de k_{ad} . Em (a) é apresentado os polos sem atraso de implementação, enquanto que em (b) o atraso de implementação é incluso.

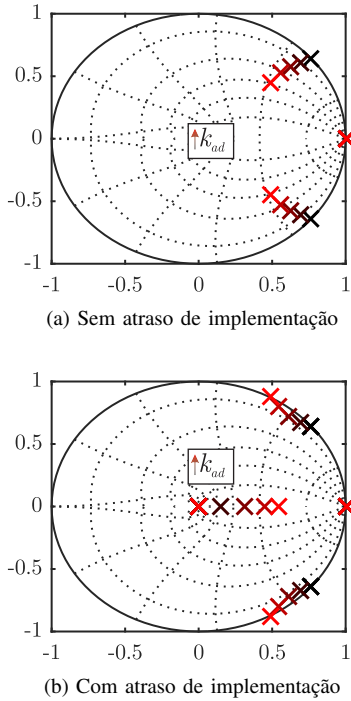


Figura 6. Variação dos polos do sistema quando o ganho k_{ad} é alterado.

Nota-se que o atraso de implementação tem efeito significativo na dinâmica do sistema, no caso (a), quanto maior

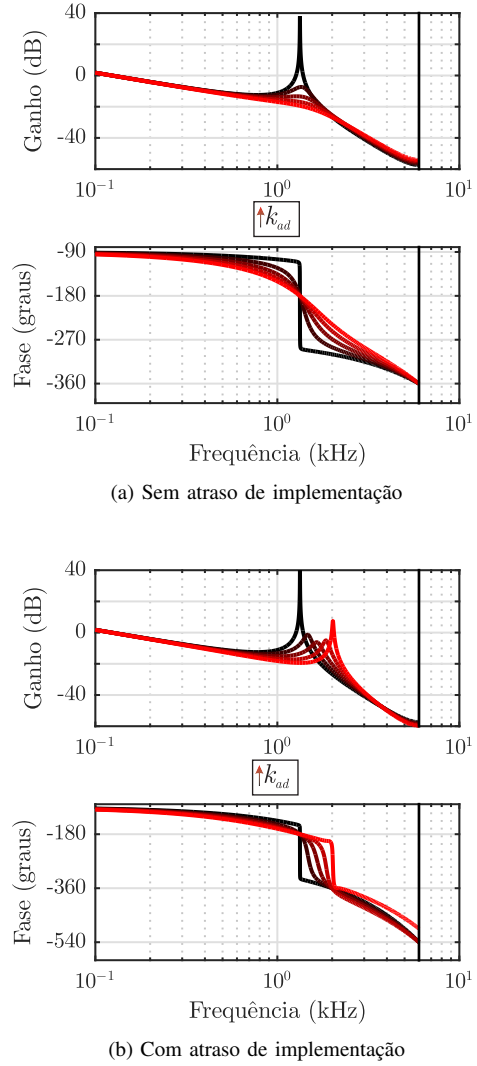
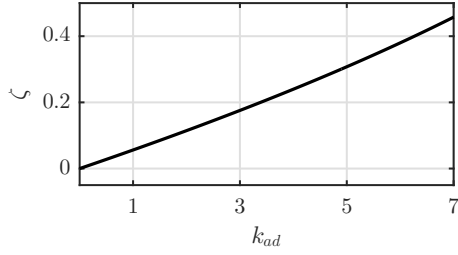


Figura 7. Resposta em frequência do sistema para diferentes valores de k_{ad} .

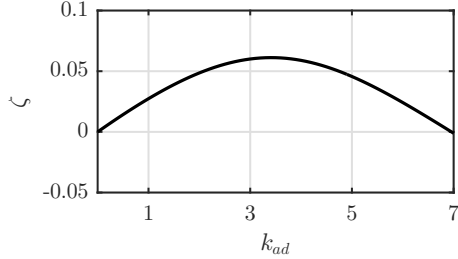
k_{ad} , mais amortecido é o sistema, entretanto, no caso (b), o sistema apresenta menor amortecimento, sendo que, quando $k_{ad} = 7.2$, a planta é instável.

Além disso, a resposta em frequência do sistema também é analisada na Figura 7, em (a) o sistema não tem atraso de implementação, enquanto que em (b) é incluso o atraso. Verifica-se que, em (a), o sistema apresenta um amortecimento eficaz, porém, em (b), o amortecimento não é tão eficiente e a frequência de ressonância é alterada, o que pode causar dificuldades na obtenção de um controlador adequado.

Com o intuito demonstrar o impacto do atraso de implementação no amortecimento do sistema, o fator de amortecimento dos polos complexos conjugados do sistema é avaliado. Na Figura 8, é feito um gráfico do impacto da variação de k_{ad} no fator de amortecimento dos polos ξ , em (a) o sistema não tem atraso de implementação, enquanto que em (b) o sistema tem atraso de implementação. Verifica-se que, no sistema sem atraso de implementação, a realimentação da corrente do capacitor permite obter um amortecimento eficaz, no entanto,



(a) Sem atraso de implementação



(b) Com atraso de implementação

Figura 8. Fator de amortecimento dos polos complexos conjugados em função do valor de k_{ad} .

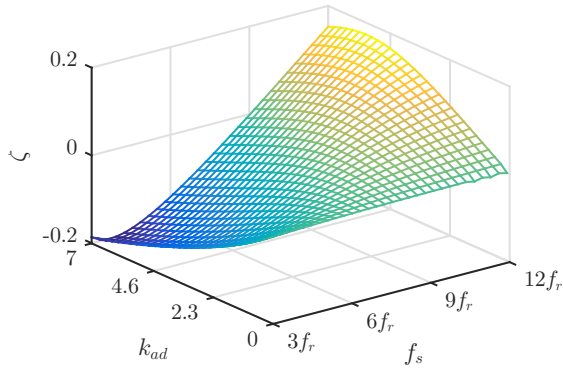


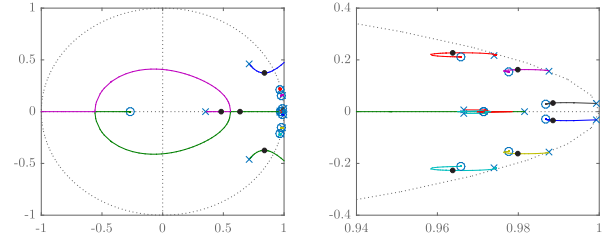
Figura 9. Fator de amortecimento dos polos complexos conjugados em função da frequência de amostragem e de k_{ad} .

no caso (b), o amortecimento não é proporcional ao valor de k_{ad} , apresentando menor amortecimento.

Além disso, um gráfico é feito avaliando o impacto da escolha da frequência de amostragem e do ganho k_{ad} no fator de amortecimento ζ , ilustrado na Figura 9. Verifica-se que a escolha da frequência de amostragem é crucial no amortecimento ativo, sendo que quanto maior a frequência de amostragem (f_s), em relação a frequência de ressonância (f_r), mais eficaz é o amortecimento do sistema, há de se ressaltar que, frequências de amostragem muito próximas da frequência de ressonância, fazem que o fator de amortecimento seja negativo, tornando o sistema instável.

III. RESULTADO DE SIMULAÇÕES

Para validação da teoria abordada, resultados de simulação foram realizados utilizando o programa computacional PSIM



(a) Imagem demonstrando o círculo de raio unitário

(b) Imagem ampliada

Figura 10. Método lugar das raízes utilizado para projeto dos compensadores ressonantes.

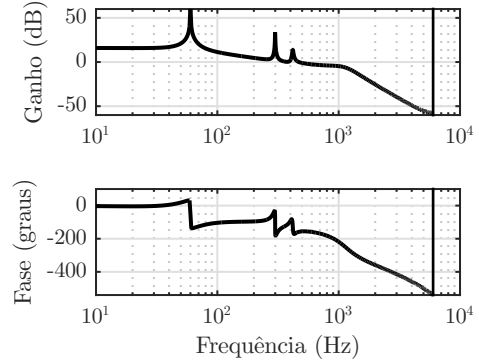


Figura 11. Resposta em frequência da planta mais estrutura de controle.

[12], adotando os valores da Tabela I. Para controlar o sistema, múltiplos compensadores ressonantes são utilizados, em (6) é demonstrado a equação que descreve o compensador ressonante utilizado, o índice h representa a frequência a ser rastreada ou mitigada.

$$C_{Rh}(z) = k_h k_{1h} \frac{z^2 - 1}{z^2 - k_{1h} \frac{4 - k_{2h}^2}{T_s} z + k_{1h} \frac{4 + k_{2h}^2}{T_s} z - 1} \quad (6)$$

em que $k_{1h} = 2T_s(k_{2h}^2 + 4\zeta_h 2k_{2h} + 4)^{-1}$ e $k_{2h} = \omega_g T_s$, ζ_h é o fator de amortecimento e k_h o ganho do compensador.

Neste trabalho, adotou-se três compensadores ressonantes para rastreamento da fundamental e para rejeição da quinta e sétima harmônica, além disso, adicionou-se uma parcela proporcional ao erro, conforme (7).

$$C_R(z) = k_p + \sum_{h=1,5,7} C_{Rh}(z). \quad (7)$$

Para o projeto dos compensadores ressonantes, o método dos lugares das raízes foi utilizado, conforme ilustrado na Figura 10, assim, os ganhos $k_p = 4$, $k_1 = 1500$, $k_5 = 1000$ e $k_7 = 800$ são escolhidos, os fatores de amortecimento $\zeta_1 = 0$, $\zeta_2 = 0.001$ e $\zeta_3 = 0.01$ são adotados, os círculos pretos demonstram os lugares dos polos adotados. Desta forma, é possível obter a resposta em frequência da planta em conjunto com a estrutura de controle, em que $k_{ad} = 3.2$ é utilizado, como demonstrado na Figura 11.

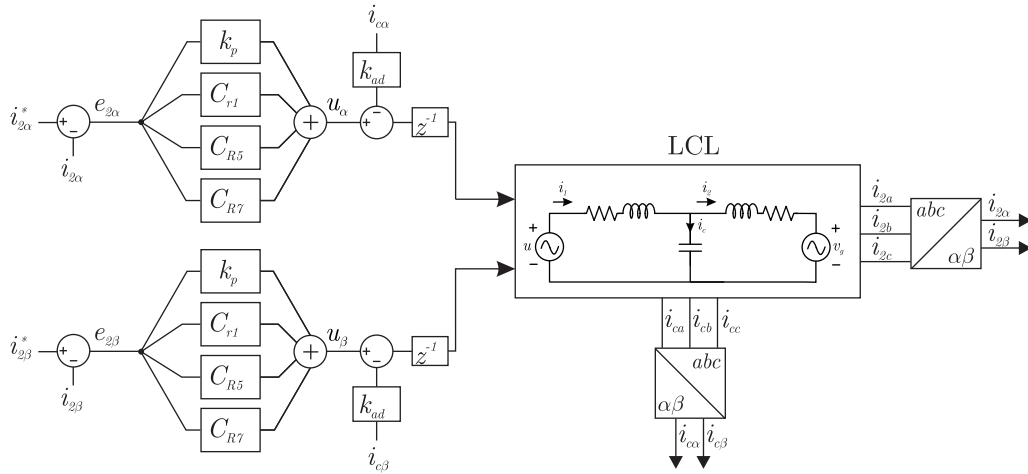


Figura 12. Estrutura de controle utilizada para implementação

Assim, a estrutura de controle consiste nos compensadores ressonantes em conjunto com a realimentação da corrente do capacitor para o amortecimento ativo. Para implementação do algoritmo, a transformada de Clarke é utilizada, isto permite simplificar o circuito trifásico utilizado, resultando em um equivalente bifásico em quadratura, na Figura 12, é demonstrado a implementação da estrutura de controle.

A primeira simulação realizada, tem o intuito de apresentar o impacto da escolha de k_{ad} no rastreamento da corrente do lado da rede, para isso, durante a simulação o ganho k_{ad} é alterado de 3 à 6, este ensaio é apresentado na Figura 13. Verifica-se que o aumento demasiado do ganho k_{ad} pode levar o sistema a operar de maneira insatisfatória, como ilustra o gráfico, quando $k_{ad} = 6$ o sistema apresenta oscilações de alta frequência, tendendo a instabilidade.

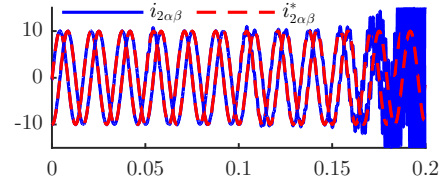
Para validar a estrutura de controle frente a variações paramétricas, um ensaio foi realizado alterando a impedância da rede de $L_g = 0mH$ para $L_g = 5mH$, no instante $t = 0.05s$. Nesta simulação foram verificados três casos, no primeiro o ganho do amortecimento ativo foi adotado como $k_{ad} = 2$, no segundo $k_{ad} = 3$ e no terceiro $k_{ad} = 5$, conforme ilustrado na Figura 14. Nota-se que, no primeiro caso, o sistema era instável antes do degrau de indutância, pelo fato do sistema não ser amortecido o suficiente com este valor de ganho; no segundo caso a estrutura de controle permite compensar o distúrbio de impedância; enquanto que no terceiro caso, as correntes apresentam oscilações de alta frequência devido ao valor elevado de k_{ad} .

Por último, um ensaio é realizado para verificar a eficácia da estrutura de controle em compensar distúrbios harmônicos, usualmente presentes na rede elétrica, para isso, o ganho $k_{ad} = 4$ é utilizado, o resultado desta simulação pode ser conferido na Figura 15, pelos resultados obtidos, demonstra-se a eficácia da estrutura de controle em compensar tais distúrbios.

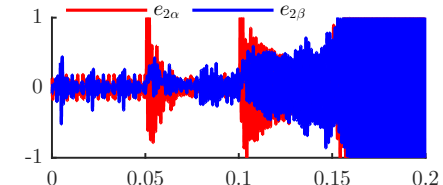
IV. CONCLUSÃO

Neste trabalho, analisou-se os efeitos causados pelo atraso de implementação no amortecimento ativo de inversores co-

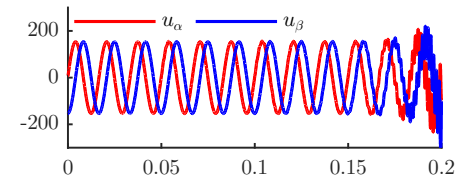
nectados na rede através do filtro LCL, constatou-se que o atraso de implementação degrada o efeito de amortecimento, que é feito pela realimentação da corrente do capacitor do filtro. Tal fato é atrelado a modificação que o atraso de



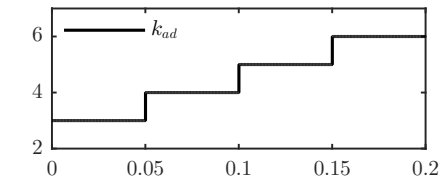
(a) Correntes do lado da rede e referências impostas



(b) Erros de rastreamento



(c) Sinais de controle



(d) Ganho do amortecimento ativo

Figura 13. Resultado de simulação quando k_{ad} é alterado.

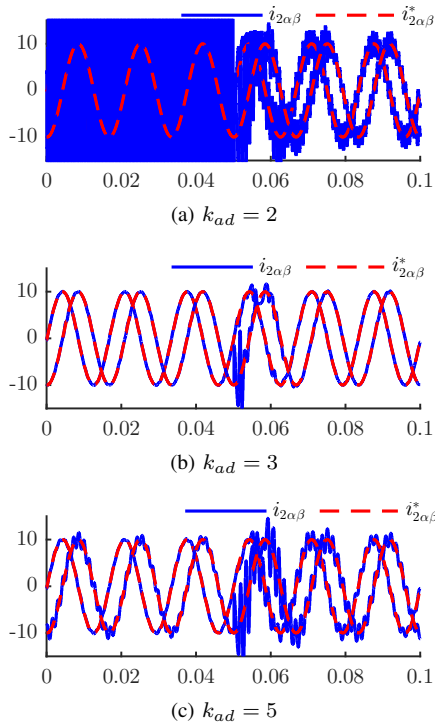


Figura 14. Resultado de simulação do sistema quando a impedância de rede é alterada de $L_g = 0mH$ para $L_g = 5mH$.

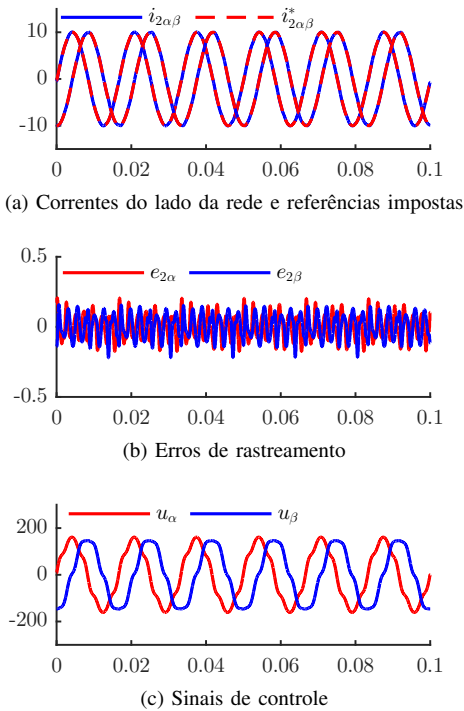


Figura 15. Resultado de simulação do sistema quando a rede elétrica apresenta sinais harmônicos.

implementação gera na função de transferência do sistema, que inclui um fator não-linear em seu denominador. Consequentemente, a realimentação da corrente do capacitor não somente amortece o sistema, como também desloca a frequência de

ressonância do filtro. No caso do domínio de tempo discreto, isso pode ser observado pela inclusão de um polo na função de transferência que relaciona o sinal de controle com a saída do sistema.

Para validação da teoria, resultado de simulações foram apresentados, em que múltiplos compensadores ressonantes foram adotados na estrutura de controle. Verificou-se a limitação do ganho do amortecimento ativo nas simulações, constatando que o aumento do ganho pode levar a oscilações no erro de rastreamento ou à instabilidade do sistema.

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] W. Wu, Y. Sun, Z. Lin, T. Tang, F. Blaabjerg, and H. S. Chung, "A new *lcl*-filter with in-series parallel resonant circuit for single-phase grid-tied inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4640–4644, 2014.
- [2] C. Gurrola-corral, J. Segundo, M. Esparza, and R. Cruz, "Electrical Power and Energy Systems Optimal LCL -filter design method for grid-connected renewable energy sources," *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 120, no. 8, p. 105998, 2020. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2020.105998>
- [3] J. Wang, I. Tyuryukanov, and A. Monti, "Design of a novel robust current controller for grid-robust inverter against grid impedance variations," *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 110, no. July 2018, pp. 454–466, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.03.006>
- [4] E. Rodriguez-Diaz, F. D. Freijedo, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Analysis and Comparison of Notch Filter and Capacitor Voltage Feedforward Active Damping Techniques for LCL Grid-Connected Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3958–3972, 2019.
- [5] J. Dannehl, F. W. Fuchs, S. Hansen, and P. B. Thøgersen, "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*, vol. 46, no. 4, pp. 1509–1517, 2010.
- [6] X. Wang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "Grid-current-feedback active damping for LCL resonance in grid-connected voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 213–223, 2016.
- [7] W. Xia and J. Kang, "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*, vol. 5, no. 4, pp. 584–598, 2017.
- [8] S. G. Parker, B. P. McGrath, and D. G. Holmes, "Regions of active damping control for LCL filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 424–432, 2014.
- [9] M. Ben Said-Romdhane, M. W. Naouar, I. Slama-Belkhdja, and E. Monmasson, "Robust Active Damping Methods for LCL Filter-Based Grid-Connected Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 9, pp. 6739–6750, 2017.
- [10] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordóñez, and Y. Yang, "LCL-filter design for robust active damping in grid-connected converters," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 4, pp. 2192–2203, 2014.
- [11] J. Ma, X. Wang, F. Blaabjerg, L. Harnefors, and W. Song, "Accuracy Analysis of the Zero-Order Hold Model for Digital Pulse Width Modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp. 10 826–10 834, 2018.
- [12] PSIM, *version 9.1.1.4*. Rockville, MD: Powersin Inc., 2011.