

Estudo Comparativo entre Duas Técnicas de Controle Aplicadas a Filtros Ativos de Potência Paralelo

Lucca R. Franklin* Rodolfo L. Valle**

* *Faculdade de Engenharia de Controle & Automação, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, MG, (e-mail: luccarfranklin@gmail.com).*

** *Departamento de Eletroeletrônica, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, MG, (e-mail: roldfolacerda@cefetmg.br).*

Abstract: This paper presents a comparative study between two techniques applied to the control of the parallel active power filters (APF) currents and the DC link voltage control. A comparison of the effects of the zero in the closed-loop transfer function for two control strategies using proportional-integral control (PI) and integral-proportional control (IP) in a synchronous reference frame are investigated. Simulation results are obtained in the PSCAD/EMTDC software to evaluate the performance of each technique.

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. São comparados e investigados os efeitos do zero da função de transferência em malha fechada para as estratégias de controle proporcional-integral (PI) e integral-proporcional (IP) no sistema de coordenadas síncronas. Resultados de simulação são obtidos no software PSCAD/EMTDC para avaliar o desempenho de cada técnica.

Keywords: Active filters; Power quality; PI controller; IP controller; PSCAD/EMTDC.

Palavras-chaves: Filtros ativos; Qualidade de energia; Controlador PI; Controlador IP; PSCAD/EMTDC.

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 (Mahmoud, A.A., Owen, R.E., Emanuel, A.E., 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 (Sasaki and 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 e dispositivos semicondutores, criação de novas topologias, técnicas de modulação e estratégias de controle impulsionaram 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/EMTDC 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 de potência 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.

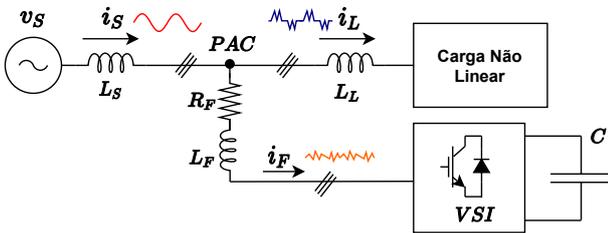


Figura 1. Diagrama unifilar de um FAPP e sua conexão ao sistema.

O FAPP é na realidade um inversor fonte de tensão (*voltage source inverter*, VSI) com um banco de capacitores (C) conectado 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 et al., 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 and Al-Haddad, 2000).

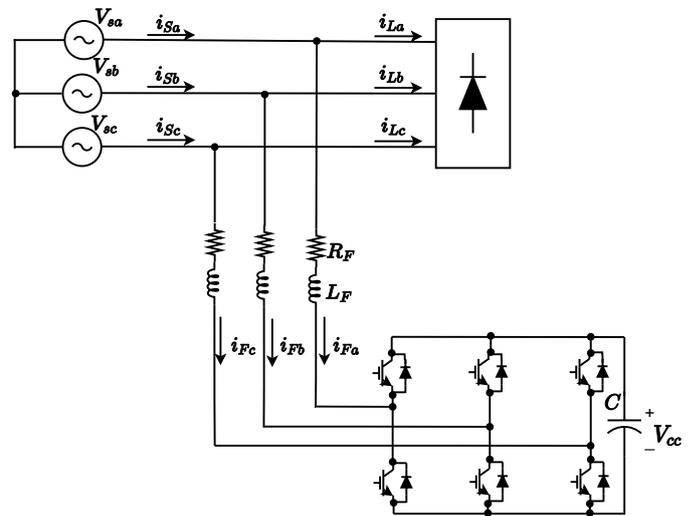


Figura 2. Filtro ativo de potência paralelo conectado ao sistema elétrico.

Detalhando-se a Figura 2, têm-se que: i_{Fa} , i_{Fb} , i_{Fc} são as correntes das 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, respectivamente, C a capacitância do barramento CC, e 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 and Al-Haddad (2000) apresenta 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, calculam-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 o estudo de 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 $dq\theta$. 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 fundamental através do uso de um simples filtro passa baixas de pequena ordem.

3.1 Modelagem do FAPP no Referencial Síncrono $dq\theta$

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 do sistema de coordenadas $abc \rightarrow dq0$, discutida em (Buso and Mattavelli, 2006) e trabalhada no PSCAD, é indicada em (1):

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

sendo θ o ângulo elétrico obtido pelo algoritmo do PLL. As tensões trifásicas da rede, estão defasadas em 120° ($\frac{2\pi}{3}$) 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, possui 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.

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, considerando a transformação dada por (1). Assim, as componentes na frequência fundamental se tornam constantes nesse novo sistema.

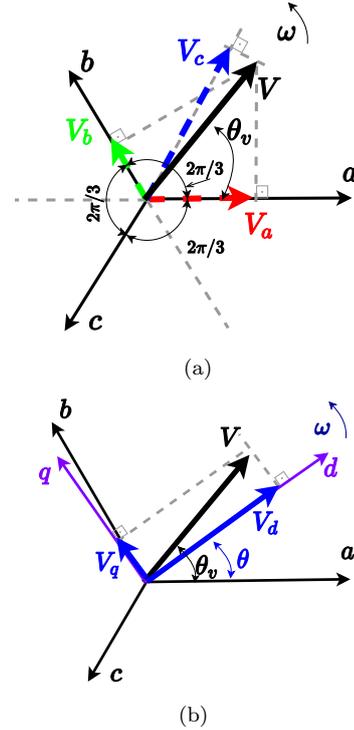


Figura 3. Transformada abc para dq : (a) vetor girante e (b) decomposição em dq .

O modelo dinâmico do sistema nas coordenadas síncronas, descritos em (Mendalek and Al-Haddad, 2000; Mendalek et al., 2001), é dado por (2):

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dV_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_F}{L_F} & \omega & -\frac{d_{nd}}{L_F} \\ -\omega & \frac{-R_F}{L_F} & -\frac{d_{nq}}{L_F} \\ \frac{d_{nd}}{C} & \frac{d_{nq}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_F} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

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 de (2) estão relacionadas com o controle de corrente enquanto a terceira linha está relacionada com o controle da tensão no 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, consideram-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 (direto ou de quadratura). Isolando d_{nd} e d_{nq} em (3) e (4), respectivamente, chegam-se às 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. Tanto essa ação quanto o desacoplamento 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 (5) e (6) nas duas primeira linhas de (2), encontram-se as funções de transferência que relacionam essas variáveis:

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

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

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 à corrente i_d para controlar a tensão do barramento CC, denominada de i_{do}^* . A fim de buscar essa relação, analisando a terceira linha em (2) e substituindo $C(\frac{dV_{cc}}{dt})$ 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.

Admitindo que o controle da corrente e que o resultado do PLL são ideais, isolando-se i_d em (9) e multiplicando o numerador e denominador desse resultado por V_{cc} , as propriedades indicadas em (10) são válidas e a corrente de referência passa ser dada por (11).

$$\begin{aligned} d_{nq}V_{cc} &\approx V_q = 0, \\ d_{nd}V_{cc} &\approx V_d = V_{pico}. \end{aligned} \quad (10)$$

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

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 e ao se utilizar um controlador IP em ambas as malhas.

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

A partir de (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).

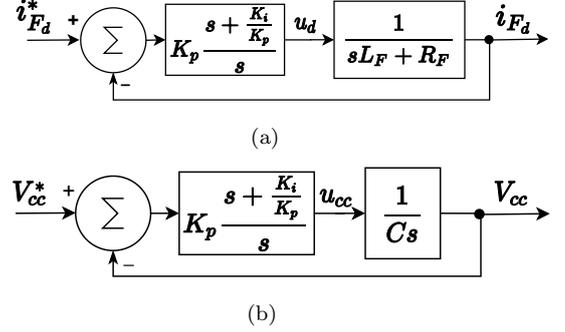


Figura 4. Diagramas de blocos com controlador PI: (a) referente à malha de controle de corrente e (b) referente à malha de controle da tensão do barramento CC.

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

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

$$G_{v1}(s) = \frac{s + \frac{K_{i,v}}{K_{p,v}}}{s^2 + (\frac{K_{p,v}}{C})s + \frac{K_{i,v}}{C}} \quad (13)$$

Para determinação dos parâmetros do controlador PI, compara-se com a função padrão de segunda ordem. Com isso, chegam-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 (12) e (13), percebe-se que a existência de um zero em $\frac{-K_{i,i,v}}{K_{p,i,v}}$ 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

De forma análoga ao que foi apresentado na Figura 4, têm-se os diagramas mostrados na Figura 5, alterando-se a lei de controle para IP.

O controle integral-proporcional (IP) é essencialmente diferente do controle PI pelo fato de que não há zero na

função de transferência de malha fechada. Comparando-se com um sistema de segunda ordem padrão, caso o zero esteja próximo dos polos dominantes o comportamento do sistema em malha fechada pode não apresentar os resultados esperados, uma vez que o zero acelera a resposta do sistema, resultando em oscilações no período transitório (Bouchakour et al., 2015).

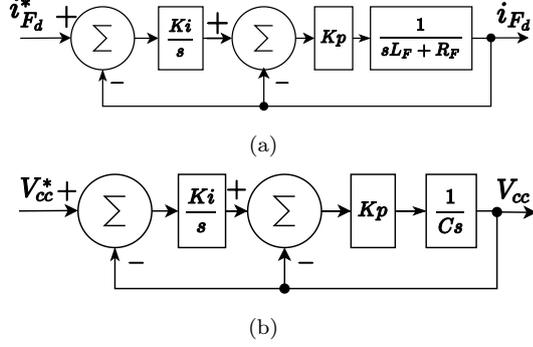


Figura 5. Diagramas de blocos com controlador IP: (a) referente à malha de controle de corrente e (b) referente à malha de controle da tensão do barramento CC.

As funções de transferência em malha fechada para os diagramas apresentados na Figura 5 são dadas, respectivamente, por (16) e (17):

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

$$G_{v2}(s) = \frac{\frac{K_{i,v}K_{p,v}}{C}}{s^2 + \left(\frac{K_{p,v}}{C}\right)s + \frac{K_{i,v}K_{p,v}}{C}} \quad (17)$$

Analisando-se (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, calcularam-se os parâmetros do controlador IP, tanto para a malha de corrente, dada por (16), quanto para a malha de tensão, dada por (17).

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

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

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

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

A Figura 6 apresenta o diagrama de blocos que resume toda a modelagem e conceitos supracitados, informando as etapas, desde a utilização dos sinais medidos e suas respectivas transformações à geração dos sinais PWM.

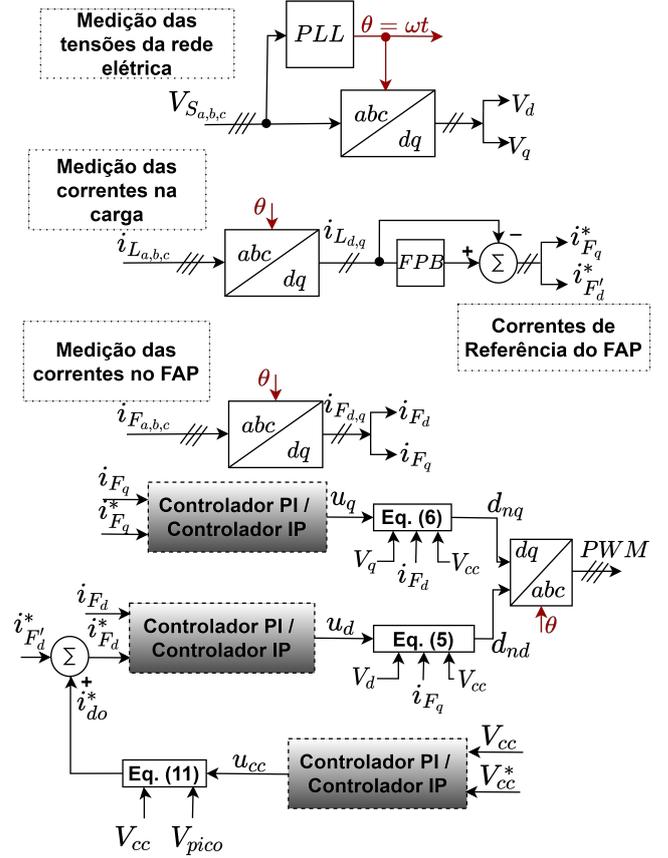


Figura 6. Diagrama de blocos do sistema de controle.

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. O subíndice denotado por "i" refere-se à malha de controle das correntes i_d e i_q enquanto o subíndice "v" refere-se à malha de controle da tensão V_{cc} . Usaram-se como critérios de projeto um tempo de assentamento (T_s) de 0,2 ms e um coeficiente de amortecimento (ζ) igual a $\frac{\sqrt{2}}{2}$ para a malha de controle de corrente e T_s de 0,05 s e ζ igual a $\frac{\sqrt{2}}{2}$ 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

Tabela 2. Parâmetros dos controladores.

Controlador	Parâmetros	
	Proporcional	Integral
PI-SRF	$K_{p,i} \approx 47,9 \text{ V/A}$	$K_{i,i} = 960 \text{ kV/A.s}$
	$K_{p,v} \approx 0,192 \text{ A/V}$	$K_{i,v} = 15,36 \text{ A/V.s}$
IP-SRF	$K_{p,i} \approx 47,9 \text{ V/A}$	$K_{i,i} \approx 20,04 \text{ kV/A.s}$
	$K_{p,v} \approx 0,192 \text{ A/V}$	$K_{i,v} = 80 \text{ A/V.s}$

Na Figura 7 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.

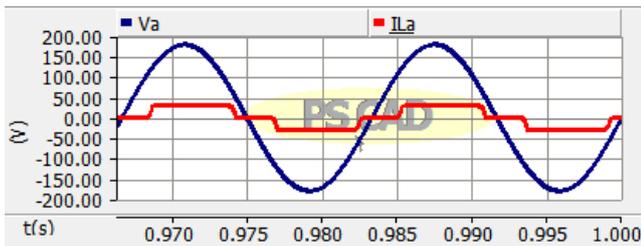
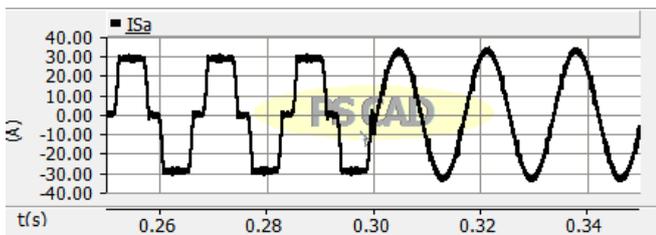
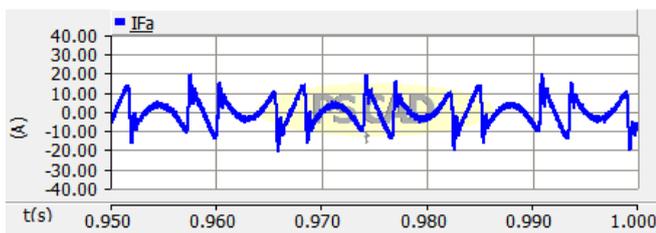


Figura 7. Tensão da rede e corrente consumida pela carga não linear (referentes à fase "a").

Na Figura 8(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 8(b).



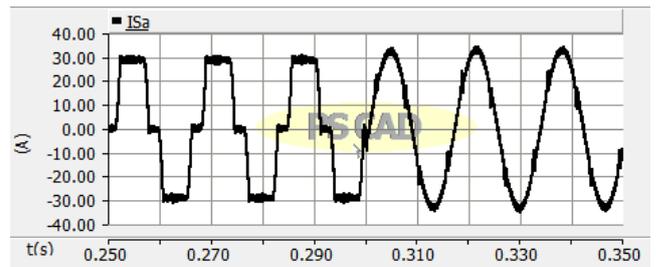
(a)



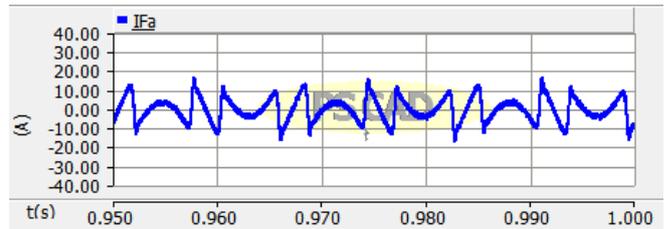
(b)

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

Analogamente, as Figuras 9(a) e 9(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.



(a)

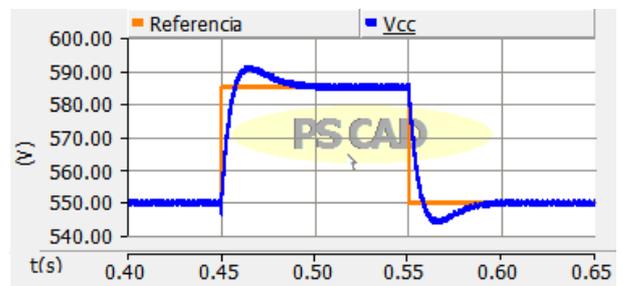


(b)

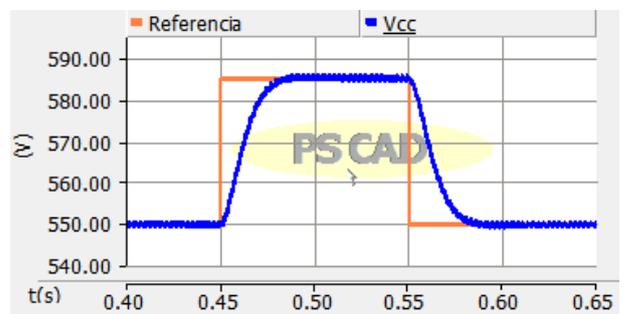
Figura 9. Formas de onda com controle IP-SRF: (a) corrente da fonte e (b) corrente do filtro.

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 10(a) e 10(b) são mostradas a tensão no barramento CC (em comparação com a referência) ao se utilizar o controle PI e IP, respectivamente.



(a)



(b)

Figura 10. Tensão no barramento CC: (a) com controle PI-SRF e (b) com controle IP-SRF.

Comparando as Figuras 10(a) e 10(b), nota-se que utilizando o controlador PI há presença de sobressinais mai-

ores que 4,32%, considerando $\zeta = \sqrt{2}/2$. Isto se deve à existência do zero, observados em (12) e (13). Este sobressinal não é observado na Figura 10(b), onde se usa o controlador IP, uma vez que não há a presença do zero na função de transferência em malha fechada, conforme indicado em (16) e (17). Neste caso, o ganho proporcional não processa o sinal do erro de forma direta (Figura 5(b)). Portanto, se houver uma mudança na referência, essa não é transmitida diretamente na saída. Em consequência, o sobressinal é reduzido e o atuador não satura, o que pode ocorrer quando controlador PI é empregado, dependendo do valor de referência (Valle et al., 2020).

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 (IEEE, 2014).

5. CONCLUSÃO

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 eficazes caso comparadas 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.

Entretanto, mesmo ciente das limitações da técnica clássica, propôs-se analisar a aplicação da mesma a partir de uma versão modificada do PI. O intuito foi verificar a influência do zero da função de transferência em malha fechada da planta.

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 em termos de redução de harmônicos na corrente da rede.

Futuramente, pretende-se obter resultados experimentais a partir da construção de um protótipo, a fim de validar os resultados de simulação.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG) pelo apoio no desenvolvimento desta pesquisa.

REFERÊNCIAS

Akagi, H. (1994). Trends in active power line conditioners. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(3), 263–268.

Bhattacharya, S., Frank, T.M., Divan, D.M., and Banerjee, B. (1996). Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems. In *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, volume 2, 1032–1039 vol.2.

Bouchakour, A., Borni, A., Zaghba, I., Brahami, M., and Idriss, H.M. (2015). Performance comparison of pi and ip controllers used to control a dc machine powered by a photovoltaic generator. In *2ème conférence Internationale des énergies renouvelables CIER-2014*.

Buso, S. and Mattavelli, P. (2006). *Digital Control in Power Electronics*, volume 2.

Ghetti, F.T., Barbosa, P.G., Braga, H.A., and Ferreira, A.A. (2010). Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente aplicadas a filtros ativos shunt. In *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, 12–16.

IEEE (2014). IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, 1–29.

Limongi, L.R. (2006). *Filtros ativos de potência para compensação de harmônicos de corrente e potência reativa*. Ph.D. thesis, Dissertação (Mestrado)—Universidade Federal de Pernambuco.

Limongi, L.R., Bojoi, R., Griva, G., and Tenconi, A. (2009). Digital current-control schemes. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 3(1), 20–31.

Limongi, L.R., Cavalcanti, M.C., Neves, F., and Azevedo, G. (2006). Implementation of a digital signal processor-controlled shunt active filter. *Electrical Power Quality and Utilisation. Journal*, 12(2), 5–14.

Mahmoud, A.A., Owen, R.E., Emanuel, A.E. (1983). Power system harmonics: an overview. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-102(8), 2455–2460.

Mendalek, N., Al-Haddad, K., Dessaint, L.A., and Fnaiech, F. (2001). Nonlinear control strategy applied to a shunt active power filter. In *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, volume 4, 1877–1882 vol. 4.

Mendalek, N. and Al-Haddad, K. (2000). Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame. In *Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.00EX441)*, volume 1, 30–35 vol.1.

Sasaki, H. and Machida, T. (1971). A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation—considerations on basic design. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-90(5), 2009–2019.

Singh, B., Al-Haddad, K., and Chandra, A. (1999). A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(5), 960–971.

Valle, R.L., De Almeida, P.M., Fogli, G.A., Ferreira, A.A., and Barbosa, P.G. (2020). Simple and effective digital control of a variable-speed low inductance bldc motor drive. *IEEE Access*, 8, 13240–13250.