

AVALIAÇÃO DE ESTABILIDADE E PROJETO DE CONTROLADORES PARA INVERSORES LCL CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

Tayná Góes de Oliveira
Departamento de Engenharia Elétrica
Universidade Federal da Bahia
Salvador, Bahia CEP 40210-630
Email: taynagoes40@gmail.com

Uziel S. Araújo
e José R. Pinheiro
Departamento de Engenharia Elétrica
Universidade Federal da Bahia
Salvador, Bahia CEP 40210-630
Email: uziel.santos, jose.renes, @ufba.br

André P.N. Tahim
e Fabiano F. Costa
Departamento de Engenharia Elétrica
Universidade Federal da Bahia
Salvador, Bahia CEP 40210-630
Email: atahim, fabiano.costa, @ufba.br

Resumo—Neste artigo, investiga-se o projeto de controladores ressonantes de corrente em inversores LCL conectados a rede elétrica. A análise se concentra em técnicas baseadas no domínio da frequência e também considera os efeitos da implantação discreta dos controladores. A estabilidade do sistema é baseada na relação entre a frequência de ressonância do filtro e uma frequência crítica cujo valor é relacionado com a frequência de amostragem utilizada no controle. O efeito da conhecida técnica de amortecimento ativo na resposta em frequência do sistema e em sua estabilidade também são estudados. Os resultados mostram as limitações dessas técnicas no que se refere à determinação de limites ao ganho de amortecimento e também mostram as condições de controle da corrente sem a utilização do amortecimento ativo.

Palavras-Chaves – Inversores, Filtros LCL, Geração Distribuída, Critério de Nyquist, Controle Ressonante

I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, a integração de sistemas de geração distribuída (GD) baseados em fontes renováveis cresceu significativamente em todo o mundo. A conexão das fontes de energia com a rede, em geral, se realiza por meio inversores com filtros LCL em sua saída. O inversor deve injetar corrente com a qualidade de energia compatível com os limites estabelecidos pela agência reguladora [1], [2].

A FTMA do sistema de controle de um inversor injetando potência ativa na rede é formada pelo produto das funções de transferência do controlador, do processo de modulação PWM e do filtro LCL. Como os controladores atuais são realizados por meio de microntroladores digitais, ainda se deve acrescentar à FTMA um elemento de atraso, devido ao processo da conversão analógico-digital (A/D) nas correntes de fase retroalimentadas no sistema de controle.

Considerando que as correntes e tensões em uma rede elétrica trifásica são senoidais, o controle do inversor pode trabalhar com referências senoidais ou com referências constantes, oriundas da transformação de Park nas correntes/tensões de fase. Neste último caso, é comum a utilização de controladores

proporcionais integrais (PI) e na primeira, pode-se optar pela utilização de controladores ressonantes [3].

Em relação ao atuador PWM e ao atraso gerado pela conversão A/D, ambos os processos são usualmente modelados por uma única função de primeira ordem, no domínio de Laplace ou por um atraso de um período de amostragem no domínio da Transformada Z. Esse atraso em conjunto com o pico de ressonância do filtro LCL são os elementos que produzem instabilidade ao inversor conectado [4].

II. MODELAGEM DE UM INVERSOR LCL CONECTADO À REDE ELÉTRICA

O sistema elétrico que se pretende modelar em termos de funções de transferência é mostrado na Figura 1. É composto por um inversor com um filtro de saída LCL. O inversor impõe em seus terminais as tensões de polo v_{0a} , v_{0b} e v_{0c} . Deseja-se controlar, então, a injeção das correntes i_{a2} , i_{b2} e i_{c2} . Neste artigo, apesar do sistema ser trifásico, não há necessidade de transformadas devido ao uso do controlador ressonante. Assim, cada fase será controlada independentemente. Para tanto, a princípio, o esquema de controle mostrado na Figura 2 pode ser aplicado para cada corrente das três fases. Na figura, as funções de transferência são representadas por três blocos. O bloco G_c é o de controle. O bloco G_D representa a dinâmica de atuação PWM sobre as chaves IGBT do inversor. Este bloco inclui os tempos de atraso da conversão A/D e da transferência da amostra para o controlador PWM mais o atraso referente à imposição da largura de pulso. O bloco G_p representa o filtro LCL. Ele relaciona a corrente que se deseja controlar com a tensão imposta pelo inversor.

Todos os blocos de controle da Figura 2 podem ser representados no domínio contínuo ou podem ser discretizados. No domínio contínuo, o bloco de controle é fornecido por:

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_r} \frac{1}{(s^2 + \omega_0^2)} \right), \quad (1)$$

em que K_p é um ganho proporcional e T_r , uma constante de tempo que devem ser sintonizados adequadamente. O

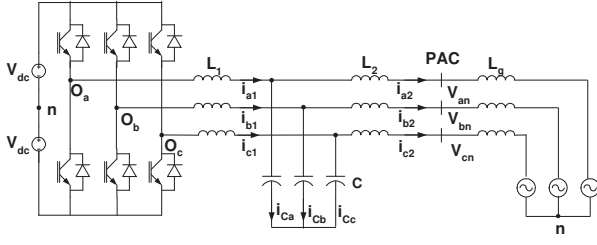


Figura 1: Circuito elétrico do inversor trifásico conetado a rede elétrica.

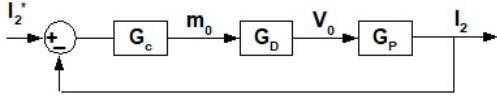


Figura 2: Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente sem amortecimento.

parâmetro ω_0 é a frequência fundamental da rede elétrica. Portanto, este controlador tem ganho infinito nesta frequência, garantindo erro estacionário nulo para referência em 60Hz. A função de transferência do filtro LCL é fornecida por:

$$G_p(s) = \frac{I_2(s)}{V_0(s)} = \frac{1}{sL_1} \frac{\gamma_{LC}^2}{(s^2 + \omega_r^2)}, \quad (2)$$

em que $\gamma_{LC} = \sqrt{1/(L_2C)}$ e a frequência de ressonância ω_r é obtida por:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1 L_2 C}}. \quad (3)$$

Note que essa frequência de ressonância depende da indutância da rede L_g que possui uma variação que não se pode controlar. A última das funções de transferência mostrada na Figura 2 é G_D , que representa o tempo de atraso associado à amostragem e a implantação da atuação PWM digital. Ela pode ser escrita como:

$$G_D(s) = V_{dc} e^{-sT_d}, \quad (4)$$

em que T_d pode ser aproximado por $1,5T_s$ [5], com T_s sendo o período de amostragem. O período T_d depende do tipo de modulação PWM e de como as amostras são atualizadas para o processamento da modulação.

Todas as funções de transferência descritas acima podem ser discretizadas para serem representadas no domínio Z. Vale, observar que em (4), deve ser realizada uma aproximação de Padé para transformar e^{-sT_d} numa função racional. Observa-se que em alguns trabalhos, a representação do atraso devido a atuação do PWM digital é realizada por z^{-1} [6], ou seja um atraso equivalente apenas a um período T . A FTMA discreta é definida, então por

$$FTMA(z) = G_c(z)G_D(z)G_p(z) \quad (5)$$

III. ESTABILIDADE DO SISTEMA DE CONTROLE

A estabilidade do sistema de controle pode ser aferida pelo diagrama de Bode da FTMA. Pode-se demonstrar que a fase

de (5), sempre pode ser aproximada pela fase da função de transferência $G_{ma}(z = e^{j\omega T_s})$, escrita como:

$$G_{ma}(z = e^{j\omega T_s}) = \frac{1}{e^{j\omega T_s} - 1}, \quad (6)$$

para frequências menores do que a da ressonância [6], independentemente dos parâmetros do circuito. Isso ocorre porque, primeiramente, o decaimento da fase da FTMA é dominado pelo fator z^{-1} até o valor da frequência de ressonância do LCL. Outro motivo é a contribuição de fase do controlador ser pouco significativa em altas frequências [7], [8]. Dessa forma, a frequência pela qual a fase de (6) cruza com -180° , define uma chamada frequência crítica, f_{crit} . Essa frequência crítica corresponde ao valor de $f_s/6$, em que $f_s = 1/T_s$. Esse valor é mostrado na Figura 3. Essa figura também mostra o diagramas de FTMA para quatro frequências de ressonância. Duas delas, f_{r1} e f_{r2} , localizam-se antes da frequência crítica e as outras duas, f_{r3} e f_{r4} , após este valor. Pode-se notar que os dois primeiros picos resultam em instabilidade do sistema, pois ocorrem antes que a fase da FTMA cruze -180° . Já no caso dos picos em f_{r3} e f_{r4} , estes ocorrem após a fase da FTMA cruzar -180° .

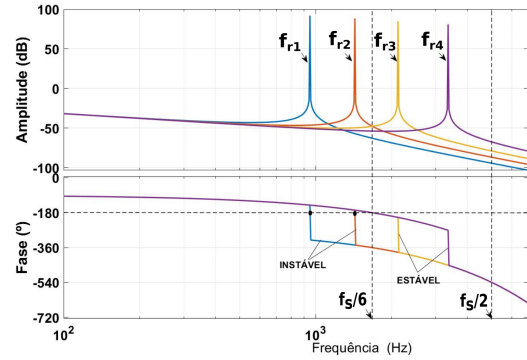


Figura 3: Diagrama de Bode da FTMA - sem amortecimento

Uma alternativa para estabilizar o sistema de controle que tenha frequência de ressonância menor do que a frequência crítica é a estratégia chamada de amortecimento ativo. Nela, acrescenta-se uma malha interna ao sistema de controle com o intuito de atenuar o fenômeno da ressonância. A corrente do capacitor foi utilizada como variável de realimentação para o amortecimento ativo. O esquema em termos de diagrama de blocos é apresentado na Figura 4. Neste diagrama, apresentam-se três funções de transferência, G_{i1} , I_c/I_1 e G_{i2} , cujo os produtos resultam na função de transferência da planta G_p . O parâmetro K é um ganho de amortecimento a ser ajustado no projeto de controle. No diagrama, identificam-se:

$$G_{i1} = \frac{1}{sL_1} \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (7)$$

e

$$I_c/I_1 = \frac{s^2}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (8)$$

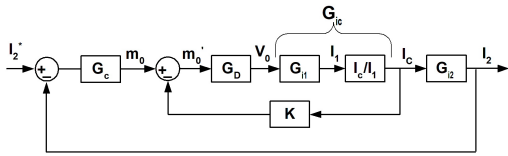


Figura 4: Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente com amortecimento.

Na Figura 5 mostra-se novamente os diagramas de bode plotados para as mesmas quatro frequências de ressonância da Figura 3. Mas agora adicionou-se a realimentação de corrente capacitiva ao bloco de controle. Como se pode perceber, o efeito produzido foi de permutação entre as regiões de estabilidade e instabilidade em relação ao caso sem amortecimento. Assim, os sistemas referentes às frequências f_{r1} e f_{r2} são agora estáveis. E os sistemas referentes às f_{r3} e f_{r4} são instáveis. Em [9], argumenta-se que esta permutação é desejável, pois seria possível alargar a região de estabilidade, com um aumento da frequência crítica, por meio de um compensador de atraso, por exemplo. A região de estabilidade alargada implica, por sua vez, em um sistema mais rápido e, portanto, com melhor desempenho dinâmico. No entanto, é importante ponderar que o sistema mais rápido também é mais susceptível a ruídos ou outros tipos de distorção. Ainda em [9], uma engenhosa demonstração é apresentada para mostrar a equivalência entre o sistema amortecido representado na Figura 4, com o sistema de laço único no qual somente a corrente I_1 do lado do inversor é realimentada. Para tanto, basta fazer $K \geq K_p$.

Vale salientar que em [9], o estudo de estabilidade se efetua no domínio discreto. Portanto, estuda-se a alocação dos pólos do sistema em relação ao círculo unitário do plano complexo. Dessa forma, afirma-se que como resultado do amortecimento, os pólos tendem a permanecer dentro do círculo unitário do plano complexo. Na Figura 6a, mostra-se o lugar das raízes para o sistema sem amortecimento esquematizado na Figura 2, com quatro frequências de ressonâncias diferentes. As curvas foram obtidas considerando que o controlador ressonante pode ser simplificado para um ganho K_p , uma vez que seu ganho integral não é relevante em altas frequências, onde a estabilidade é estudada. Da Figura 6a, nota-se que para as frequências f_{r1} e f_{r2} que são menores que a crítica, o lugar das raízes apresenta pólos fora do círculo unitário para todos valores de ganho. Portanto, os dois sistemas associados a estas frequências são instáveis. Já os sistemas associados com f_{r3} e f_{r4} são estáveis para uma determinada faixa de ganhos. Na a Figura 6b pode-se observar o lugar das raízes do sistema com amortecimento, esquematizado na Figura 4. Ela mostra que os sistemas com ressonâncias f_{r1} e f_{r2} são estáveis para uma faixa de ganhos, enquanto os sistemas referentes a f_{r3} e f_{r4} são instáveis para quaisquer valores de ganho.

IV. PROJETO DO CONTROLADOR RESSONANTE

O projeto do controlador ressonante é realizado de acordo com o seguinte procedimento [5], [6], [9].

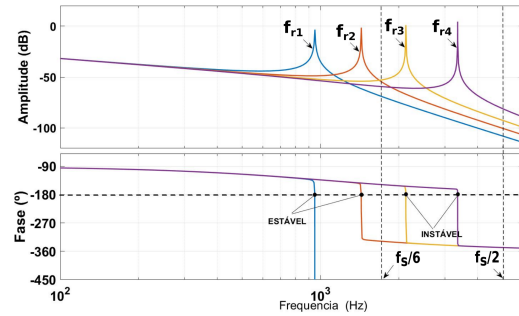
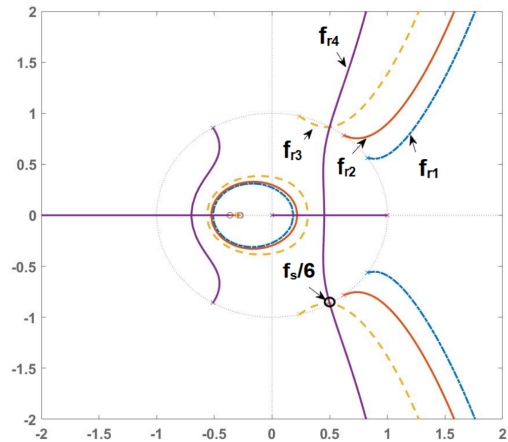
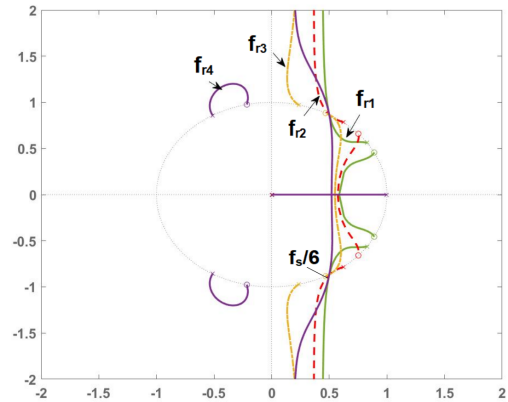


Figura 5: Diagrama de Bode da FTMA - com amortecimento.



(a) Lugar das raízes para sistema sem amortecimento.



(b) Lugar das raízes do sistema com amortecimento ($K = K_p$.)

Figura 6: Lugar das raízes para quatro frequências ressonantes diferentes.

- Primeiramente, aproxima-se o controlador ressonante pelo seu ganho proporcional K_p . O argumento é que na frequência de corte do sistema, a parcela ressonante do controlador não exerce influência significativa tanto na fase quanto na amplitude da FTMA do sistema.

- Arbitra-se, então, um valor para a margem de fase do sistema, ϕ_m . E, com esse valor de margem de fase, calcula-se a frequência de corte ω_c . Para tanto, basta igualar a fase da FTMA, calculada para ω_c ao valor $-\pi + \phi_m$.
- Com o valor de ω_c , K_p é determinado ao se fixar que o ganho da FTMA em ω_c é unitário.
- Para se determinar o ganho ressonante do controlador, assume-se que a parcela ressonante pode ser aproximada por um PI. Em seguida, para assegurar que a contribuição do ressonante seja, de fato, insignificante em ω_c , iguala-se:

$$T_r = \frac{10}{\omega_c}. \quad (9)$$

A metodologia de projeto descrita acima é facilmente aplicada ao caso de inversores com retroalimentação da corrente de rede i_2 e com frequência de ressonância do filtro maior do que a crítica. Também, pode ser aplicada, ao caso mais simples, em que o filtro do inversor é apenas uma indutância.

Para inversores LCL com frequências de ressonância menores do que a crítica, existe a necessidade da utilização do fator de amortecimento K da corrente capacitiva. Além disso, deve-se verificar a necessidade de alteração dos parâmetros K_p e T_r .

No presente trabalho, argumenta-se que as expressões obtidas para determinação de K_p e T_r ainda devem ser mantidas, mesmo com a inclusão do ganho K de amortecimento. A justificativa se deve ao seguinte raciocínio. Sem o amortecimento, a FTMA do sistema é fornecida por:

$$FTMA_1 = G_c G_D G_p. \quad (10)$$

Já com o amortecimento, a FTMA é obtida por:

$$\begin{aligned} FTMA_2 &= G_c \frac{G_D G_{ic}}{1 + K G_d G_{ic}} G_{i2} \\ &= \frac{G_c G_D G_p}{1 + K G_D G_{ic}}. \end{aligned} \quad (11)$$

Comparando-se (10) e (11) e considerando que o fator $K G_d G_{ic}$ só é significativo para frequências próximas da ressonância do filtro LCL, pode-se concluir que em baixas frequências $FTMA_1$ e $FTMA_2$ são praticamente iguais. Nessa banda baixa de frequências, o controlador deve atuar. Desse modo, o controlador projetado para a $FTMA_1$, sem amortecimento, pode ser o mesmo utilizado para a $FTMA_2$.

O ganho de amortecimento K pode ser determinado ao se considerar a Figura 7. Nela, os pólos do sistema amortecido são desenhados em função da variação do ganho K , ao se igualar o denominador da FTMF do sistema amortecido, obtendo-se:

$$z + K V_{dc} G_{ic}(z) + K_p V_{dc} G_{ic}(z) G_{i2}(z) = 0. \quad (12)$$

Da figura, nota-se que aparecem um ganho mínimo K_{min} em que os pólos se encontram dentro do círculo unitário e um ganho máximo K_{max} no qual, os pólos voltam a sair do círculo de estabilidade. Em [6], sugere-se que para determinação do ganho máximo K_{max} , considera-se, primeiramente (12) e

calcula-se K para um $z_0 = 0.5 + j\sqrt{3}/2$, valor no qual os pólos do sistema saem do círculo unitário. Esse valor de z_0 é referente à frequência crítica $f_c/6$ em destaque na figura. Dessa forma, determina-se:

$$K_{max} = \frac{\omega_r L_1}{V_{dc} \sin(\omega_r T_s)} |1 - 2 \cos(\omega_r T_s)| + K_p \gamma_{LC}^2 T_s^2 \quad (13)$$

Para se determinar o ganho de amortecimento mínimo K_{min} , pode-se considerar a descrição do sistema amortecido no domínio contínuo de Laplace e, então, aplicar o critério de Routh–Hurwitz para impor uma condição de estabilidade ao ganho. Para tanto, assume-se que o controlador G_c é apenas um ganho K_p . Assim, manipulando-se (11), obtém-se

$$FTMA2 = \frac{K_p G_D \gamma_{LC}^2}{L_1 s^3 + K G_D s^2 + \omega_r^2 L_1 s}. \quad (14)$$

Aplica-se o critério de Routh–Hurwitz a $1 + FTMA2$ e determina-se a restrição

$$K_{min} = \frac{L_1 K_p}{L_1 + L_2}. \quad (15)$$

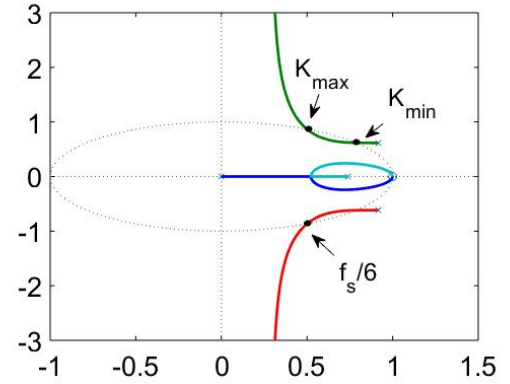


Figura 7: Lugar das raízes em relação a variação do ganho de amortecimento K .

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, mostram-se os resultados de simulações com o circuito do inversor LCL a uma frequência de ressonância constante. As simulações foram realizadas no ambiente do Simulink do Matlab.

Para o projeto do controlador, há que se observar os limites impostos em (13) e (15). Outro ponto importante é o tempo de atraso associado ao processo de amostragem e ao atuador PWM digital. Como mencionado na seção II, este tempo está representado por T_d . Na referência [6], K_{max} foi estipulado ao se considerar o tempo de atraso como o de um período de amostragem T_s . Já K_{min} , foi estimado por uma consideração de estabilidade do sistema contínuo, para o qual $T_d = 0$ e $G_D = V_{dc}$. Assim, a primeira parte dessa seção é voltada para investigar, por meio de simulações, o efeito de se considerar outro tempo de atraso, equivalente a $1,5T_s$. Esse tempo corres-

ponde ao atraso que a maioria dos microcontroladores atuais impõem ao sistema na execução de um PWM digital.

A. Efeito do tempo de atraso na estabilidade do sistema

As simulações apresentadas neste trabalho foram realizadas se utilizando os parâmetros apresentados na Tabela I. Para tais parâmetros, o valor da frequência de ressonância é 949 Hz, enquanto que a frequência crítica é de 3,3 KHz. Dessa forma, $\omega_r < \omega_{crit}$ e um sistema de controle estável pode ser obtido somente com amortecimento ativo. No caso da simulação, seguindo a metodologia descrita anteriormente, e estipulando uma margem de fase de 45° , obtém-se $K_p = 0,1547$ e $T_r = 9,55 \times 10^{-4}$. Os limites segundo (13) e (15) são $K_{max} = 0.1794$ e $K_{min} = 0.0967$.

Na Figura 8 é mostrada a referência da corrente i_2 sendo rastreada na situação em que o atraso da atuação PWM é imposto na simulação em $T_d = T_s$. Na figura, apresentam-se, além da curva de referência de corrente, as curvas de i_2 para $K = K_{min}$ e para $K = 1,15K_{min}$. Nota-se que no primeiro caso, o sistema de controle não logra rastrear a referência. Já no segundo caso, em que o ganho de amortecimento é ampliado em 15%, a referência é seguida, embora com um elevado conteúdo harmônico.

Tabela I: Inversor conectado com amortecimento ativo - $\omega_r < \omega_{crit}$

PARÂMETROS DO SISTEMA DE ENERGIA					
L_1 (mH)	L_2 (mH)	C (μF)	f_s (KHz)	f_{PWM} (KHz)	V_{dc} (V)
3	1.8	25	20	10	325

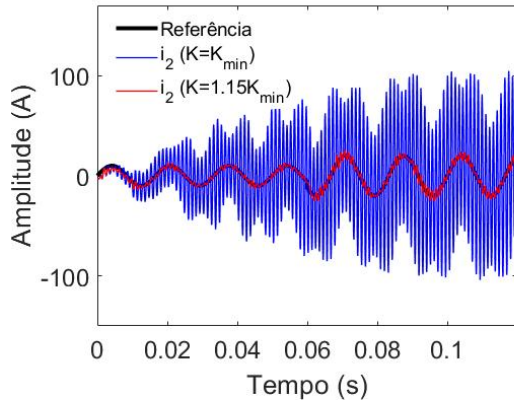


Figura 8: Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite inferior ($T_d = T_s$).

Na Figura 9 pode-se observar a referência de corrente i_2 sendo rastreada para dois valores de ganhos; um deles igual ao ganho máximo, determinado por (13) e o outro ganho igual a dobro do valor máximo. Nota-se que nas duas situações, a corrente i_2 é corretamente seguida. No entanto, quando o ganho de amortecimento é o dobro do recomendado, a corrente apresenta mais oscilações.

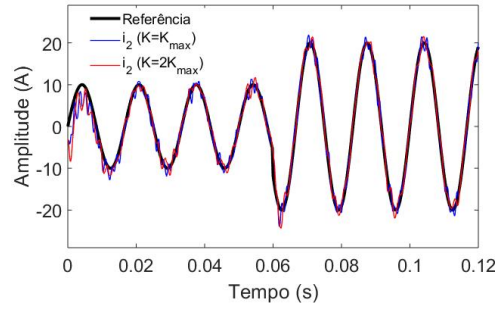


Figura 9: Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite superior ($T_d = T_s$).

Na Figura 10 pode-se visualizar o rastreamento da corrente i_2 para as situações de dois ganhos de amortecimento, K_{min} e $1.2 \times K_{min}$. Mas agora, impõe-se na FTMA, um atraso de $1,5 \times T_s$. Da figura, nota-se que para $K = K_{min}$, o sistema de controle não é estável. Já para $K = 1.2 \times K_{min}$, o sistema de controle é capaz de seguir a corrente de referência, embora com alto conteúdo harmônico.

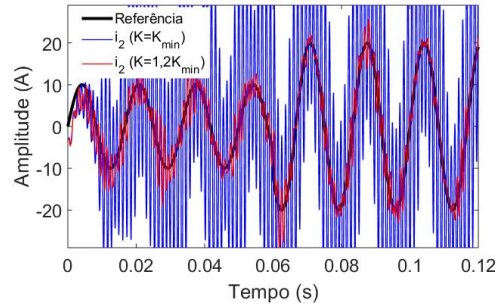


Figura 10: Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite inferior ($T_d = 1.5 \times T_s$).

Por fim, a Figura 11, mostra o rastreamento de i_2 para $K = K_{max}$ e para $K = 1.5 \times K_{max}$. Novamente, o atraso imposto à FTMA é de $1,5 \times T_s$. O sistema de controle é estável para as duas situações. Mas, para o maior ganho de amortecimento, o conteúdo harmônico é significativo, principalmente, quando comparado à situação na qual o atraso imposto na simulação é de apenas T_s .

B. Sistema de controle com realimentação da corrente do lado do inversor, i_1 .

Uma das vantagens de se utilizar a realimentação de corrente do lado do inversor, i_1 é que dessa forma, não se faz necessário o laço de amortecimento para estabilizar o sistema de controle, em situações em que $f_{crit} < f_r$. A Figura 12 mostra a simulação do mesmo sistema descrito na subseção anterior e com o mesmo controlador, mas agora com o controle tendo como retroalimentação, apenas a corrente i_1 . Na simulação, foi imposto um atraso de um período de T_s na FTMA. Na figura, percebe-se que a corrente i_1 , retroalimentada, tem um forte conteúdo harmônico, enquanto que a corrente i_2 , em

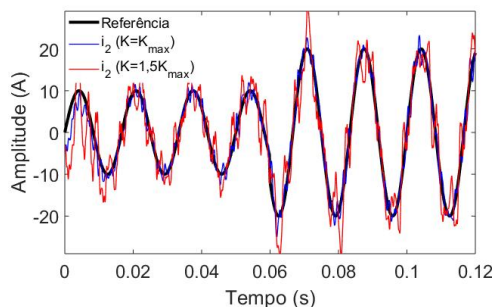


Figura 11: Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite superior ($T_d = 1.5 \times T_s$).

vermelho, segue a referência com menor conteúdo harmônico e com um atraso pouco significativo. Esse resultado mostra que é possível se utilizar a retroalimentação por i_1 , apesar desta ser uma opção pouco utilizada na literatura existente.

C. Discussão dos resultados

Os presentes resultados mostraram primeiramente, que a influência do atraso devido a modulação PWM digital na estabilidade do inversor conectado à rede é significativa. Também mostraram que a faixa de ganhos de amortecimento é significativamente reduzida quando o atraso imposto a FTMA é alterado de T_s para $1,5 \times T_s$. Além disso, aumenta-se o conteúdo harmônico da corrente injetada. Outra observação importante é que os limites estabelecidos em [6] não são verificados nas simulações. Estas sugerem que o ganho mínimo K_{min} não garante estabilidade ao sistema, sendo necessário que este seja elevado. Por sua vez, o ganho máximo também pode ser elevado, mantendo o sistema ainda estável. Essas observações são mantidas para os dois valores de T_d testados. Finalmente, sobre o sistema não amortecido, observou-se a viabilidade de sua aplicação, para o caso em que $f_{crit} < f_r$. Apesar da corrente controlada i_1 , ser significativamente distorcida, a corrente no lado da rede, i_2 tem o mesmo nível de distorção de um sistema amortecido. Essa abordagem, obviamente, possui a vantagem de não demandar sensores de corrente nos capacitores. A desvantagem é que não se pode controlar a corrente injetada na rede diretamente. Para casos no qual o capacitor for mais elevado, a diferença entre i_1 e i_2 será maior.

Outro ponto que se deve ressaltar é que a planta composta pelo filtro LCL e a rede, é um sistema de terceira ordem. Mas devido ao atraso imposto pelo PWM digital, a planta ganha mais um polo, se tornando de quarta ordem. Assim, teoricamente, só poderíamos ter controle completo da alocação de seus polos por meio de um ajuste de um controle com quatro parâmetros a serem sintonizados. Isso não se verifica em nenhuma das abordagens apresentadas, pois sem amortecimento, temos dois parâmetros a serem ajustados e com amortecimento, três.

VI. CONCLUSÕES

Esse artigo conduziu uma investigação sobre o projeto de controladores de corrente e a estabilidade em sistemas

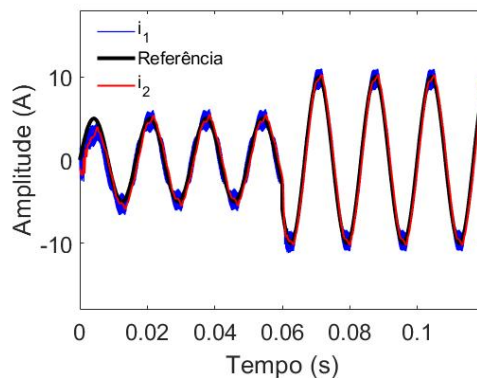


Figura 12: Correntes para o controle sem amortecimento - Retroalimentação por i_1 .

formados por inversores conectados à rede elétrica. O estudo se concentrou em duas abordagens comumente utilizadas na literatura, ambas no domínio da frequência, utilizando controladores ressonantes. Os resultados de simulação mostraram que os ganhos dos controladores para estabilização do sistema são sensíveis aos tempos de atraso impostos pelo controle discreto. As simulações mostraram também que o controle pode ser realizado sem amortecimento ativo, em situações nas quais a frequência de ressonância do sistema é menor do que a crítica e o valor do capacitor do filtro é mais elevado.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao suporte financeiro provido pelo projeto Universal-CNPq no. n°430779/2018-6 e ao projeto INCT-GD (Linha 2).

REFERÊNCIAS

- [1] J. Carneiro, "Dimensionamento de sistemas fotovoltaicos ligados à rede ou autônomos." Master's thesis, Braga, Portugal, 2009.
- [2] A. Ali, W. Li, R. Hussain, X. He, B. Williams, and A. H. Memon, "Overview of current microgrid policies, incentives and barriers in the european union, united states and china," *Sustainability*, vol. 09, pp. 1–28, 2017.
- [3] Q.-C. Zhong and T. Hornik, *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration.*, 2013, vol. IEEE Press series, 1 edition.
- [4] S. Sen, K. Yenduri, and P. Sensarma, "Step-by-step design and control of LCL filter based three phase grid-connected inverter." in *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Feb 2014, pp. 503–508.
- [5] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong, "Optimized design of stationary frame three phase ac current regulators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, 2009.
- [6] S. G. Parker, B. P. McGrath, and D. G. Holmes, "Regions of active damping control for lcl filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 1, pp. 424–432, Jan./Feb. 2014.
- [7] J. Wang, J. Yan, L. Jiang, and J. Zou, "Delay-dependent stability of single-loop controlled grid-connected inverters with lcl filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 743–757, Jan. 2016.
- [8] Y. Tang, W. Yao, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Design of lcl-filters with lcl resonance frequencies beyond the nyquist," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 41, no. 1, pp. 3–14, Mar. 2016.
- [9] Z. Xin, X. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Grid-current-feedback control for lcl-filtered grid converters with enhanced stability," *IEEE Trans Power Electron.*, 2017.