

# COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE AMORTECIMENTO PARA INVERSORES FOTOVOLTAICOS COM FILTRO LCL

**Camilo Coelho Gomes** – camilo.gomes@ufv.br

**Heverton Augusto Pereira** – heverton.pereira@ufv.br

Universidade Federal de Viçosa, Departamento de Engenharia Elétrica

**Allan Fagner Cupertino** – allan.cupertino@yahoo.com.br

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Departamento de Engenharia de Materiais

**Resumo.** Para a conexão dos sistemas fotovoltaicos à rede é utilizado um inversor. Este dispositivo trabalha com chaveamento em altas frequências e necessita de um filtro passivo para evitar que os harmônicos de chaveamento se propaguem pelo sistema elétrico. Uma das topologias mais utilizadas é o filtro LCL que apresenta uma atenuação considerável na região das altas frequências. Contudo, os filtros LCL apresentam uma frequência de ressonância que pode instabilizar o controle de corrente do conversor. Desta forma são propostas na literatura diversas estratégias para amortecer a ressonância do filtro LCL. O amortecimento mais tradicional é o amortecimento passivo que consiste em inserir em série com o capacitor do filtro um resistor. Contudo, esta estratégia reduz a eficiência e a atenuação do filtro. Desta forma, as técnicas conhecidas como amortecimento ativo vem para resolver este problema. Este artigo compara 4 técnicas de amortecimento apresentadas na literatura: realimentação da corrente do capacitor, realimentação da tensão do capacitor e utilização de um filtro corta-faixa (notch) e amortecimento passivo. As técnicas são comparadas em termos da susceptibilidade à variação da indutância da rede, comportamento dinâmico e taxa de distorção harmônica da corrente injetada. Os resultados obtidos mostraram que a técnica baseada no filtro corta faixa se mostrou bastante interessante apresentando uma resposta dinâmica rápida com menor número de sensores e menor taxa de distorção harmônica de corrente.

**Palavras-chave:** Inversor Trifásico, Filtro LCL, Técnicas de Amortecimento Ativo.

## 1. INTRODUÇÃO

A energia solar está destacando-se no cenário mundial devido ao seu caráter sustentável e inesgotável. Essa transforma-se em energia elétrica por meio de painéis fotovoltaicos que geram energia em corrente contínua (c.c.). Como as linhas de transmissão operam em corrente alternada (c.a.) faz-se necessária a utilização de um dispositivo para converter c.c. em c.a., um inversor fotovoltaico, componente também responsável pela injeção da potência pela injeção da potência gerada na rede elétrica e extração da máxima potência do arranjo fotovoltaico.

De fato os inversores baseiam-se em semicondutores que chaveiam em frequências na ordem dos quilohertz. A estratégia de modulação mais utilizada é o SVPWM – *Space Vector Pulse Width Modulator*, do inglês – que gera um conteúdo espectral na ordem da frequência de chaveamento. Assim um filtro passivo deve ser utilizado de maneira que esses harmônicos de tensão não gerem a circulação de harmônicos de corrente de alta frequência na rede.

Quanto aos filtros propostos existem os indutivos (L), indutivos capacitivos (LC) e indutivos-capacitivos-indutivos (LCL). Os filtros L são de primeira ordem, possuindo a atenuação na região de altas frequências de apenas 20 dB/década. Assim são utilizados para aplicações de baixa potência, pois resultam em um indutor muito volumoso. Já os filtros LC são de segunda ordem e tem portanto uma atenuação de 40 dB/década, resultando em um indutor menos volumoso. No entanto, a conexão direta do capacitor em paralelo com a rede gera transitórios significativos de conexão além de uma frequência de ressonância que tende a instabilizar o controle de corrente quando conectado à rede. Dessa forma, os filtros LC tem sua maior aplicação em inversores isolados (Gabe, 2008).

Por fim o filtro LCL consiste em dois indutores e um capacitor, como mostra a Fig. 1. Esse filtro é amplamente utilizado por ter indutores menos volumosos e uma atenuação de 40 dB/década. Além disso, a segunda indutância do filtro reduz os transitórios de conexão (Gabe, 2008). Entretanto, o filtro LCL apresenta também uma frequência de ressonância. Essa deve ser cuidadosamente analisada, visto que tende a instabilizar o controle de corrente do conversor conectado a rede. Para atenuar essa frequência de ressonância são utilizadas técnicas de amortecimento que dividem-se em dois grupos: passivo e ativo.

As técnicas de amortecimento passivo consistem na adição de elementos passivos no filtro, a fim de atenuar a ressonância do mesmo. A metodologia mais conhecida, por consiste na conexão de um resistor em série com o capacitor do filtro LCL, como mostra a Fig. 1, e ativo, que adiciona mais um elemento de controle ao sistema.

As técnicas de amortecimento ativo consistem em amortecer o par de polos complexos – que ocasionam a ressonância – por meio do controle digital. Dentre as técnicas propostas podem-se citar: a técnica por realimentação da corrente do capacitor (Dannehl, Fuchs, Hansen, & Thøgersen, 2010), (Bao, et al., 2014), realimentação da tensão do capacitor (Liserre, Dell'Aquila, & Blaabjerg, 2002) (Peña-Alzola R. , et al., 2014) e Filtro Notch (Pena-Alzola, Liserre, Blaabjerg, Ordeonez, & Kerekes, 2014).

A vantagem da utilização do ativo em detrimento do passivo é a diminuição do volume do filtro, redução de perdas de potência e melhoria da atenuação do filtro, visto que o amortecimento passivo tende a diminuir a atenuação do filtro da região de altas frequências. Dessa forma, o amortecimento ativo tem se mostrado uma solução interessante em aplicações de alta potência.

Esse trabalho tem como objetivo comparar quatro técnicas de amortecimento da frequência de ressonância do filtro LCL em sistemas trifásicos, tanto no domínio da frequência, quanto no domínio do tempo. As técnicas consideradas foram o amortecimento passivo com resistor, utilização de um filtro corta faixa, realimentação da corrente do capacitor e realimentação da tensão do capacitor.

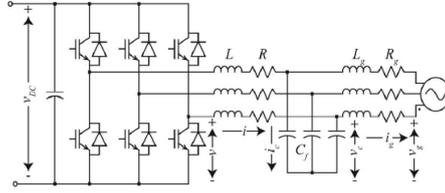


Figura 1 - Inversor trifásico conectado à rede com filtro LCL (Peña-Alzola R. , Liserre, Blaabjerg, & Ordóñez, 2014).

## 2. PROJETO FILTRO LCL

O projeto do filtro adotado baseia-se na metodologia apresentada em (Peña-Alzola R. , Liserre, Blaabjerg, & Ordóñez, 2014), na qual a escolha dos componentes deve ser uma função da taxa de distorção harmônica (THD), o fator de potência e os valores da indutância do filtro.

No projeto devem ser definidos os seguintes pontos: potência aparente do conversor ( $S_n$ ), a tensão da rede ( $V_n$ ), a frequência da rede ( $f_n$ ), a tensão do barramento de c.c. ( $V_{dc}$ ) e a frequência de chaveamento do conversor ( $f_{sw}$ ).

A metodologia do projeto é baseada nos seguintes pontos:

- Definição da relação entre  $f_{sw}$  e a frequência de ressonância do filtro ( $f_{res}$ ), denominada  $r_f$ . Essa grandeza é importante visto que o amortecimento ativo faz sentido apenas se a frequência de ressonância for detectada pelo controle digital. Um valor de  $r_f \approx 3$  deve ser adotado, de acordo com (Peña-Alzola R. , Liserre, Blaabjerg, & Ordóñez, 2014).
- Definição da relação entre primeira e segunda indutância do filtro ( $r_l$ ). Por razões econômicas, nesse trabalho foi adotado  $r_l=1$ , o que implica  $L = L_g$ .
- Definição do capacitor do filtro. Esse valor depende da potência reativa do filtro, função da razão entre a impedância do capacitor e dos indutores do filtro, denominada  $r_q$ .

As variáveis do filtro são calculadas de acordo com os seguintes valores:  $Z_b = V_n^2/S_n$ ,  $L_b = Z_b/(2\pi f_n)$ ,  $I_n = S_n/(\sqrt{3}V_n)$ ,  $m_f = f_{sw}/f_n$  e  $\omega_n = 2\pi f_n$ , onde  $Z_b$  é a impedância base da rede,  $L_b$  é a indutância base,  $I_n$  a corrente base,  $m_f$  a relação entre a  $f_{sw}$  e  $f_n$  e  $\omega_n$  a velocidade angular da frequência de rede.

O valor da indutância total do filtro por unidade (pu) é dada por (Peña-Alzola R. , Liserre, Blaabjerg, & Ordóñez, 2014).

$$l_t = r_f \cdot \frac{f_n}{f_{sw}} \cdot \frac{1 + r_l}{\sqrt{r_l \cdot r_q}} \quad (1)$$

Por sua vez, a estimativa da taxa THD é dada por (Peña-Alzola R. , Liserre, Blaabjerg, & Ordóñez, 2014).

$$\frac{1}{I_n} \frac{\pi \cdot V_{dc}}{12 \cdot Z_b} \cdot \frac{\sqrt{r_l}}{1 + r_l} \cdot \frac{\sqrt{r_q}}{r_f^3} \cdot \frac{1}{\left[ \left( 1 - \frac{6}{m_f} \right)^2 \cdot \omega_n^2 - \omega_{res}^2 \right]} \cdot f(m) \quad (2)$$

$$m = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \cdot \sqrt{\frac{V_n^2}{3} + (\omega_n \cdot L_t \cdot I_n)^2} \quad (3)$$

$$f(m) = \frac{3}{2} \cdot m^2 - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} + \left( \frac{9}{8} \cdot \frac{3}{2} - \frac{9}{8} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot m^4 \right) \quad (4)$$

Já o fator de potência pode ser estimado por

$$FP = 1 - \frac{q^2}{2} \quad (5)$$

$$q = \frac{r_q - 1}{\sqrt{r_q}} \cdot \frac{1 + r_l}{\sqrt{r_l}} \cdot r_f \cdot \frac{f_n}{f_{sw}} \quad (6)$$

As indutâncias em pu, a taxa de distorção harmônica e o fator de potencia FP são plotados em função de  $r_q$ . Escolhe-se um valor de  $r_q$  que resulte em indutores relativamente pequenos e com um FP e THD aceitáveis.

Por fim os valores de indutância, capacitância e frequência de ressonância são calculados por

$$C_f = r_q \cdot \frac{L_t}{Z_b^2} \quad (7)$$

$$L = \frac{L_t}{r_l + 1} \quad (8)$$

$$L_g = r_l \cdot L \quad (9)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{C_f} \cdot \left( \frac{1}{L} + \frac{1}{L_g} \right)} \quad (10)$$

### 3. TÉCNICAS DE AMORTECIMENTO

Nesse trabalho, apenas a dinâmica das malhas de corrente são analisadas.  $V_{dc}$  é considerado constante. Esta aproximação é apresentada em diversos trabalhos como (Liserre, Dell'Aquila, & Blaabjerg, 2002) e (Peña-Alzola R., Liserre, Blaabjerg, & Ordonez, 2014). A estratégia de modulação empregada é o SVPWM. O controle é realizado em coordenadas síncronas, com controladores PI. O algoritmo de sincronismo utilizado é a malha de sincronismo de fase baseada no integrador generalizado de segunda ordem (DSOGI-PLL), proposta por (Rodriguez, et al., 2006). A função de transferência do filtro LCL, considerando-se o controle do indutor do lado do inversor é dada por

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_g(s)}{v(s)} = \frac{1}{Ls} \frac{s^2 + Z_{LC}^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (11)$$

#### 3.1 Amortecimento Passivo (AP)

A técnica por amortecimento passivo consiste em inserir um resistor  $R_d$  em série com o capacitor do filtro  $C_f$ , com a finalidade de amortecer o par de polos complexos. A função de transferência do filtro LCL considerando o resistor do amortecimento passivo é dado por (Liserre, Dell'Aquila, & Blaabjerg, 2002)

$$G_{ap}(s) = \frac{I_g(s)}{V(s)} = \frac{s^2 + s \frac{R_d}{L_g} + Z_{LC}^2}{\left[ s^2 + \frac{(L_g + L) R_d}{L L_g} s + \omega_{res}^2 \right] L s} \quad (12)$$

onde  $Z_{LC}^2 = [L_g C_f]^{-1}$  e  $\omega_{res} = 2\pi f_{res}$ .

Note que o amortecimento do filtro varia de acordo com a variação de  $R_d$  e  $L_g$ .

As principais desvantagens dessa metodologia de controle são as perdas ôhmicas no resistor, quantificadas por (Peña-Azola, et al., Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based, 2013), e a redução da atenuação para altas frequências, o diagrama de blocos pode ser visto na Fig. 2.

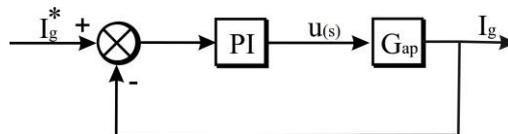


Figura 2 - Diagrama de blocos para técnica de amortecimento por amortecimento passivo

### 3.2 Retroalimentação de Corrente (RCC)

Com o objetivo de contornar as perdas geradas pelo resistor foi proposto em (Bao, et al., 2014), um controle aplicando uma realimentação não unitária da corrente do capacitor  $I_c$ , como exemplificado na Fig. 3(a).

Tendo  $G_{ad}$  como função de transferência do filtro, como mostrado na Eq. 12.

$$G_{ad}(s) = \frac{i(s)}{u(s)} = \frac{1}{Ls} \frac{s^2 + Z_{LC}^2}{s^2 + \frac{K_d}{L}s + \omega_{res}^2} \quad (13)$$

Quanto à implementação desse método, os problemas são a utilização de sensores adicionais e o fato da corrente do capacitor apresentar harmônicos de alta frequência.

### 3.3 Retroalimentação de Tensão (RTC)

Esse método de controle apresentado em (Peña-Alzola R. , et al., 2014), utiliza em sua metodologia uma realimentação, nesse caso, da tensão do capacitor  $v_c$ . Ademais, bastaria realimentar a derivada da tensão do capacitor e este amortecimento seria equivalente ao anterior. Contudo a implementação de derivadas é complexa, visto que esse operador amplifica os ruídos do chaveamento, que podem existir nos sinais amostrados.

Dessa forma, propõe-se a utilização de um filtro de avanço e atraso centrado na frequência de ressonância. Assim a realimentação é mostrada na Fig. 3(b).

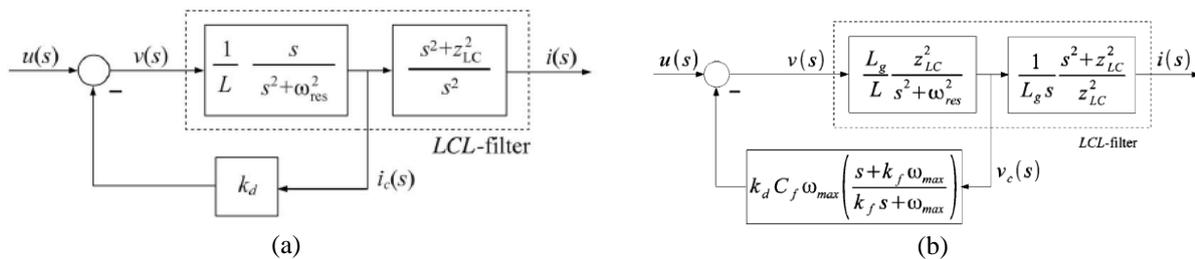


Figura 3 - Estratégias de amortecimento ativo baseadas em realimentação de estados: (a) Realimentação da corrente do capacitor – RCC (Peña-Alzola R. , Liserre, Blaabjerg, & Ordonez, 2014); (b) Realimentação da tensão do capacitor – RTC (Peña-Azola, et al., Systematic Design of the Lead-Lag Network Method for Active Damping in LCL-Filter Based Three Phase Converters, 2014).

### 3.4 Filtro Notch (FN)

A técnica baseada no filtro notch , utilizada pela referência (Pena-Alzola, Liserre, Blaabjerg, Ordeonez, & Kerekes, 2014) é vantajosa do ponto de vista que não requer medições adicionais. Essa técnica de análise consiste em adicionar em série com o controle de corrente um filtro rejeita faixa, com frequência de corte central igual a  $f_{res}$ . A função de transferência do filtro notch é dada por:

$$G_{fn} = \frac{1}{Ls} \cdot \frac{s^2 + Z_{LC}^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \cdot \frac{s^2 + \omega_{notch}^2}{s^2 + \frac{\omega_{notch}}{Q}s + \omega_{notch}^2} \quad (14)$$

onde  $\omega_{notch} = \omega_{res}$  e  $Q$  é o fator de qualidade, que irá definir a largura da banda passante do filtro, a forma de controle pode ser observado pelo diagrama de blocos na Fig. 4.

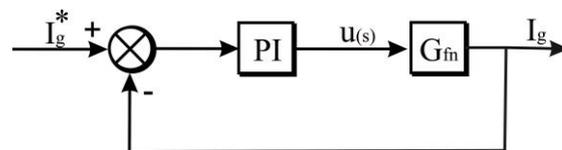


Figura 4 - Diagrama de blocos para técnica de amortecimento por filtro notch

## 4. ESTUDO DE CASO

Os parâmetros do conversor utilizado nas simulações são apresentados na Tab. 1. Os parâmetros do filtro foram obtidos por meio da metodologia proposta anteriormente. Todas as simulações consideram uma rede com um nível de curto circuito de 500 kVA e razão  $\frac{X}{R}$  igual a 6. Todos os controladores foram discretizados considerando-se uma

frequência de amostragem igual a frequência de chaveamento do conversor. As técnicas foram comparadas durante degraus de corrente de eixo direto e de eixo de quadratura.

Tabela 1 - Parâmetros do filtro e do conversor

$S_n$	20 kW
$V_n$	380 V
$V_{dc}$	650 V
$f_n$	60 Hz
$f_{sw}$	6 kHz
$C_f$	9,8 $\mu F$
$L = L_g$	1,3 mH
$f_{res}$	2 kHz

Os controladores de corrente são ajustados de acordo com uma abordagem simplificada, baseada na consideração de que o capacitor comporta-se como um circuito aberto na região de baixas frequências. Desta forma, os controladores podem ser ajustados pelo método de alocação de polos. Assim, os ganhos proporcional e integral do controlador PI são definidos como

$$K_p = \frac{2 \pi L_t f_{sw}}{20} \quad (15)$$

$$K_i = \frac{2 \pi f_n R_t}{20} \quad (16)$$

Onde  $L_t$  é a indutância total do filtro e  $R_t$  é a soma das resistências do indutor do filtro. Considerou-se que para a frequência fundamental a relação  $\frac{\omega}{R}$  do indutor do filtro é igual a 10.

## 5. RESULTADOS

Detalhes da discretização do sistema podem ser encontrados em (Liserre, Dell'Aquila, & Blaabjerg, 2002). Para todas as estratégias foi considerado um amortecimento  $\zeta = 0,1$ . Este valor é interessante do ponto de vista que utiliza resistores pequenos para o caso do amortecimento passivo (reduzindo as perdas) e gera um baixo deslocamento dos polos de malha fechada para o caso das técnicas de amortecimento ativo.

A Fig. 5, apresenta a variação dos polos em malha fechada do sistema discreto considerando variações nos parâmetros de amortecimento das técnicas utilizadas. Para o amortecimento passivo considerou-se  $R_d = 3$ . Para a técnica de realimentação da corrente do capacitor utilizou-se  $k_d = 5,5$ . Para o amortecimento da tensão do capacitor utilizou-se  $k_d = 7$ . Por fim, para a estratégia com filtro *notch* utilizou-se  $Q = 1$ .

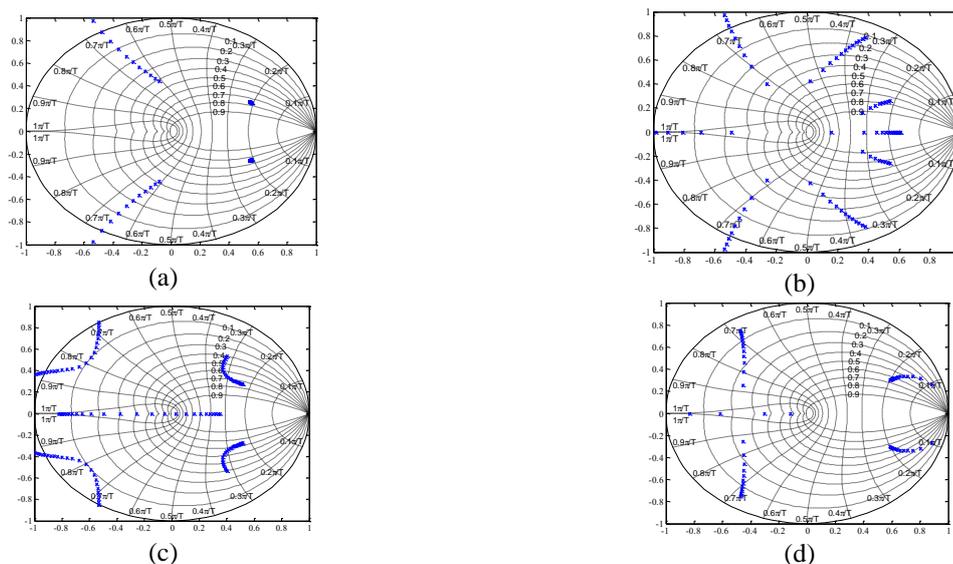


Figura 5 - Local das Raízes no Plano - Z para variação no parâmetro de amortecimento de cada uma das técnicas estudadas. (a) Variação  $R_d$  para AP, (b) Variação de  $K_d$  para RCC, (c) Variação de  $K_d$  para RTC, (d) Variação de  $Q$  para FN.

Com os valores de  $R_d$ ,  $K_d$  e  $Q$  escolhidos, analisa-se a resposta dos filtros quando o valor de  $L_g$  varia entre 40% até 1000% de seu valor original. Valores inferiores indicam envelhecimento ou variações de temperatura do segundo indutor. Valores maiores indicam conexão em redes com baixo nível de curto circuito. Observa-se na Fig. 5 (a) que a técnica de amortecimento passivo resulta em uma resposta susceptível a variações na indutância da rede, podendo tornar-se instável.

Já a Fig. 5(b) e Fig. 5(c), apresentam resultados bem similares ao aumento da indutância da rede. Por fim, a Fig. 5(d) é a que mantém o valor de amortecimento aproximadamente constante em relação ao aumento da indutância da rede.

Por sua vez, a Fig. 6 apresenta os resultados obtidos para as 4 técnicas perante variação das referência de corrente. No instante  $t = 200\text{ ms}$  aplica-se um degrau na referência de corrente de eixo direto de 20 A. Por sua vez, no instante  $t = 250\text{ ms}$  aplica-se um degrau na referência de corrente de eixo de quadratura de 20 A. A dinâmica da corrente do conversor em coordenadas síncronas é apresentada na Fig. 8. Observa-se uma dinâmica mais comportada na técnica com filtro notch, que reduz consideravelmente o sobressinal da resposta de corrente. Além disso, a resposta obtida para a estratégia com realimentação de tensão do capacitor mostrou-se mais lenta que as demais.

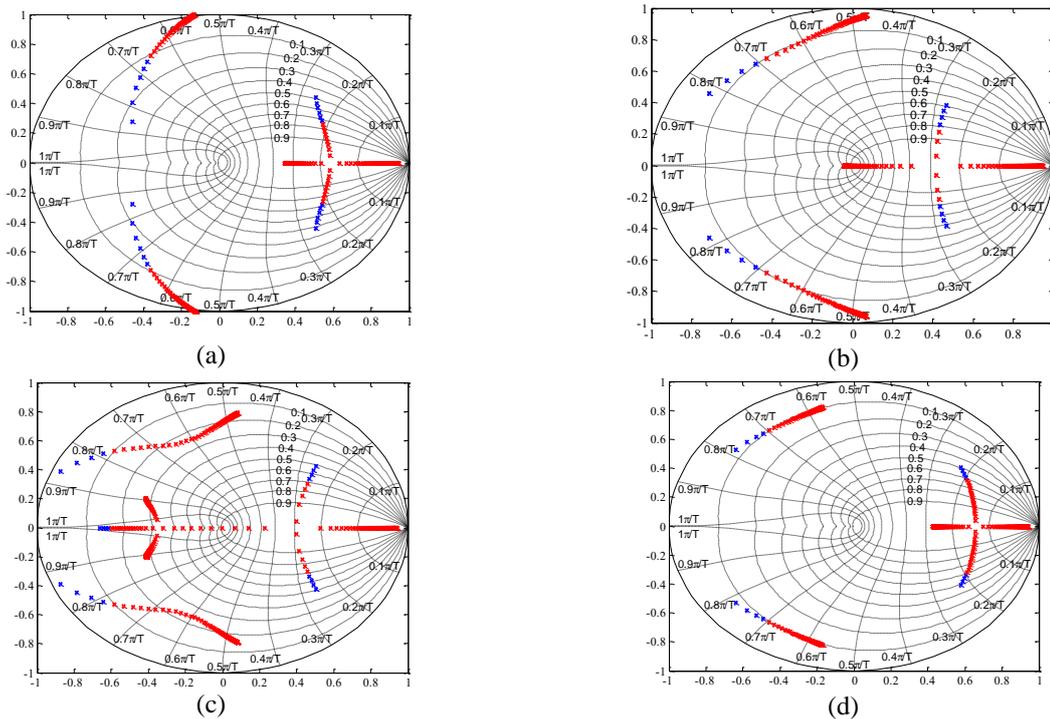


Figura 6 - Variação da Indutância  $L_g$  de 40% até 1000%. (a) AP; (b) RCC; (c) RTC; (d) FN. Os polos em vermelho indicam valores maiores que o nominal e polos em azul indicam valores menores que o nominal.

A Fig. 7 apresenta o comportamento dinâmico das correntes da rede para cada uma das técnicas apresentadas. Podem ser observadas diferenças no transitório, sendo que a técnica baseada no filtro corta-faixa apresentou o transitório menos significativo. Tal fato fica mais evidente na Fig. 8 que apresenta as dinâmicas da corrente do lado do conversor em coordenadas  $dq$ . A técnica baseada no filtro notch foi a que apresentou o melhor comportamento transitório durante o degrau nas malhas de corrente.

Por fim, a comparação da técnicas em relação a taxa de distorção harmônica (THD) da corrente na rede elétrica é apresentada na Tab. 2. Pode ser observado que a técnica de amortecimento passivo apresentou as maiores taxas de distorção harmônica. Isto pode ser justificado pelo fato da inserção do resistor de amortecimento reduzir a atenuação do filtro para as altas frequências.

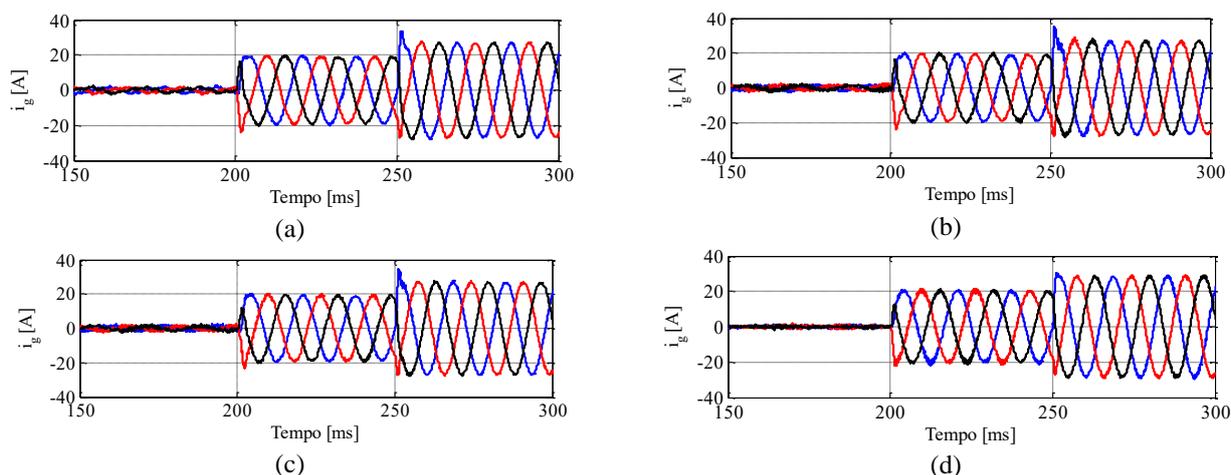


Figura 7 - Comportamento das correntes da rede elétrica em função do tempo para as técnicas de amortecimento apresentadas (a) AP; (b) RCC; (c) RTC; (d) FN

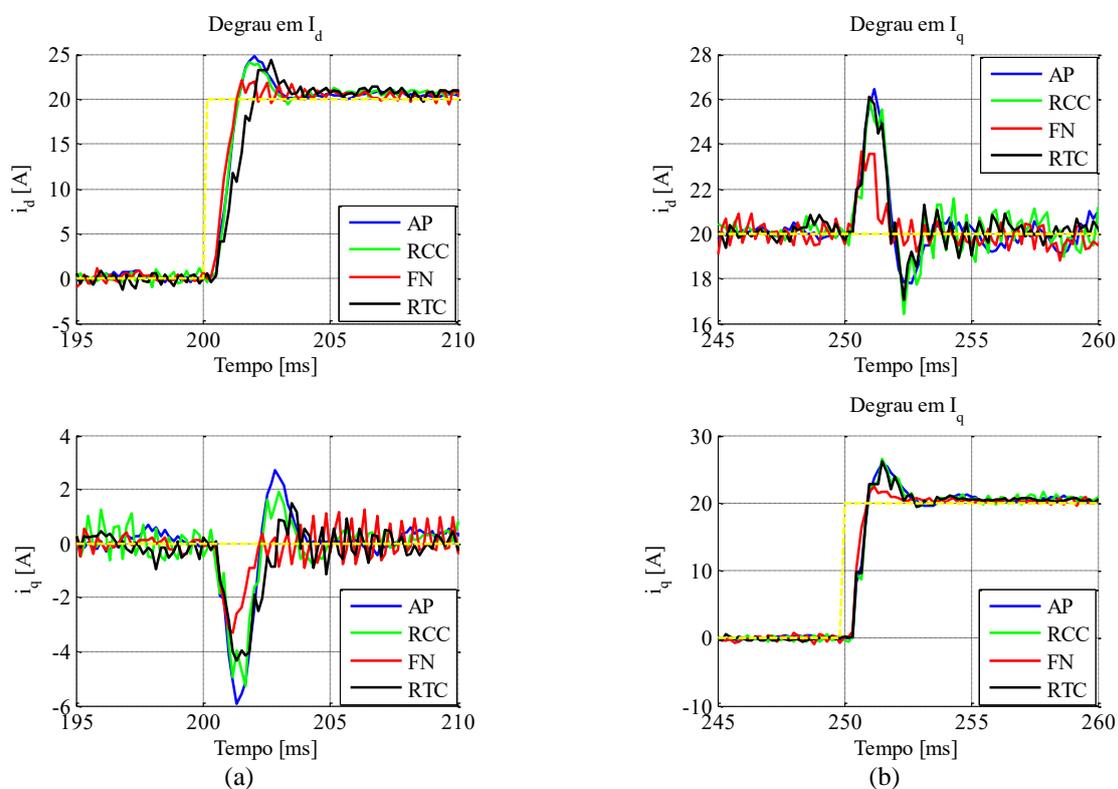


Figura 8 - Dinâmica das componentes de eixo direto e de quadratura da corrente da rede: (a) Degrau na referência de eixo direto; (b) Degrau na referência de eixo de quadratura.

Tabela 2 - Valor da THD (%), para os métodos analisados.

Técnica	THD de $I_g$ (%)
AP	1,5347
FN	0,9638
RCC	1,0244
RTC	0,7841

## 6. CONCLUSÃO

Esse trabalho comparou quatro técnicas de amortecimento para filtros LCL. Observou-se que a técnica de amortecimento passivo apresenta maior THD, e perdas ôhmicas devido ao resistor. Contudo sua utilização não necessita de sensores adicionais. Além disso a técnica se mostrou mais sensível a variações da indutância de rede elétrica.

As técnicas RCC e RTC são muito semelhantes em termos de comportamento dinâmico. Uma vantagem da técnica RTC é o fato da tensão do capacitor ser um sinal bem mais comportado que a corrente do capacitor, que apresenta um conteúdo harmônico considerável.

Por fim a técnica por FN é a que apresentou melhor resposta ao transitório uma das menores THD's. Devido à ausência de sensores adicionais, seu funcionamento em redes com altas e baixas impedâncias, e ao fato de também não utilizar resistor de amortecimento, ela se mostrou a mais indicada a aplicações de alta potência.

## REFERÊNCIAS

- Bao, C., Ruan, X., Wang, X., Li, W., Pan, D., & Weng, K. (2014). Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor-Current-Feedback Active-Damping . 29.
- Dannehl, J., Fuchs, F. W., Hansen, S., & Thøgersen, P. B. (2010). Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters . 46.
- Gabe, I. J. (2008). CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE DE INVERSORES PWM ALIMENTADOS EM TENSÃO CONECTADOS À REDE ATRAVÉS DE FILTRO-LCL. Santa Maria.
- Liserre, M., Dell'Aquila, A., & Blaabjerg, F. (2002). Stability Improvements of a LCL-filter Based Three-phase Active Rectifier. *Proc. IEEE 33rd Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, 1195-1201.
- Peña-Alzola, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., & Ordonez, M. (2014). LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, p. 2192.
- Pena-Alzola, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., Ordonez, M., & Kerekes, T. (2014). A Self-commissioning Notch Filter for Active Damping in a Three-Phase LCL-Filter-Based. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Peña-Alzola, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., Sebastian, R., Dannehl, J., & Fuchs, F. (2014). Systematic Design of the Lead-Lag Network Method for Active Damping in LCL-Filter Based Three Phase Converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10.
- Peña-Azola, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., Sebastián, R., Dannehl, J., & Wilhelm Fuchs, F. (2013). Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 2642-2646.
- Peña-Azola, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., Sebastián, R., Dannehl, J., & Wilhelm Fuchs, F. (2014). Systematic Design of the Lead-Lag Network Method for Active Damping in LCL-Filter Based Three Phase Converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, pp. 43-52.
- Rodriguez, P., Teodorescu, R., Candela, I., Timbus, A. V., Liserre, M., & Blaabjerg, F. (2006). New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. *Power Electronics Specialists Conference*, (pp. 1-7).

## COMPARISON BETWEEN DAMPING TECHNIQUES FOR GRID-CONNECTED CONVERTERS WITH LCL FILTER

**Abstract.** *The photovoltaic inverter is an important element in grid-connected systems. Generally, the inverter presents a passive filter in its output, in order to reduce the current harmonics, which cannot flow to the power system. This way, LCL filter is widely used due to its high attenuation for high frequencies. However, LCL filter presents a resonance, which can unstabilizes the current control loops. Therefore, damping strategies are necessary. Passive damping consists in include a resistor in series with the filter capacitor. Nevertheless, the insertion of this resistor decreases the efficiency and the attenuation for high frequencies. This way, active damping strategies are necessary. This way, 4 strategies for active damping in LCL filters are compared: capacitor current feedback, capacitor voltage feedback, notch filter based method and passive strategy. These techniques are compared in terms of susceptibility during variation in grid inductance, dynamic behavior and total harmonic distortion (THD). The obtained results shows Notch filter based strategy presents a faster response with a smaller number of sensor and smaller THD*

**Key words:** *Three Phase Inverter, LCL filter, Active damping techniques*