

Amortecimento ativo híbrido utilizando corrente do capacitor e tensão do ponto de conexão para inversor com filtro LCL

A. Braga Jr. J. R. Massing 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; jorgemassing@gmail.com;
rodrigovie@gmail.com)*

Abstract: This work deals with a hybrid active damping of LCL grid-tied inverters. This hybrid method uses the point of common coupling voltage and the capacitor current as feedforward in the control action. Mathematical modelling of the system is carried out. The analysis of the impact of the choice of the gains in the frequency response and in the closed-loop poles positions is presented. Moreover, the impact of modelling or neglecting the implementation delay is evaluated and it is shown that the system becomes unstable quicker for an equal gain. A methodology for choosing the gains was developed verifying the damping of the pole closest to the unit circle. At last, it is shown the impact of changing the gains and the grid inductance in the control actions and the converter and grid currents.

Resumo: Este trabalho trata sobre o amortecimento ativo híbrido em filtros LCL para inversores conectados a rede elétrica. Esse método híbrido usa além da corrente do capacitor realimentada, também a tensão do ponto de conexão na ação de controle. É feita a modelagem matemática do sistema e análise do impacto da escolha dos ganhos na resposta em frequência e na posição dos polos no círculo unitário. Além disso, é analisado também o impacto de considerar ou não o atraso de implementação e é mostrado que o sistema torna-se instável mais rápido quando o atraso é considerado. Foi desenvolvida uma metodologia para escolha desses ganhos avaliando o amortecimento do polo mais próximo ao círculo unitário. Por fim, é mostrado o impacto da variação desses ganhos e da indutância da rede nas ações de controle e nas correntes do inversor e da rede.

Keywords: LCL filter; hybrid active damping; capacitor current; grid voltage; implementation delay; grid-connected inverter.

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

1. INTRODUÇÃO

Devido o crescente aumento da consciência de proteção ambiental e o desejo por menor dependência de combustíveis fósseis, fontes de energia renováveis estão cada vez mais presentes no dia a dia (Nehrir et al., 2011). Algumas dessas fontes são a solar e a eólica que necessitam de inversores para adequar e garantir a qualidade da energia injetada na rede elétrica (Xiong and Ye, 2019). Devido a característica implícita de chaveamento dos inversores é gerado um conteúdo de alta frequência que, se não for filtrado de maneira adequada, degrada a qualidade da energia. Para mitigar esse conteúdo, filtros são necessários para sua conexão com a rede. Um desses é o filtro LCL (indutivo-capacitivo-indutivo) que tem uma alta eficácia na rejeição de componentes harmônicos de alta de frequência (Reznik et al., 2014).

Devido o filtro LCL ser formado por associação de dois indutores e um capacitor, apresenta uma região de ressonância onde há amplificação dos harmônicos (Rodriguez-Diaz et al., 2019). Além disso, dada a presença de incertezas paramétricas na rede, torna-se necessário projetar o controle do inversor para um certo intervalo de impedância da rede visto que ela altera a frequência de ressonância (Wang et al., 2019).

Para reduzir o pico de ressonância do filtro LCL, são necessárias técnicas de amortecimento (Han et al., 2019). A mais simples delas é o amortecimento passivo, que consiste na inserção de resistores em série com os capacitores do filtro. A vantagem é que não necessita de mais sensores de corrente ou mudanças no *software* de controle porém, como desvantagem, introduz perdas no sistema (Peña-Alzola et al., 2013). O problema das perdas do amortecimento passivo é solucionado pelo uso de estratégias de controle mais sofisticadas, que são chamadas de técnicas de amortecimento ativo. As técnicas que têm sido muito estudadas são a realimentação da corrente ou tensão do

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

capacitor na malha de controle (Peña-Alzola et al., 2014), que funcionam como se fosse inserido um resistor virtual no sistema (He and Li, 2012), ou ainda, a utilização de filtros digitais (Dannehl et al., 2011; Yao et al., 2017, 2020).

Dannehl et al. (2010) realizou um estudo sobre a estabilidade da malha de controle com controlador proporcional-integral, usando realimentação proporcional nas correntes dos capacitores ou derivativa nas tensões para o amortecimento ativo. Foi mostrado que em altas frequências de ressonância, somente a realimentação de corrente oferece estabilidade, em frequências médias ambas as abordagens podem oferecer estabilidade e, em baixas frequências, a realimentação de tensão oferece um pouco mais de estabilidade que a de corrente. Parker et al. (2014) identifica três regiões de ressonância do filtro LCL e a necessidade do uso de amortecimento ativo para cada. É mostrado que: na região de alta frequência de ressonância o amortecimento ativo não é necessário; há uma frequência de ressonância crítica, onde o controlador não consegue estabilizar o sistema; e uma região de baixa ressonância, onde o amortecimento ativo é essencial. Embora o atraso da implementação tenha sido levado em consideração, não foi estudado mais a fundo seus efeitos. Ghoshal and John (2015) propuseram um filtro de segunda ordem baseado em integrador ressonante para estabilizar a operação de inversores com filtro LCL com baixa frequência de chaveamento em relação a frequência de ressonância, visto que isso pode causar instabilidade. Também, investigam as regiões de amortecimento, porém não mostram análises suficientes em relação ao atraso de implementação. Xia and Kang (2017) investigaram a estabilidade do inversor com filtro LCL utilizando a corrente do capacitor realimentada. Foram analisados o atraso de implementação e a impedância virtual equivalente. Proporam então um ganho de amortecimento crítico que define três regiões de estabilidade e com isso propõem ganhos ótimos baseados na região. He et al. (2020) analisou o amortecimento ativo tanto com realimentação da corrente do capacitor como com a tensão do ponto de conexão comum (PCC) entre o inversor e a rede elétrica. Foi observado que há um amortecimento negativo devido o atraso de implementação. Selecionando o ganho de corrente do capacitor adequadamente foi possível utilizar um amortecimento positivo para variações da impedância da rede. Entretanto, como o ganho de tensão é unitário, há espaço para melhorias. Araujo and Vieira (2021) estudaram o efeito do atraso de implementação e foi mostrado que, quando há atraso, o amortecimento ativo utilizando a corrente do capacitor apresenta menor amortecimento e o aumento do ganho pode levar a instabilidade.

Assim, vem em mente a investigação do uso do amortecimento híbrido realimentando a corrente do capacitor e a tensão do PCC com ganho não necessariamente unitário. Além disso, investigar o efeito da inclusão ou não do atraso de implementação.

O artigo é organizado como segue: na Seção 2 é realizada a análise matemática em espaço de estados e feita a realimentação da corrente do capacitor e tensão do PCC; na Seção 3 é feita a análise do modelo comparando o sistema sem e com atraso de implementação, além de

mostrar como fazer a escolha dos ganhos; por último, na Seção 5 são feitas as considerações finais do artigo.

2. MODELAGEM

A Figura 1 mostra o esquema básico de um inversor trifásico conectado a rede elétrica. O sistema é alimentado por uma fonte V_{CC} assumida que é constante. As resistências dos indutores não foram consideradas pois causam um pequeno amortecimento no sistema.

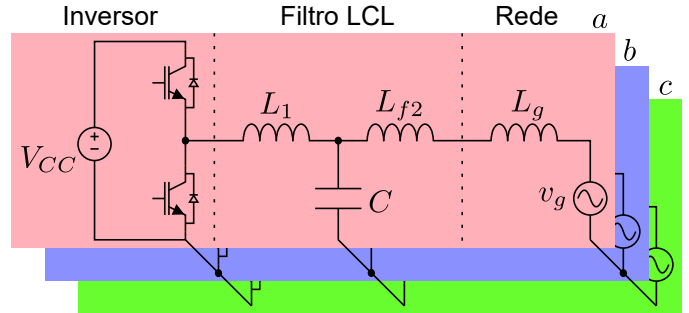


Figura 1. Inversor trifásico conectado a rede por filtro LCL.

A Figura 2 mostra o diagrama de blocos do filtro LCL e da ação de controle do inversor em coordenadas $\alpha\beta$. Os ganhos k_c e k_g são da realimentação da corrente do capacitor e da tensão do PCC.

O sistema em espaço de estados é descrito por

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

onde $L_2 = L_{f2} + L_g$. De forma simplificada, o sistema em espaço de estados pode ser escrito como $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}v_g$, onde $\mathbf{x} = [i_1 \ i_2 \ v]^T$.

Para discretizar o sistema, deve-se levar em consideração que a média da tensão de saída u do inversor é constante durante um período de amostragem ($0 \leq t < T_s$). Ainda, a tensão da rede v_g também pode ser considerada constante pois varia pouco no período. Nesse caso, usa-se então a discretização com retentor de ordem zero (ZOH, do inglês *zero-order hold*). O sistema discretizado fica como mostrado na equação (2)

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

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

Ao considerar o atraso de implementação a equação (2) torna-se

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

A ação de controle é dada por

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

onde $u_c[k]$ é a ação do controlador de corrente e $v_{pcc}[k]$ é a tensão no ponto de conexão comum. No domínio do tempo

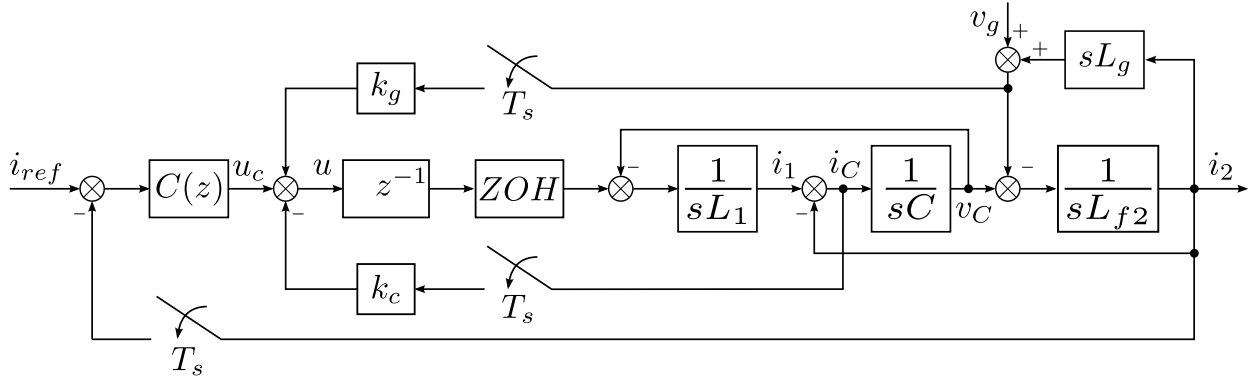


Figura 2. Diagrama de blocos do sistema para coordenadas $\alpha\beta$.

contínuo, $v_{pcc}(t) = v_g(t) + L_g \dot{i}_2(t)$. Substituindo $\dot{i}_2(t)$ dado na equação (1), $v_{pcc}(t)$ fica

$$v_{pcc}(t) = v_g(t) + L_g \frac{v(t) - v_g(t)}{L_2} \quad (5)$$

que simplificando e discretizando fica

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

Substituindo então $v_{pcc}[k]$ em (4), a ação de controle pode ser escrita como

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

O sistema completo com as realimentações de corrente e tensão do PCC resulta em

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

3. ANÁLISE

3.1 Análise do modelo

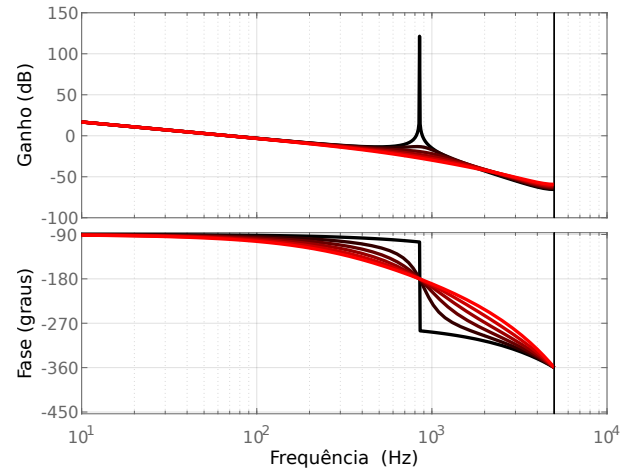
Para análise do modelo apresentado, foram utilizados os dados da Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros do sistema.

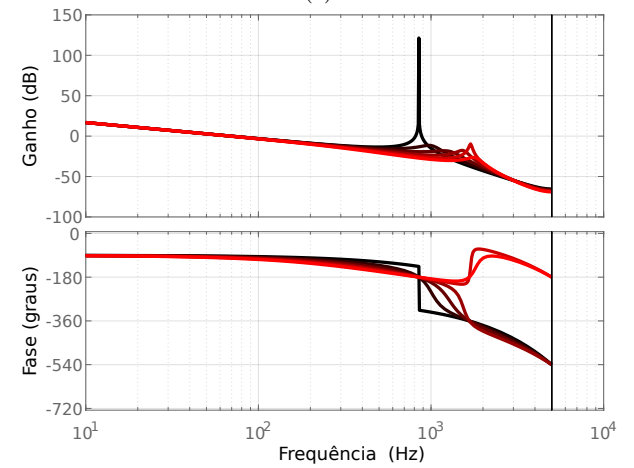
Parâmetro	Valor
L_1	1 mH
C	62 μ F
L_{f2}	0,3 mH
L_g	1 a 5 mH
ω_g	2 π 60 rad/s
v_g	110 V_{rms}
V_{CC}	400 V
f_{sw}	10 kHz
T_s	1/ f_{sw}

Primeiramente, verificou-se o efeito da variação do ganho k_c . Para isso, o k_g foi fixado em zero, que é o equivalente do sistema sem realimentação de tensão. A Figura 3a mostra a resposta em frequência do sistema sem atraso de implementação. É possível ver que conforme o ganho aumenta,

mais o amortecimento aumenta. Isso não acontece quando considera-se o atraso de implementação, como mostrado na Figura 3b em que há também o deslocamento da frequência de ressonância e mudança na fase. Pode-se notar que o sistema chega a ficar instável.



(a)



(b)

Figura 3. Resposta em frequência do sistema com $k_g = 0$ e variando k_c (a) sem atraso de implementação e (b) com atraso.

Pode-se ainda verificar o comportamento dos polos do sistema. Na Figura 4a é mostrada a posição dos polos do sistema sem atraso de implementação. Nota-se que ao

aumentar o ganho k_c os polos deslocam-se em direção ao eixo real. A Figura 4b, por sua vez, mostra o aparecimento de mais um polo devido o atraso de implementação e conforme o ganho aumenta, os polos movem-se para fora do círculo unitário, levando o sistema a instabilidade.

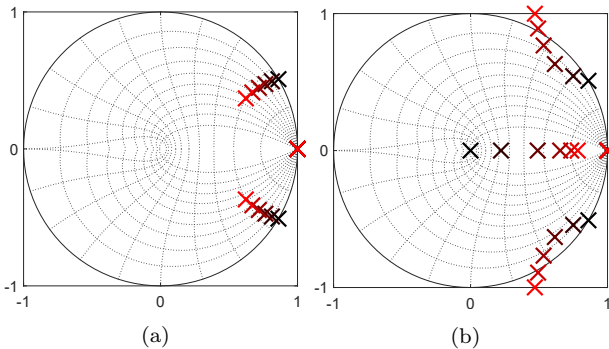


Figura 4. Polos do sistema com $k_g = 0$ e variando k_c (a) sem atraso de implementação e (b) com atraso.

A próxima etapa consiste na análise do impacto do ganho k_g . A Figura 5a mostra a resposta em frequência do sistema quando o atraso de implementação não é considerado. É possível notar que há uma redução na frequência de ressonância conforme o ganho k_g aumenta e também o aumento do amortecimento. Quando o atraso de implementação é considerado, como mostrado na Figura 5b, o efeito do amortecimento é ainda maior. Além disso, a fase torna-se mais suave.

Ao analisar a posição dos polos, tanto na Figura 6a quanto na 6b que são referentes, respectivamente, ao sistema sem e com atraso de implementação, conforme o ganho k_g aumenta, em ambas os polos movimentam-se em direção ao eixo real. Entretanto, se aumentar demais, podem sair do círculo unitário, causando instabilidade no sistema.

3.2 Escolha dos parâmetros k_c e k_g

A partir da análise da seção 3.1 é possível notar a capacidade de amortecimento da frequência de ressonância após a aplicação dos ganhos k_c e k_g individualmente, porém resta desenvolver uma forma de defini-los para o uso conjunto de ambos.

Uma possibilidade para a escolha dos parâmetros é observar o polo mais próximo ao círculo unitário (ignorando o polo em $z = 1$ que é fixo) pois é o mais relevante e domina a dinâmica do sistema. As Figuras 7a e 7b mostram o amortecimento e a frequência de ressonância, respectivamente, do polo mais próximo ao círculo unitário.

Pode-se notar que há descontinuidades no amortecimento e na frequência de ressonância. Isso acontece pois conforme os ganhos variam, outro polo se aproxima mais do círculo unitário e portanto torna-se mais relevante. Dessa forma, o polo mais relevante será o polo sobre o eixo real. A vantagem é que a dinâmica do sistema será dominada por um polo com amortecimento unitário, porém dando em troca uma frequência de ressonância menor.

Outro aspecto importante a ser analisado é a robustez em relação a impedância da rede. A Figura 8 mostra o amortecimento do polo mais relevante, porém para

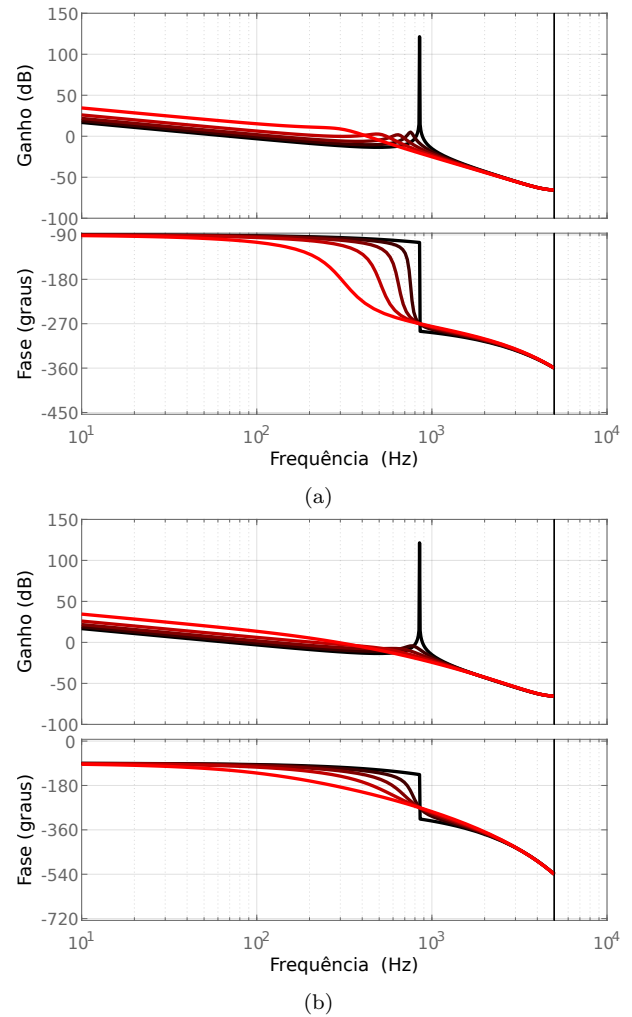


Figura 5. Resposta em frequência do sistema com $k_c = 0$ e variando k_g (a) sem atraso de implementação e (b) com atraso.

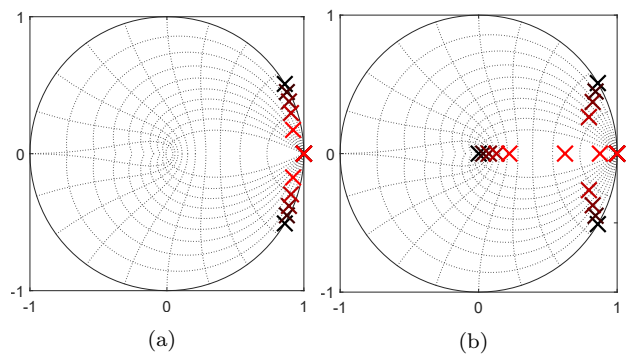
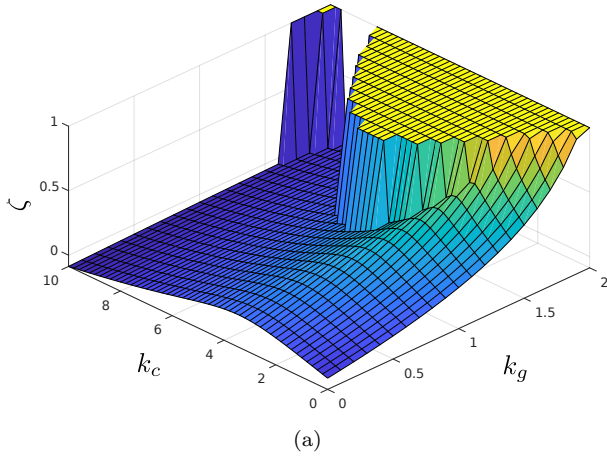
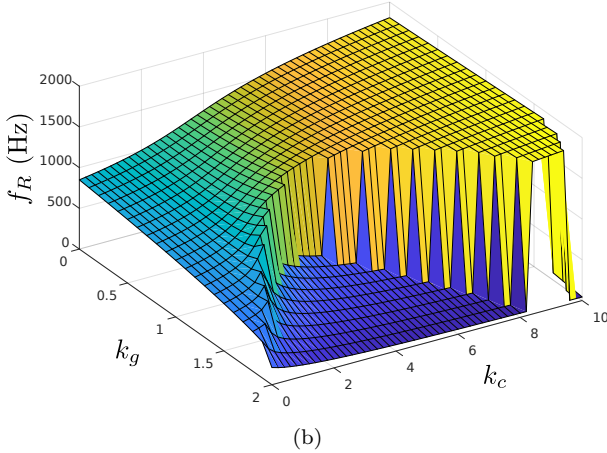


Figura 6. Polos do sistema com $k_c = 0$ e variando k_g (a) sem atraso de implementação e (b) com atraso.

o sistema com indutância da rede de $L_g = 5$ mH. É possível notar que a região com amortecimento unitário foi reduzida pois, antes, na Figura 7a, a região correspondia para $k_g \in [1,1,2]$. Já neste caso, $k_g \in [0,5,1,3]$. Ainda, para $k_g > 1,3$, o sistema tem amortecimento negativo, que significa que o polo mais relevante sai do círculo unitário, resultando em um sistema instável.



(a)



(b)

Figura 7. Polo mais próximo ao círculo unitário com $L_g = 1$ mH: (a) amortecimento e (b) frequência de ressonância.

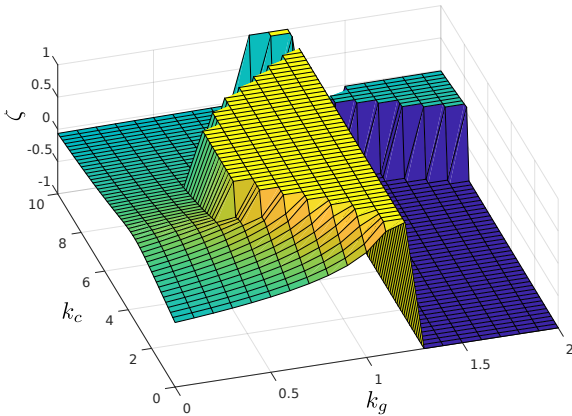


Figura 8. Amortecimento do polo mais próximo ao círculo unitário com $L_g = 5$ mH.

Com isso, uma das formas para a escolha dos parâmetros k_c e k_g é analisar o sistema para a maior indutância possível da rede a qual o inversor será conectado, que seria o caso de uma rede fraca. O ganho k_g pode ser então escolhido o maior possível antes do sistema ficar instável. No exemplo dado seria $k_g = 1,1$. O ganho k_c pode ser ajustado para o amortecimento ter ganho unitário. Vale notar que quanto menor for L_g , mais a região com $\zeta = 1$ avança em direção a k_g positivo. Isso quer dizer que se k_g for escolhido para a maior indutância possível da rede,

em redes com indutâncias menores, ζ pode ficar em uma região de amortecimento não unitária.

Para exemplificação da escolha dos ganhos baseados em L_g de 1 mH e 5 mH (conforme as Figuras 7 e 8), foram feitos $k_c = 4$ e $k_g = 1,2$. A Figura 9 mostra o deslocamento dos polos do sistema sem realimentação, ou seja, $k_c = 0$ e $k_g = 0$ para o sistema realimentado para que tenha amortecimento unitário. O polo central deslocou-se para perto do círculo unitário e os superior e inferior avançaram um pouco mais para dentro do círculo unitário. Já o polo em $z = 1$ não se moveu.

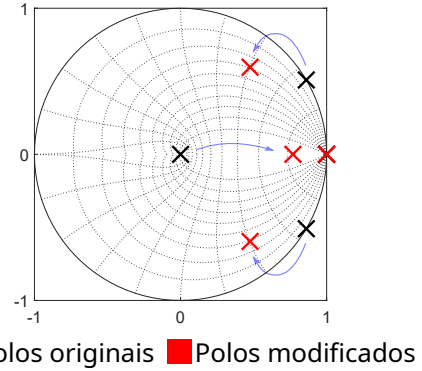


Figura 9. Posicionamento dos polos do sistema sem realimentação ($k_c = 0$ e $k_g = 0$) em preto e com amortecimento unitário ($k_c = 4$ e $k_g = 1,1$) em vermelho.

4. RESULTADOS

Para o controle de corrente em variáveis $\alpha\beta$, foram utilizados controladores ressonantes (Vieira et al., 2018) dados no domínio z por

$$C_{Rh}(z) = k_{Rh}k_1 \frac{z^2 - 1}{z^2 - k_1 \frac{4-k_2^2}{T_s} z + k_1 \frac{4+k_2^2}{T_s} - 1} \quad (9)$$

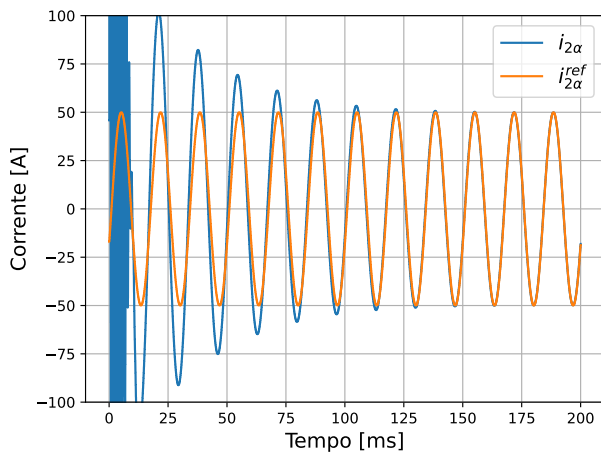
onde h é a ordem do harmônico, k_{Rh} é o ganho do controlador ressonante, $k_1 = 2T_s/(k_2^2 + 4\zeta_h k_2 + 4)$, $k_2 = T_s w_1 h$, $0 < \zeta_h \ll 1$ é o fator de amortecimento e w_1 a frequência nominal da rede.

Adicionando a parcela proporcional e considerando todos os harmônicos a serem compensados, o controlador proporcional-ressonante fica

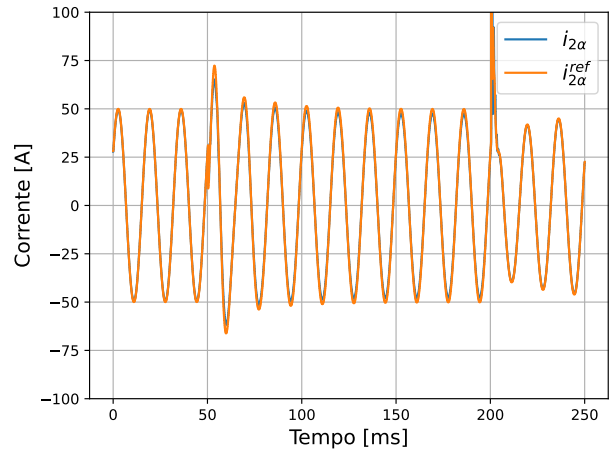
$$C(z) = k_p + \sum_{h=1, \dots} C_{Rh}(z) \quad (10)$$

Foi decidido, para simplificação do controlador, utilizar apenas um controlador ressonante na frequência fundamental ($h = 1$). Os ganhos então escolhidos são $k_p = 2,5$ e $k_{R1} = 5$ com $\zeta_1 = 0$. A simulação foi realizada no *software* Typhoon HIL com os controladores implementados em blocos C.

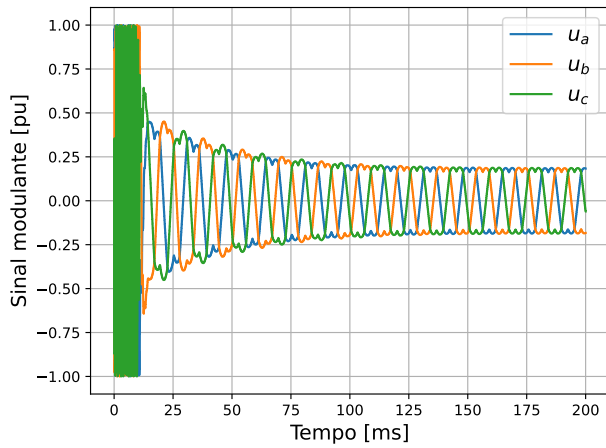
O primeiro teste realizado foi a ativação do amortecimento ativo conforme mostra a Figura 10. A simulação inicia com os ganhos zerados e em $t = 0$ s, são mudados para $k_c = 4$ e $k_g = 1,1$. É possível notar que o sistema estava instável, com a corrente i_α e as ações de controle de cada fase descontroladas. Contudo, o sistema torna-se estável e entra em regime permanente em pouco mais de 100 ms.



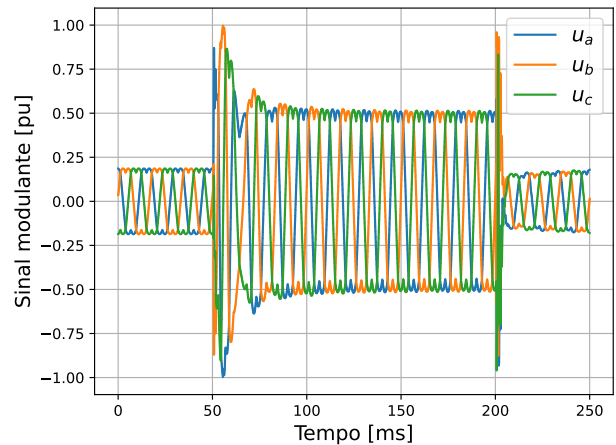
(a)



(a)



(b)

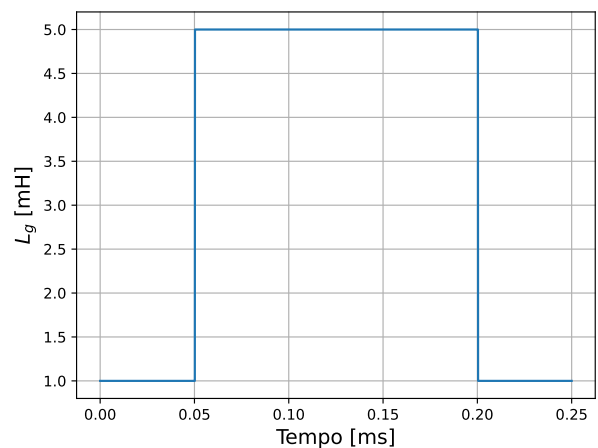


(b)

Figura 10. Ativação do amortecimento ativo híbrido, em a) as correntes i_α e $i_{\alpha,ref}$ e b) as ações de controle por fase.

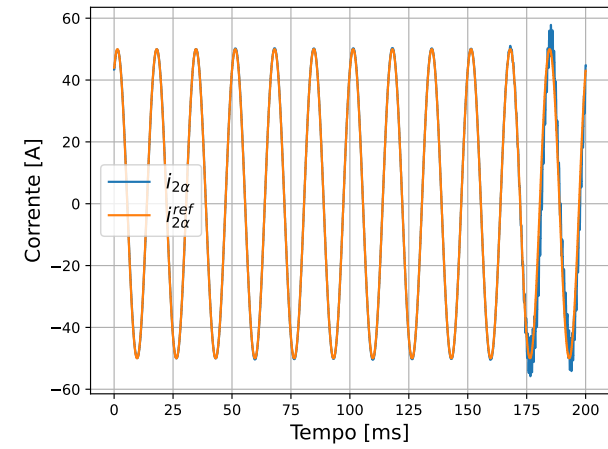
Na Figura 11 é mostrado o resultado para uma mudança de L_g de 1 mH para 5 mH (em $t = 50$ ms), que é o caso de uma rede fraca, e de volta para 1 mH (em $t = 200$ ms). O sistema permaneceu estável para ambos os casos.

Para mostrar o impacto da escolha dos ganhos no rastreamento da corrente da rede, k_c é variado de 4 a 6 e k_g é variado de 0 a 2,5 nas Figuras 12 e 13, respectivamente. Para a variação de k_c , k_g foi fixado em 1,1. Percebe-se que o sistema entra em instabilidade para $k_c = 7$. No caso da variação de k_g , k_c foi fixado em 4. O sistema ficou instável para $k_g = 2,5$.

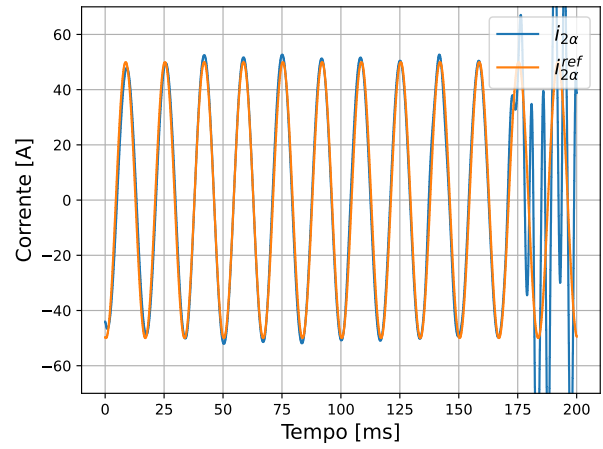


(c)

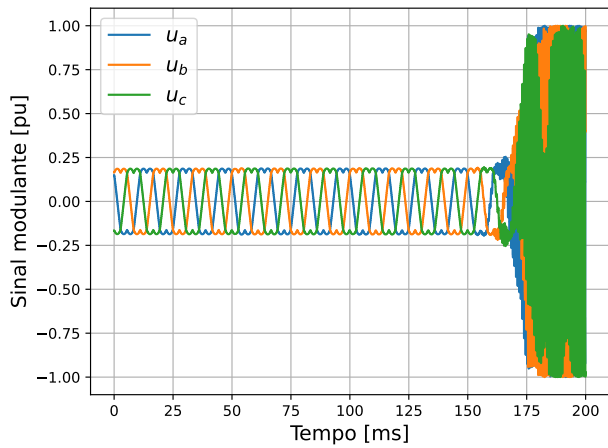
Figura 11. Variação da indutância da rede, em a) as correntes i_α e $i_{\alpha,ref}$ e b) as ações de controle por fase e c) a indutância L_g .



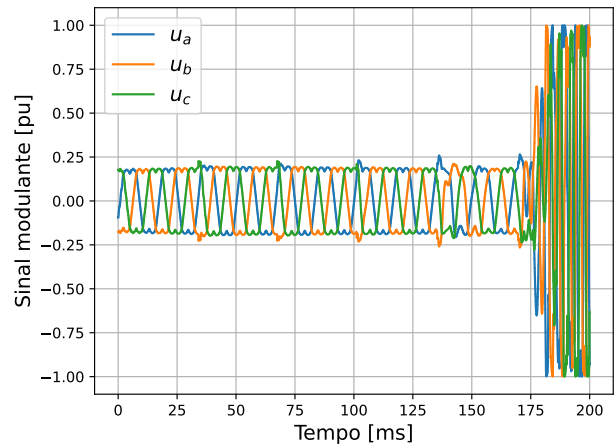
(a)



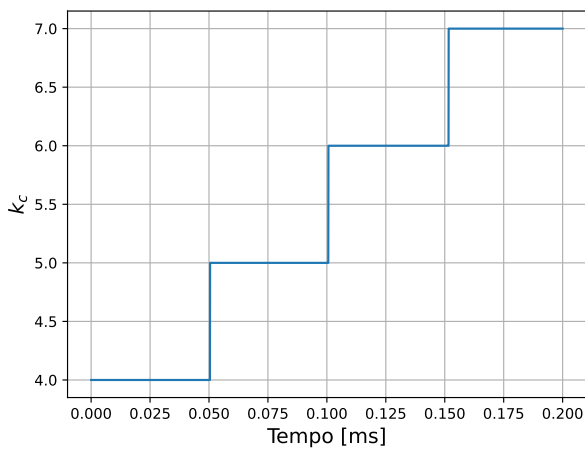
(a)



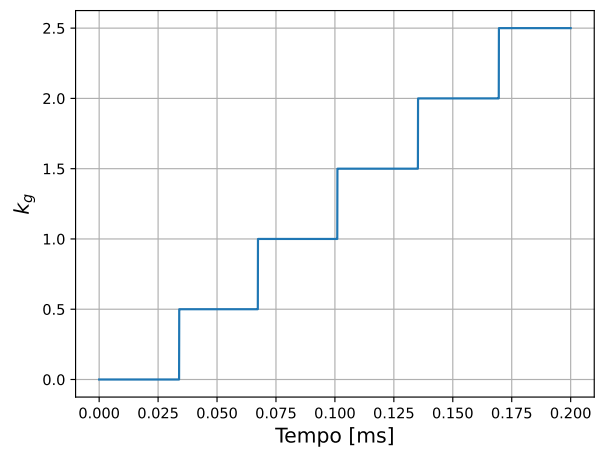
(b)



(b)



(c)



(c)

Figura 12. Variação de k_c , em a) as correntes i_α e $i_{\alpha,ref}$ e b) as ações de controle por fase e c) ganho k_c .

Figura 13. Variação de k_g , em a) as correntes i_α e $i_{\alpha,ref}$ e b) as ações de controle por fase e c) ganho k_g .

5. CONCLUSÃO

O trabalho mostrou o uso de uma técnica de amortecimento ativo híbrida que, além de utilizar a corrente do capacitor realimentada, utiliza também a tensão do PCC com um ganho. Esse ganho forneceu mais um grau de liberdade na escolha dos parâmetros do amortecimento e sua escolha pode ser feita observando o amortecimento do polo mais relevante do sistema. Foi levantado o modelo matemático do inversor com o filtro LCL e foi analisada a variação desses ganhos levando em consideração o efeito do atraso de implementação comparado a não levar em consideração. Foi concluído que o sistema sem o atraso não mostra o efeito real pois, quando este é considerado, o sistema vai a instabilidade mais rápido para um mesmo ganho. Foram realizadas simulações para verificar o comportamento das variações dos ganhos de amortecimento e também da variação da indutância da rede nas correntes do inversor e da rede e nas ações de controle.

REFERÊNCIAS

- Araujo, M.B.D. and Vieira, R.P. (2021). Análise dos Impactos do Atraso de Implementação em Controladores de Corrente com Amortecimento Ativo para Conversores Conectados à Rede. In *Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021)*. sepoc.
- 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(8), 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(4), 1509–1517.
- Ghoshal, A. and John, V. (2015). Active damping of LCL filter at low switching to resonance frequency ratio. *IET Power Electronics*, 8(4), 574–582.
- 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(4), 1850–1861.
- He, Y., Wang, X., Ruan, X., Pan, D., and Qin, K. (2020). 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(2), 2373–2383.
- Nehrir, M.H., Wang, C., Strunz, K., Aki, H., Ramakumar, R., Bing, J., Miao, Z., and Salameh, Z. (2011). A review of hybrid renewable/alternative energy systems for electric power generation: Configurations, control, and applications. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2(4), 392–403.
- 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(1), 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(4), 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.
- Reznik, A., Simoes, M.G., Al-Durra, A., and Muyeen, S.M. (2014). LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(2), 1225–1232.
- Rodriguez-Diaz, E., Freijedo, F.D., Vasquez, J.C., and Guerrero, J.M. (2019). Analysis and Comparison of Notch Filter and Capacitor Voltage Feedforward Active Damping Techniques for LCL Grid-Connected Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(4), 3958–3972.
- 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(6), 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.
- 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(4), 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(2), 267–271.
- Yao, W., Yang, Y., Xu, Y., Blaabjerg, F., Liu, S., and Wilson, G. (2020). Phase Reshaping via All-Pass Filters for Robust LCL-Filter Active Damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(3), 3114–3126.
- 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(3), 2360–2375.