

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE DUAS TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS A FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELO

Resumo: Este artigo apresenta um estudo comparativo entre duas estratégias aplicadas no controle das correntes de um filtro ativo de potência paralelo (FAPP) e no controle da tensão do barramento CC. Investigou-se os efeitos da estratégia de controle utilizando o controle proporcional-integral (PI) e controle integral-proporcional (IP). Resultados de simulação são obtidos no software PSCAD/EMTDC para avaliar o desempenho de cada técnica.

Palavras-chave: Filtros ativos. Qualidade de energia. Controlador PI. Controlador IP.

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento da indústria e o acesso a bens de consumo nas últimas décadas não modificaram apenas os níveis de consumo de energia, mas também a sua qualidade. Na indústria, cargas como fornos a arco, fontes chaveadas, retificadores e acionamento de motores drenam correntes não senoidais da rede elétrica. De igual forma, há equipamentos residenciais como computadores, televisores e aparelhos de som como exemplos. Estas cargas não lineares consomem correntes harmônicas que impactam na qualidade da energia fornecida pela concessionária. Efeitos como sobrecargas, perdas excessivas, aquecimento de máquinas, distorções e desbalanceamentos são causados por essas correntes drenadas por cargas não lineares (A.A. MAHMOUD, R.E. OWEN, A.E. EMANUEL, 1983).

Uma das formas de mitigar o efeito provocado por essas correntes harmônicas é através do uso de filtros ativos de potência (FAPs). Estes são conversores estáticos controlados para injetar, na rede, correntes harmônicas com fase oposta às correntes harmônicas consumidas pelas cargas não lineares. Dessa maneira, o conjunto formado por cargas não lineares e o filtro ativo de potência é visto pela rede elétrica como uma carga que drena corrente puramente senoidal.

Em geral, FAPs são usados na compensação de harmônicos de corrente e tensão, mas outros benefícios podem ser conseguidos com a sua utilização, como na compensação de potência reativa, regulação da tensão de sistemas trifásicos, balanceamento de correntes e tensões e diminuição da corrente de neutro (LIMONGI, 2006; SINGH et al., 1999). Esta técnica de compensação de harmônicos surgiu na década de 70 (H. SASAKI AND T. MACHIDA, 1971). As primeiras implementações do FAP utilizando inversor fonte de corrente com chaves do tipo GTO para compensar harmônicos de corrente surgiram a partir de 1982 (AKAGI, 1994). A evolução da eletrônica de potência, desenvolvimento de novos materiais semicondutores e dispositivos semicondutores, criação de novas topologias, técnicas de modulação, estratégias de controle impulsionou diversos trabalhos envolvendo filtros ativos.

Com o avanço dessas pesquisas, o enfoque tem se voltado para as técnicas de controle digital, onde somente as harmônicas de interesse são filtradas. Estudos como de Limongi et al. (2009) e Ghetti et al. (2010) apresentam algumas técnicas sob uma perspectiva comparativa, informando sobre suas particularidades, limitações e vantagens. Dentre essas técnicas, o presente trabalho irá abordar a técnica considerada clássica, denominada PI-SRF (*PI controller in a synchronous reference frame*), desenvolvida em (BHATTACHARYA et al., 1996).

Em relação à classificação quanto as topologias, existem quatro básicas (SINGH et al., 1999): paralelo (*shunt*), série, híbrido e o condicionador unificado de qualidade de energia

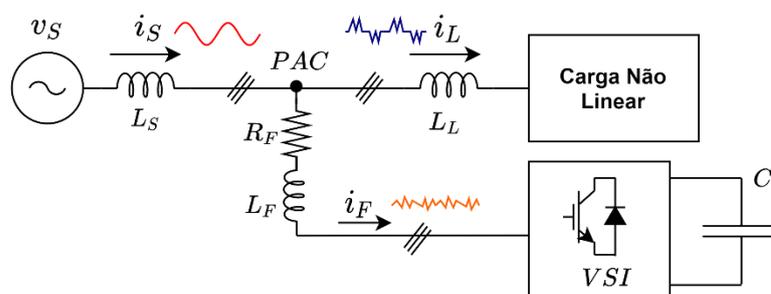
(*Unified Power Quality Conditioner*, UPQC). A primeira topologia a ser desenvolvida foi o filtro ativo de potência paralelo (FAPP), que pode ser usado com a finalidade de compensar principalmente os harmônicos de corrente e potência reativa. Neste cenário, busca-se analisar e comparar os resultados ao se usar um controlador proporcional-integral (PI) e um controlador integral-proporcional (IP) projetados sob os mesmos parâmetros de controle para um FAPP.

Todas as implementações foram realizadas no *software* PSCAD/ETMC em sua versão gratuita. Para efeito de comparação, considerou-se como critério a distorção da corrente consumida na fonte.

2 FILTRO ATIVO PARALELO

Na Figura 1 é apresentada uma representação geral do sistema em estudo, onde se tem o sistema elétrico trifásico (v_s) alimentando uma carga não linear que drena corrente trifásica (i_L). Em derivação, conectado ao ponto de acoplamento comum (PAC), tem-se o filtro ativo paralelo, utilizado para a compensação das correntes harmônicas drenadas pela carga não linear por meio da corrente i_F . A indutância da linha, a indutância série da carga e do filtro são representadas por L_S , L_L e L_F , respectivamente.

Figura 1 – Diagrama unifilar de um FAPP e sua conexão ao sistema.



Fonte: Autoria própria.

O FAPP é na realidade um inversor fonte de tensão (*voltage source inverter*, VSI) com um banco de capacitores (C) conectados em seus terminais CC. Apesar de poderem ser construídos utilizando um inversor fonte de corrente, onde se faz o uso de um indutor como armazenador de energia, os VSIs são mais utilizados devido à sua maior eficiência e menor custo (AKAGI, 1994; LIMONGI; CAVALCANTI, 2006). A conexão do filtro no ponto de acoplamento comum é estabelecida por intermédio de um banco de indutores (L_F), responsável pela filtragem dos harmônicos de alta frequência gerados pela comutação das chaves do VSI.

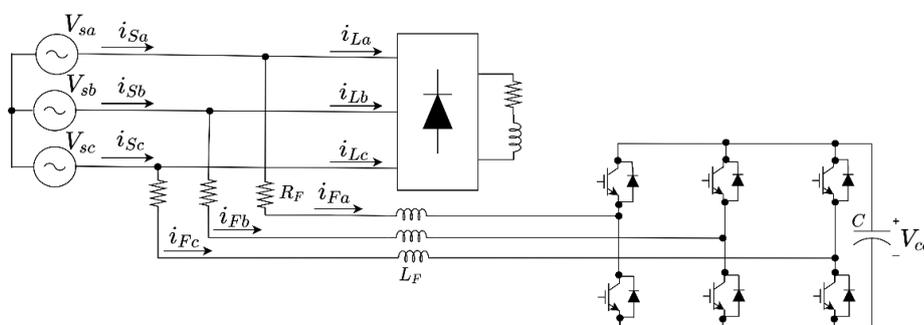
Sucintamente, as cargas não lineares demandam uma corrente i_L composta de uma componente fundamental i_1 e componentes harmônicas $\sum_{h \neq 1}^{\infty} i_h$. O FAPP funciona como uma fonte de corrente controlada de forma que as correntes harmônicas com fases opostas sejam injetadas no PAC (LIMONGI, 2006). Com isso, a injeção de harmônicas na rede é evitada, considerando o conjunto Carga não linear + FAPP, o que significa dizer que a corrente i_S possui uma forma de onda senoidal, como representado na Figura 1. Neste sentido, o sistema é visto pela rede como uma carga linear (GHETTI et al., 2010).

Contudo, o filtro drena da rede uma corrente na frequência fundamental responsável por manter a tensão v_{cc} no barramento CC em níveis operacionais. Ademais, para que o VSI atue como FAPP, a tensão v_{cc} deve ser maior que a máxima tensão de linha do PAC, o que possibilita injetar correntes (LIMONGI et al., 2009). No entanto, não pode exceder a máxima tensão que o conversor pode suportar.

3 MODELAGEM DO FILTRO ATIVO SHUNT

O filtro ativo *shunt* mostrado na Figura 2, tem sua modelagem no sistema de coordenadas naturais (“*abc*”) apresentada em detalhes em (MENDALEK; AL-HADDAD, 2000).

Figura 2 – Filtro ativo de potência paralelo conectado ao sistema elétrico.



Fonte: Autoria própria.

Detalhando-se a Figura 2, têm-se que: i_{Fa} , i_{Fb} , i_{Fc} são as correntes fases “a”, “b” e “c” do filtro, v_{cc} é a tensão do barramento CC, R_F , L_F são a resistência e a indutância de saída do VSI, C a capacitância do barramento CC, V_{Sa} , V_{Sb} , V_{Sc} são as tensões da rede no PAC. Neste caso o sistema é assumido como equilibrado.

A modelagem realizada por Mendalek e Al-Haddad (2000) apresentada detalhes sobre as funções de chaveamento (denotadas por d_{na} , d_{nb} , d_{nc}), que são responsáveis por controlar os instantes em que os IGBTs entram e saem de condução através de uma lógica PWM, o que permite alterar a corrente sintetizada pelo filtro de maneira a eliminar os harmônicos de corrente. Deste modo, a obtenção das correntes de referência para o filtro se constitui em uma das partes mais fundamentais neste processo. No caso do FAPP, calcula-se essas referências a partir das correntes da carga. Objetivando obter a correta separação das componentes harmônicas da fundamental, várias estratégias foram propostas, como: método baseado na teoria da potência reativa (teoria pq), método baseado na transformação para o referencial síncrono dq (teoria SRF), método baseado na teoria da potência reativa estendida e método baseado no cálculo da potência média em coordenadas dq (LIMONGI, 2006).

Segundo Limongi (2006), num comparativo entre essas teorias, a utilização da teoria SRF apresentou melhores resultados, apesar dessa ser influenciada pelo desempenho do algoritmo do PLL (*Phased Locked Loop*), responsável pela obtenção do ângulo elétrico da rede, posteriormente utilizado para converter as variáveis do referencial abc para o referencial síncrono $dq0$. De forma sucinta, com essa transformação, componentes de sequência positiva na frequência fundamental se tornam constantes e componentes harmônicas permanecem oscilatórias, porém com frequência alterada. Assim, torna-se possível a separação das componentes harmônicas e da fundamental através do uso de um simples filtro passa baixas de pequena ordem.

3.1 Modelagem do filtro ativo paralelo no referencial síncrono $dq0$

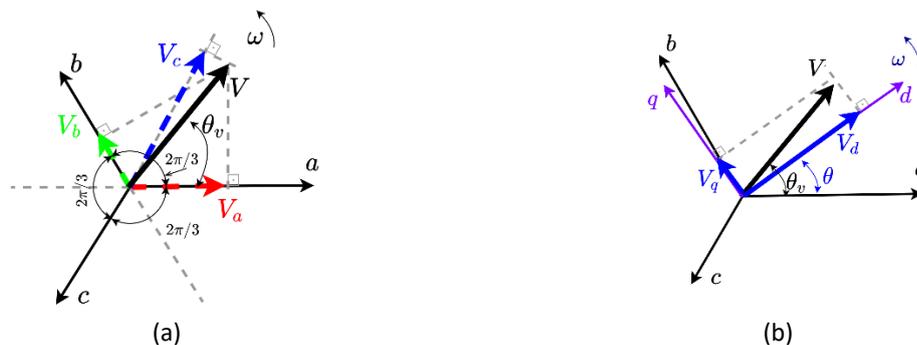
A transformação do sistema de coordenadas $abc \rightarrow dq0$, permite reduzir a ordem do sistema, e além disto, tensões e correntes puramente senoidais se tornam constantes permitindo o uso de controladores PI e IP, simplificando o projeto do controlador. A transformação dos sistema de coordenadas $abc \rightarrow dq0$ é dada por (BUSO; MATTAVELLI, 2006):

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

sendo θ o ângulo elétrico obtido pelo algoritmo do PLL. As tensões trifásicas da rede, estão defasadas em 120° ($2\pi/3$) elétricos no sistema de coordenadas naturais, conforme indicado na Figura 3(a).

Na Figura 3(a) é exibida a representação do vetor V , com velocidade angular ω e ângulo dado por θ_v . A partir da projeção sobre os eixos "a", "b" e "c" são obtidas as tensões v_a , v_b e v_c . Desta forma, o vetor girante V traz informações como a amplitude, fase e velocidade angular das tensões. Na Figura 3(b) é apresentada a representação do vetor V em um sistema de coordenadas (dq) sincronizado com a velocidade angular da rede, ω . Assim como o vetor girante, o sistema de coordenadas dq , cujos eixos são ortogonais entre si, possuem a mesma velocidade angular da rede. A projeção de V sobre os eixos dq irá resultar em tensões V_d e V_q constantes, caso as tensões da rede não possuam harmônicos.

Figura 3 – Transformada abc para dq : (a) vetor girante e (b) decomposição em dq .



Fonte: Autoria própria.

Aplicando a transformada, com $\theta = \theta_v = \omega t$, obtém-se um sistema de coordenadas dq síncrono com velocidade angular ω , de forma que o eixo "d" está sempre alinhado com o vetor tensão V . Idealmente, tem-se como resultado dessa transformação um valor de V_q nulo, enquanto V_d assume o valor da tensão de pico do sistema trifásico, para a matriz de transformação adotada. Assim, as componentes na frequência fundamental se tornam constantes nesse novo sistema.

O modelo dinâmico do sistema nas coordenadas síncronas, descritos em (MENDELEK et al., 2001; MENDELEK; AL-HADDAD, 2000), é dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{V}_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_F}{L_F} & \omega & -\frac{d_{nd}}{L_F} \\ \omega & -\frac{R_F}{L_F} & -\frac{d_{nq}}{L_F} \\ \frac{d_{nd}}{C} & \frac{d_{nq}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_F} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

sendo d_{nq} e d_{nd} as funções de chaveamento e i_d e i_q as correntes do VSI no sistema de coordenadas síncronas. As duas primeiras linhas da Equação (2) estão relacionadas com o controle de corrente enquanto a terceira linha está relacionada com o controle do barramento CC. Em se tratando das duas primeiras linhas, percebe-se um acoplamento entre a corrente de quadratura i_q e a corrente de eixo direto i_d . Desta forma, variações em i_d causam alterações em

i_q e vice-versa. A fim de realizar o desacoplamento das variáveis e compensação da tensão no PAC, considera-se:

$$u_d = V_d + L_f \omega i_q - V_{cc} d_{nd}, \quad (3)$$

$$u_q = V_q - L_f \omega i_d - V_{cc} d_{nq}. \quad (4)$$

Estes termos correspondem à saída do controlador em seus respectivos eixos. Isolando d_{nd} e d_{nq} nas Equações (3) e (4), respectivamente, chegam-se as seguintes funções de chaveamento:

$$d_{nd} = \frac{1}{V_{cc}} (V_d + L_f \omega i_q - u_d), \quad (5)$$

$$d_{nq} = \frac{1}{V_{cc}} (V_q - L_f \omega i_d - u_q). \quad (6)$$

Como a tensão da rede no PAC é lida por sensores, é possível compensar os efeitos de variações nas tensões V_d e V_q pela adição da ação *feedforward* na lei de controle. Esses são inseridos a fim de melhorar a performance do controlador (LIMONGI et al., 2009). Desta maneira, as correntes i_d e i_q poderão ser controladas pela atuação das ações de controle u_d e u_q . Substituindo as Equações (5) e (6) nas duas primeira linhas da Equação (2):

$$\frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{sL_F + R_F}, \quad (7)$$

$$\frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{sL_F + R_F}. \quad (8)$$

A corrente de eixo direto (i_d) é capaz de fornecer/consumir potência ativa, enquanto a corrente i_q contribui apenas para o fornecimento de potência reativa. Desta forma, uma parcela pode ser adicionada a corrente i_d para controlar a tensão do barramento CC, denominada de i_{do}^* . A fim de buscar essa relação, analisando a terceira linha da Equação (2) e substituindo $C\dot{V}_{cc}$ por u_{cc} , tem-se:

$$u_{cc} = d_{nd} i_d + d_{nq} i_q \quad (9)$$

onde u_{cc} é a saída do controlador usado na malha de controle da tensão do barramento. Isolando-se a corrente i_d da Equação (9), considerando-a como a referência i_{do}^* e multiplicando o numerador e denominador por V_{cc} , admitindo também que o controle da corrente e que o resultado do PLL são ideais, as propriedades indicadas na Equação (10) são válidas e a corrente de referência passa ser dada pela Equação (11).

$$d_{nq} V_{cc} \approx V_q = 0 \text{ e } d_{nd} V_{cc} \approx V_d = V_{pico} \quad (10)$$

Com isso, a corrente de referência passa a ser:

$$i_{do}^* = u_{cc} V_{cc} / V_{pico} \quad (11)$$

Para manter a tensão do barramento constante, é preciso adicionar essa corrente de referência à referência da corrente de eixo direto i_d^* . Deste modo, a malha de controle da tensão

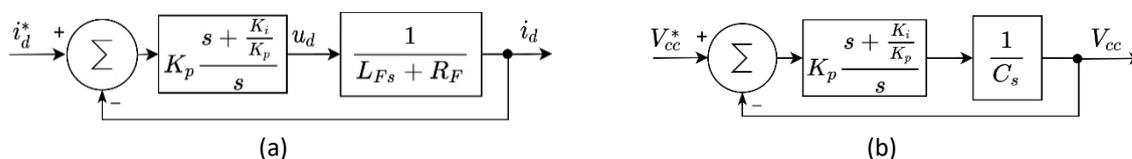
do barramento CC é externa e, portanto, mais lenta, enquanto a malha de controle das correntes harmônicas é interna e mais rápida.

Isto posto, o interesse do trabalho é voltado à análise comparativa ao se utilizar um controlador PI em ambas as malhas e ao se utilizar um controlador IP.

3.2 Projeto do FAPP utilizando-se a estratégia PI-SRF

A partir da Equação (7) é possível obter a representação em diagrama de blocos da malha de controle da corrente de eixo direto conforme apresentado na Figura 4(a), utilizando um controlador PI. Uma representação análoga é obtida para a corrente de eixo de quadratura. A representação em diagrama de blocos para a malha de controle da tensão do barramento CC é apresentada na Figura 4(b).

Figura 4 – Diagramas de blocos com controlador PI: (a) referente à malha de controle de corrente e (b) referente à malha de controle da tensão do barramento CC.



Fonte: Autoria própria.

As funções de transferência em malha fechada para os diagramas apresentados na Figura 4 são dadas, respectivamente, por:

$$G_{i1}(s) = \frac{s + \frac{K_{i,i}}{K_{p,i}}}{s^2 + \left(\frac{R_F + K_{p,i}}{L_F}\right)s + \frac{K_{i,i}}{L_F}} \quad (12)$$

$$G_{V1}(s) = \frac{s + \frac{K_{i,v}}{K_{p,v}}}{s^2 + \left(\frac{K_{p,v}}{C}\right)s + \frac{K_{i,v}}{C}} \quad (13)$$

Para determinação dos parâmetros do controlador PI, compara-se com a função padrão de segunda ordem. Com isso, chega-se às seguintes equações:

$$\begin{aligned} K_{i,i} &= \omega_{n,i}^2 L_F, \\ K_{p,i} &= 2\zeta\omega_{n,i}L_F - R_F. \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} K_{i,v} &= \omega_{n,v}^2 C, \\ K_{p,v} &= 2\zeta\omega_{n,v}C. \end{aligned} \quad (15)$$

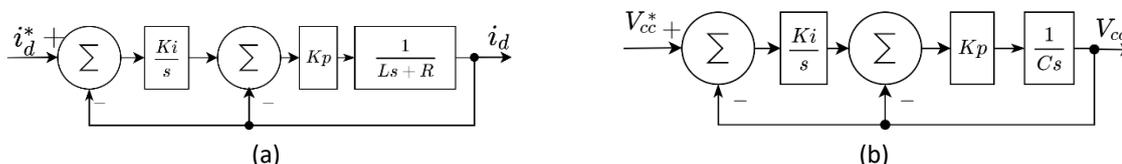
Analisando-se as Equações (12) e (13), percebe-se que a existência de um zero em $-K_{i,i,v}/K_{p,i,v}$ irá influenciar a dinâmica do sistema, e com isso, os parâmetros de projeto, como o tempo de assentamento e máximo sobressinal podem não responder conforme projetado.

A fim de mitigar e verificar o efeito do zero no comportamento dinâmico do sistema, será utilizado o controlador IP.

3.3 Projeto do FAPP utilizando-se a estratégia IP-SRF

Analogamente ao apresentado na Figura 4, têm-se os diagramas mostrados nas Figuras 5, alterando-se a lei de controle para IP.

Figura 5 – Diagramas de blocos com controlador IP: (a) referente à malha de controle de corrente e (b) referente à malha de controle da tensão do barramento CC.



Fonte: Autoria própria.

As funções de transferência em malha fechada para os diagramas apresentados na Figura 5 são dadas, respectivamente, por:

$$G_{i2}(s) = \frac{\frac{K_{i,i}K_{p,i}}{L_F}}{s^2 + \left(\frac{R_F + K_{p,i}}{L_F}\right)s + \frac{K_{i,i}K_{p,i}}{L_F}}, \quad (16)$$

$$G_{V2}(s) = \frac{\frac{K_{i,v}K_{p,v}}{C}}{s^2 + \left(\frac{K_{p,v}}{C}\right)s + \frac{K_{i,v}K_{p,v}}{C}}. \quad (17)$$

Analisando-se as Equações (16) e (17), constata-se a ausência do zero, diferentemente do caso em que se utiliza o controlador PI.

Comparando-se com a função padrão de segunda ordem, calculou-se os parâmetros do controlador IP, tanto para a malha de corrente, dada pela Equação (16) quanto para a malha de tensão, dada pela Equação (17).

$$K_{i,i} = \frac{\omega_{n,i}^2 L_F}{K_{p,i}}, \quad (18)$$

$$K_{p,i} = 2\zeta \omega_{n,i} L_F - R_F.$$

$$K_{i,v} = \frac{\omega_{n,v}^2 C}{K_{p,v}}, \quad (19)$$

$$K_{p,v} = 2\zeta \omega_{n,v} C.$$

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O sistema exibido na Figura 1 foi simulado no *software* PSCAD, com os parâmetros indicados na Tabela 1. Na Tabela 2, são mostrados os parâmetros dos controladores calculados. Para tal, usou-se como critérios de projeto um tempo de assentamento (T_s) de 0,2 ms e um coeficiente de amortecimento (ζ) igual a $\sqrt{2}/2$ para a malha de controle de corrente e T_s de 0,05 s e ζ igual a $\sqrt{2}/2$ para a malha de controle da tensão no barramento CC.

Tabela 1 – Parâmetros da planta.

Parâmetros	Valor
Tensão de linha (V_s)	220 V
Potência nominal do FAPP	38 kVA
Indutância do filtro (L_F)	1,2 mH
Indutância da linha (L_s)	1 mH
Indutância da carga (L_L)	100 mH
Capacitância do barramento CC	1200 μ F
Tensão do barramento CC	550 V
Frequência de chaveamento	15 kHz

Fonte: Autoria própria.

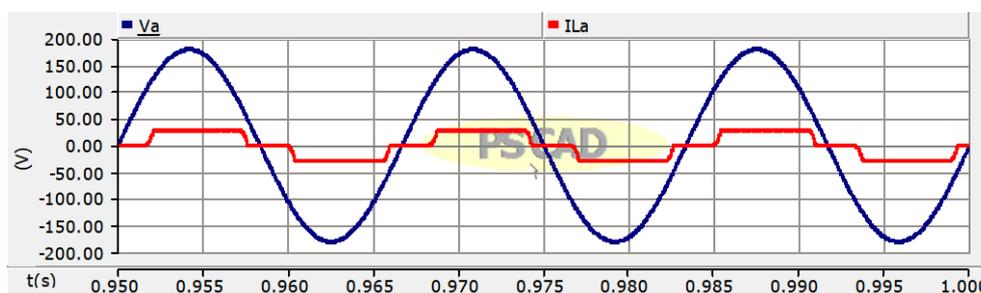
Tabela 2 – Parâmetros dos controladores.

Controlador		Parâmetros	
		Proporcional	Integral
PI-SRF	Correntes i_d e i_q	$K_{p,i} = 47,8995 \text{ V/A}$	$K_{i,i} = 960000 \text{ V/A} \cdot \text{s}$
	Tensão do barramento	$K_{p,v} = 0,191999 \text{ A/V}$	$K_{i,v} = 15,36 \text{ A/V} \cdot \text{s}$
IP-SRF	Correntes i_d e i_q	$K_{p,i} = 47,9 \text{ V/A}$	$K_{i,i} = 20041,75 \text{ V/A} \cdot \text{s}$
	Tensão do barramento	$K_{p,v} = 0,191999 \text{ A/V}$	$K_{i,v} = 80 \text{ A/V} \cdot \text{s}$

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 6 são mostradas as formas de onda da fase “a” da tensão da rede (em azul) e da corrente consumida pela carga não linear (em vermelho) sobrepostas. A carga consistiu em um retificador trifásico de onda completa com carga RL fortemente indutiva.

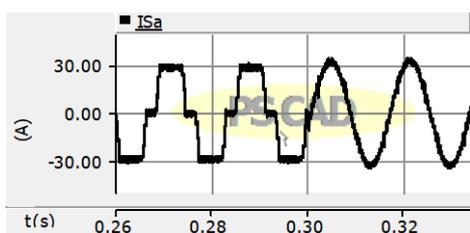
Figura 6 – Tensão da rede e corrente consumida pela carga não linear (referentes à fase “a”).



Fonte: Autoria própria.

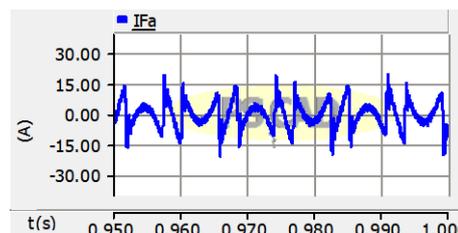
Na Figura 7 (a) é exibida a forma de onda da corrente da rede na fase “a” antes e após a compensação das harmônicas em 0,3 segundos. A corrente na fase “a” sintetizada pelo FAPP é exibida na Figura 7 (b).

Figura 7 - Formas de onda com controle PI-SRF: (a) corrente na fonte e (b) corrente do filtro.



(a)

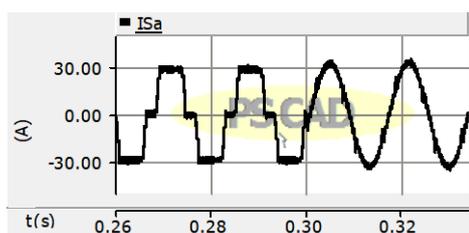
Fonte: Autoria própria.



(b)

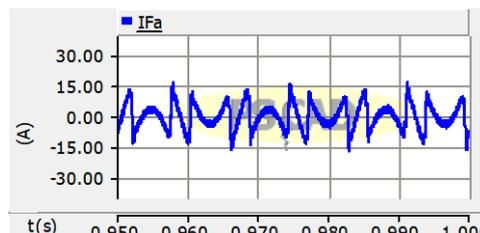
Analogamente, as Figuras 8 (a) e (b) mostram as formas de onda da fase “a” ao se utilizar o controlador IP-SRF. De igual modo, o filtro entra em operação em 0,3 segundos.

Figura 8 - Formas de onda com controle IP-SRF: (a) corrente na fonte e (b) corrente do filtro.



(a)

Fonte: Autoria própria.

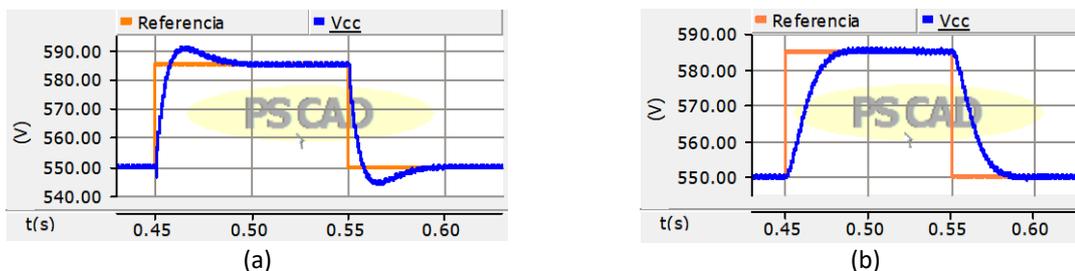


(b)

Em ambos os casos, vê-se uma redução significativa de harmônicos na corrente da rede.

Para verificação do controle do barramento CC, foi aplicada uma variação em degrau de 550 V para 585 V em 0,45 segundos e um degrau retornando ao valor de 550 V em 0,55 segundos. Nas Figuras 9 (a) e (b) são mostradas a tensão no barramento CC (em comparação com a referência) ao se utilizar o controle PI e IP, respectivamente.

Figura 9 - Tensão no barramento CC: (a) com controle PI-SRF e (b) com controle IP-SRF.



Fonte: Autoria própria.

Comparando as Figura 9 (a) e (b), nota-se que utilizando o controlador PI há presença de sobressinais maiores que 4,32 % considerando $\zeta = \sqrt{2}/2$. Isto se deve a adição do zero, observados nas Equações (12) e (13). Este sobressinal não é observado na Figura 9 (b) para o controlador IP. Quanto ao tempo de assentamento adotado, em ambos os casos, este critério foi atendido.

Em se tratando da THD medida da corrente da fonte i_s , obteve-se o valor de 4,2109% com a estratégia PI-SRF e 5,5316% com a estratégia IP-SRF. Ressalta-se que em ambos os casos a distribuição harmônica está em conformidade com a norma IEEE 519-1992 (COMMITTEE; POWER; SOCIETY, 2014).

5 CONCLUSÕES

Neste artigo, foram apresentadas comparações entre duas técnicas de controle para FAPPs. A técnica PI-SRF é considerada clássica e já abordada em estudos como em (GHETTI et al., 2010), onde se verificou que técnicas de controle baseadas na seleção de harmônicos são mais eficientes caso comparada com a técnica clássica. Isso se deve ao fato de que, com a transformação de coordenadas usada para aplicar o PI-SRF, apenas a componente fundamental é tratada como constante.

Portanto, sob esta mesma limitação, o presente trabalho procurou expender a técnica clássica alterando a ordem da lei de controle. Os resultados mostraram que, apesar do controle do barramento CC ter sido melhor com o uso do controlador IP, o controle de corrente realizado pelo controlador PI foi superior, o que permitiu apresentar melhores resultados, sob os mesmos parâmetros, em termos de redução de harmônicos na corrente da rede.

REFERÊNCIAS

A.A. MAHMOUD, R.E. OWEN, A.E. EMANUEL, IEEE. POWER SYSTEM HARMONICS: AN OVERVIEW. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, [S. l.], v. PAS-102, n. 8, p. 2455–2460, 1983. DOI: 83.

AKAGI, Hirofumi. Trends in Active Power Line Conditioners. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S. l.], v. 9, n. 3, p. 263–268, 1994. DOI: 10.1109/63.311258.

BHATTACHARYA, S.; FRANK, T. M.; DIVAN, D. M.; BANERJEE, B. Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems. **Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications**

Society), [S. l.], v. 2, p. 1032–1039, 1996. DOI: 10.1109/ias.1996.560208.

BUSO, Simone; MATTAVELLI, Paolo. **Digital control in power electronics**. [s.l: s.n.]. v. 2
DOI: 10.2200/S00047ED1V01Y200609PEL002.

COMMITTEE, Distribution; POWER, Ieee; SOCIETY, Energy. IEEE Std 519-2014
(Revision of IEEE Std 519-1992), IEEE Recommended Practice and Requirements for
Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std
519-1992)**, [S. l.], v. 2014, p. 1–29, 2014. DOI: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.

GHETTI, FREDERICO T.; BARBOSA, PEDRO G.; BRAGA, HENRIQUE A. C.;
FERREIRA, ANDRÉ A. Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente aplicadas a
filtros ativos shunt. **XVIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA)**, [S. l.], p. 3701–
3708, 2010.

H. SASAKI AND T. MACHIDA. “A new method to eliminate ac harmonic currents by
magnetic compensation-Considerations on basic design”. **IEEE Trans. Power Appl. Syst.**,
[S. l.], v. 90, p. 2009, 1971.

LIMONGI, Leonardo Rodrigues. **Filtros Ativos de Potência para Compensação de
Harmônicos de Corrente e Potência Reativa Filtros Ativos de Potência para
Compensação de Harmônicos de Corrente e Potência Reativa**. 2006. Universidade Federal
de Pernambuco (UFPE), [S. l.], 2006.

LIMONGI, Leonardo Rodrigues; BOJOI, Radu; GRIVA, Giovanni; TENCONI, Alberto.
Comparing the Performance of Digital Signal Processor-Based Current Controllers for Three-
Phase Active Power Filters. **IEEE industrial electronics magazine**, [S. l.], n. March, p. 20–
31, 2009.

LIMONGI, LR; CAVALCANTI, MC. Implementation of a Digital Signal Processor-
controlled Shunt Active Filter. **Electrical Power Quality and Utilisation**, [S. l.], v. XII, n. 2,
2006.

MENDALEK, N.; AL-HADDAD, K. Modeling and nonlinear control of shunt active power
filter in the synchronous reference frame. **Proceedings of International Conference on
Harmonics and Quality of Power, ICHQP**, [S. l.], v. 1, p. 30–35, 2000. DOI:
10.1109/ICHQP.2000.896994.

MENDALEK, N.; AL-HADDAD, K.; DESSAINT, L. A.; FNAIECH, F. Nonlinear control
strategy applied to a shunt active power filter. **PESC Record - IEEE Annual Power
Electronics Specialists Conference**, [S. l.], v. 4, p. 1877–1882, 2001. DOI:
10.1109/pesc.2001.954395.

SINGH, Bhim; AL-HADDAD, Kamal; MEMBER, Senior; CHANDRA, Ambrish. A Review
of Active Filters for Power Quality Improvement. **October**, [S. l.], v. 46, n. 5, p. 960–971,
1999. DOI: 10.1109/ICECENG.2011.6057300.

A COMPARATIVE STUDY OF TWO CONTROL TECHNIQUES APPLIED TO PARALLEL ACTIVE POWER FILTERS

Abstract: *This paper presents a comparative study among two techniques applied to the control of the parallel active power filters (APF) currents and the DC link voltage control. The effects of these different control strategies using proportional integral control (PI) and integral proportional control (IP) are investigated. Simulation results are obtained in the PSCAD/EMTDC software to evaluate the performance of each technique.*

Keywords: *Active filters. Power quality. PI controller. IP controller.*