

Controle RST Digital Aplicado ao Filtro *Shunt*

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos a evolução tecnológica ocorre em ritmo acelerado, e isso contribui para proporcionar maior demanda por componentes semicondutores. Aliado a isso, o progresso da eletrônica de potência tornou mais fácil a aplicabilidade desses equipamentos. Dessa forma, a presença de cargas não lineares no sistema elétrico está cada vez maior.

As cargas não lineares drenam, da rede elétrica, correntes distorcidas que, por vezes, distorcem a forma de onda da tensão no ponto onde essas cargas estão conectadas. Essas distorções são geradas a partir da associação de várias formas de ondas com frequências diferentes da frequência fundamental, denominadas harmônicas. Permitir que o sistema elétrico tenha um alto conteúdo harmônico caracteriza baixa qualidade de energia e provoca perdas adicionais para o sistema de transmissão e distribuição de energia. Então, para garantir a qualidade de energia na rede elétrica são estudadas estruturas de circuitos capazes de atenuar o problema de distorção de correntes e/ou tensões nos sistemas elétricos (POMILIO, 2019).

Com a finalidade de compensar as correntes harmônicas, reativas e de desbalanço, vários estudos têm observado diferentes topologias de condicionadores de energia (AKAGI, 2006) e suas estratégias de compensação. Tais dispositivos são geralmente conhecidos como filtros de potência, que podem ser: ativos, passivos ou híbridos.

O Filtro Ativo é inserido em derivação com a fonte de alimentação, e injeta constantemente correntes harmônicas que correspondem exatamente às componentes harmônicas geradas pela carga em oposição de fase. O resultado é que a corrente fornecida pela fonte de alimentação permanece senoidal.

O Filtro Passivo é a solução de menor custo, mas possui vários pontos desfavoráveis para sua aplicação, como baixo ganho e perdas significativas por consequência da inserção do indutor, e ainda o risco de ressonância para o sistema.

Os Filtros Ativos de Potência (FAP), segundo Akagi (2006), quando comparados a filtros passivos, são considerados melhores em termos de atuação nas filtragens, são fisicamente menores e de fácil aplicação. Contudo ele apresenta um custo mais elevado devido ao seu alto nível de potência nominal.

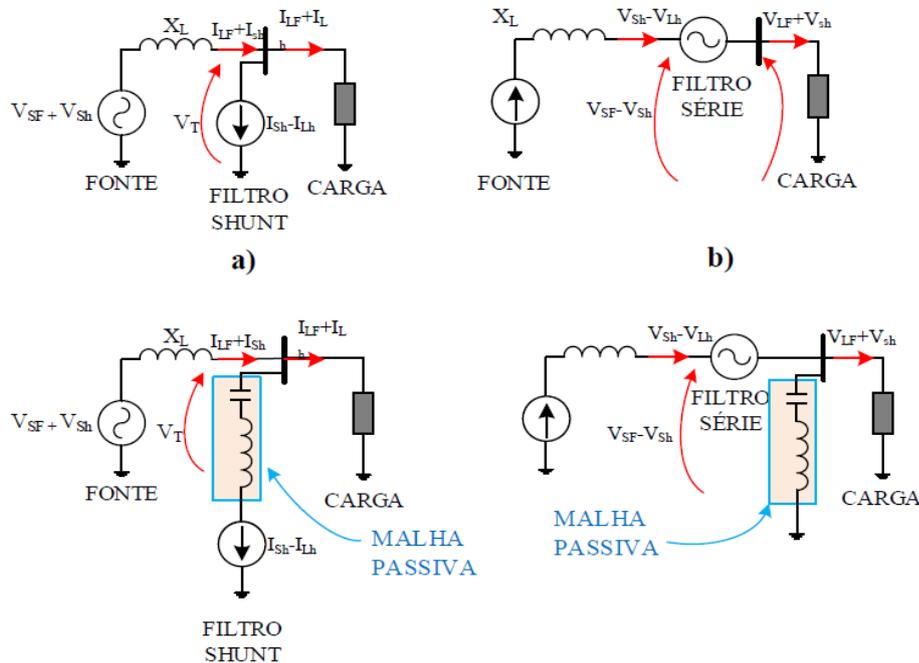
Existem também os filtros híbridos que, de certa forma, reduzem o custo elevado do filtro ativo e as falhas do filtro passivo, sendo uma combinação entre os dois. Ele pode reduzir consideravelmente a potência nominal do conversor (malha ativa do filtro híbrido), sem interferir no seu desempenho de filtragem.

1.1 Modelos de Filtros Ativos

Sendo filtros que trabalham com a compensação de corrente e de tensão, os FAP são auto-sintonizáveis e seletivos na execução da filtragem, e possuem dois modos de conexão: o série e o paralelo (*shunt*).

A Figura 1 apresenta a classificação dos filtros ativos de potência quanto às suas topologias (PARCEASSEPE, 2008).

Figura 1- Topologias dos Filtros: (a) Filtro Ativo Shunt, (b) Filtro Ativo Série



Quando o filtro é conectado em série com a rede, ele atua como fonte de tensão, tendo assim a função de compensar os harmônicos de tensão da rede, sendo aplicado em cargas que são sensíveis à variação de tensão (FUJITA,1991).

O filtro *shunt*, que é conectado em paralelo com a carga no ponto de conexão comum (PCC), tem como principal objetivo a compensação de corrente, de tal forma que a corrente fornecida pela rede seja senoidal, livre de distorções e/ou desbalanços.

Os filtros híbridos consistem numa associação entre os filtros ativo e passivo. Desta maneira, a parte ativa do filtro híbrido é usada para filtrar harmônicos de ordens mais altas, enquanto a sua parte passiva é utilizada para a filtragem daquelas ordens mais baixa, sendo projetados, geralmente, para uma ou duas frequências particulares de sintonia (LIMA, 2013), (SANTOS, 2020).

Este trabalho pretende destacar os filtros ativos *shunt*. Tecnologia que se desenvolveu bastante nos últimos anos para a área de qualidade de energia, e chega a conjuntura atual com um grande avanço tecnológico. A principal aplicação dele diz respeito à compensação de correntes harmônicas, regulação da tensão terminal, e potência reativa, proporcionando assim um sistema com baixa distorção harmônica, melhor qualidade de corrente e tensão e, conseqüentemente, melhor qualidade de energia.

Para cada uma dessas aplicações, deve ser analisada a estratégia de controle que melhor se adéqua a cada situação. A perspectiva deste artigo consiste na comparação entre duas estratégias de controle, para compensação de reativo e redução das distorções harmônicas, a saber: uma delas baseada em controlador PI e a outra baseada em Controlador Digital RST.

1.2 Teoria PQ

Dos diversos métodos para se obter os valores de referência de corrente e tensão, a mais popular proposta por Akagi (AKAGI, 1983) e Watanabe (WATANABE, 2004), baseia-se na Teoria *pq* (Teoria das Potências Ativa e reativas).

A Teoria pq utiliza o sistema de coordenadas ortogonais estacionárias $\alpha\beta 0$ (DUESTERHOEFT, 1951), inicialmente proposto por Edith Clarke. A Transformada de Clarke invariante em potência é apresentada em Equação (1).

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v\alpha \\ v\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

De maneira análoga, as representações das correntes de carga I_{aL} , I_{bL} e I_{cL} podem ser concebidas no sistema de coordenadas de Clarke. Para a representação das potências instantâneas real (p), imaginária (q) e de sequência zero (p_0) em função das componentes de Clarke, pode-se escrever como em Equação (2):

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v\alpha & v\beta \\ 0 & v\beta & -v\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{0L} \\ i_{\alpha L} \\ i_{\beta L} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Sendo assim, tem-se:

$$p_0 = v_0 i_0 \quad (3)$$

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (4)$$

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (5)$$

De acordo com Teoria pq (WATANABE, 2004), as potências p , q e p_0 são compostas pelas suas parcelas médias \bar{p} , \bar{q} , e \bar{p}_0 e oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} e \tilde{p}_0 , e podem ser escritas respectivamente como:
Potência real instantânea:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (6)$$

Potência imaginária instantânea:

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (7)$$

Potência de sequência zero instantânea:

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (8)$$

Contudo, para este trabalho serão considerados sistemas trifásicos a três fios. Assim, como não existe o quarto condutor (condutor neutro) não há possibilidade de componente homopolar da

corrente e, conseqüentemente, não existe a possibilidade da corrente de sequência zero. Em outras palavras, tem-se:

$$p_0 = 0 \tag{9}$$

Os valores de referências das correntes de compensação nas coordenadas α e β podem ser calculadas através da Equação 10:

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \tag{10}$$

1.3 Técnicas de Controle para Filtros Ativos

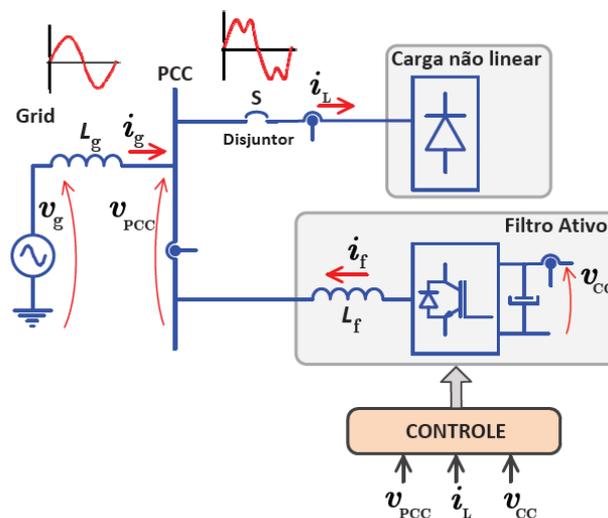
Com a contínua aceleração experimentada no desenvolvimento da eletrônica de potência aliado ao crescente avanço da eletrônica digital, a aplicação de diversas técnicas que permitem projetar o controle de filtros ativos a partir do uso de controles digitais. Eles contribuem para que a aplicação dos filtros ativos se tornem uma realidade muito mais próxima, para os dias atuais.

Esses progressos possibilitaram diferentes formas de aplicar algoritmos de controle. Convencionalmente, o controlador de um filtro ativo é dividido em duas partes: a geração de corrente de referência e a modulação. O modulador, que pode ser PWM (*Pulse Width Modulation*), SV-PWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*), banda de histerese, entre outros, é usado para fornecer os gatilhos para os interruptores do conversor de potência que compõe o filtro ativo. A geração das correntes de referência, por sua vez, pode empregar diversas técnicas, a fim de gerar as ordens de referência capazes de realizar, efetivamente, as compensações a que o filtro se propõe.

A Figura 2 apresenta o princípio de operação da compensação ativa paralela (*shunt*). Nesta figura, pode-se observar o sistema trifásico, representado pela rede, o filtro ativo e seu controle. A ideia é que o filtro possa ler as correntes harmônicas demandadas pela carga e que este possa gerar referências de correntes em completa oposição de fase às correntes harmônicas da carga. Desta maneira, é possível a efetiva compensação das componentes harmônicas da corrente drenada da rede elétrica, possibilitando que a rede possa fornecer corrente senoidal para a carga.

Este filtro funciona com malha de controle de corrente e tem a função básica de gerar correntes harmônicas (em oposição de fase) para bloquear as correntes harmônicas drenadas da rede elétrica pela carga.

Figura 2- Diagrama de blocos com o princípio de funcionamento um filtro ativo paralelo.



2 ESTRATÉGIA DO CONTROLADOR PROPORCIONAL

Diferentes abordagens têm sido propostas para o atual controle da rede conectada a conversores fonte de tensão. Controladores de histerese são implementados por meio de circuitos analógicos simples, mas, como desvantagem, o espectro da corrente de saída não é localizado, o que complica a concepção de filtro de saída. Controladores PI têm sido amplamente aplicados.

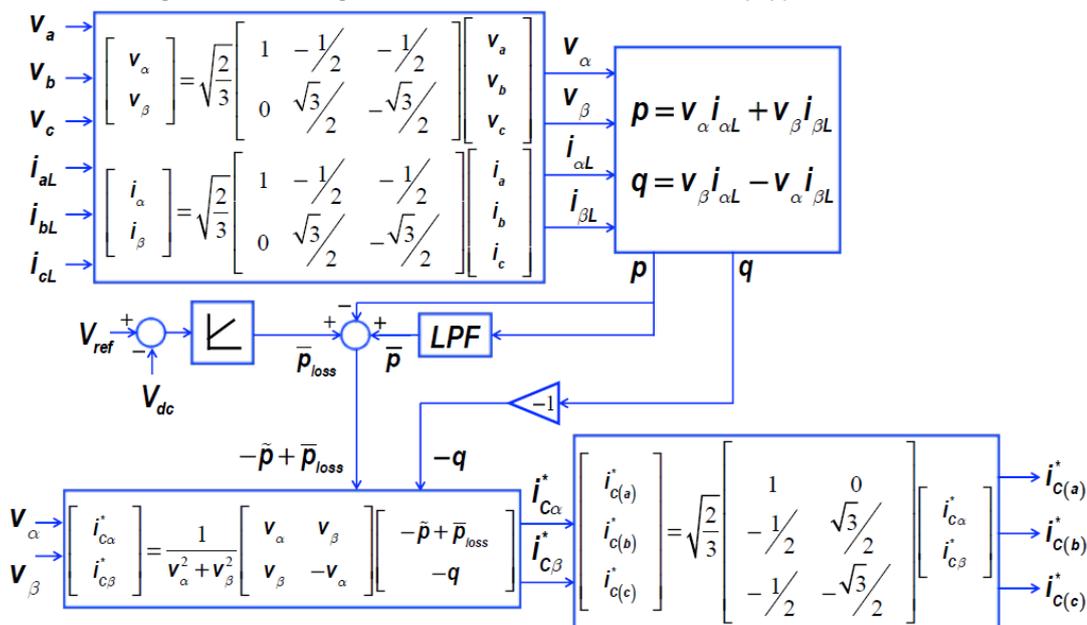
Um dos controladores utilizados neste trabalho é o controlador clássico Proporcional Integral (PI). Como o seu nome sugere, o controlador em questão, tem duas componentes em sua atuação de controle, uma proporcional ao erro e outra proporcional à integral do erro (LOURENCCO, 1997):

$$a(t) = K_p e(t) + K(i) \int e(t)dt \quad (11)$$

Este controlador apresenta, em suas ações de controle, duas parcelas. A primeira delas é proporcional ao erro (ação proporcional). Enquanto que a segunda é proporcional à integral do erro (ação integral) na entrada do controlador.

A Figura 3 representa o delineamento do controle fundamentado na Teoria pq (AKAGI, 2006). Nele está mostrado o esquema de controle empregado para as correntes de compensação do filtro ativo.

Figura 3- Estratégia de controle utilizando a Teoria pq para filtro ativo.



Basicamente, são determinadas as potências real $p = \bar{p} + \tilde{p}$ e imaginária $q = \bar{q} + \tilde{q}$ instantâneas, a partir das transformações de Clarke, considerando como entradas a tensão no PCC e a corrente de carga. E, através da estratégia mostrada no diagrama de blocos da Figura 3 são geradas as correntes de compensação de acordo com as parcelas dessas mesmas potências que se deseja compensar. O mais comum é a compensação da parcela oscilante da potência real, e compensação de toda a potência imaginária, para o caso em que se deseja compensar harmônicos e reativos. Neste caso, a especificação de potência para o conversor do filtro ativo será maximizada. Por outro lado, case se deseje compensar apenas harmônicos, é suficiente que o sistema de controle compense apenas as componentes oscilantes das potências real e imaginária instantâneas. Assim, o filtro será especificado para um valor menor de potência quando comparado ao primeiro caso.

Para o controle desenhado no diagrama da Figura 3 o filtro ativo compensará tanto harmônicos quanto reativos. O bloco LPF é um filtro passa-baixa utilizado para bloquear a componente oscilante da potência real instantânea. Através do controlador PI a tensão do elo CC é controlada de maneira que o sinal de saída deste controlador é proporcional ao valor da potência ativa que será dissipada pelo conversor neste processo (p_{loss}). Os valores de referências das correntes de compensação são determinadas a partir da Equação 5.

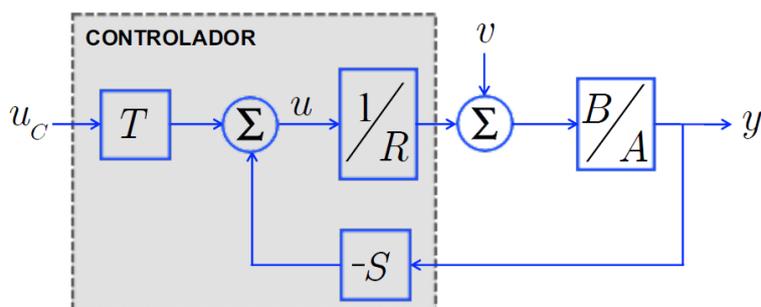
O controle da tensão nos capacitores do elo CC é realizado através de controlador PI ($k_p + k_i$), que está representado na Figura 3.

3 ESTRATÉGIA DO CONTROLE DIGITAL

3.1 Estrutura de Controle RST Digital

O controlador RST com estrutura canônica é representado na Figura 4. É possível observar que esta estrutura possui dois graus de liberdade, assim, dois filtros $R(q^{-1})$ e $S(q^{-1})$ são projetados com base na resposta de regulação e rejeição dos distúrbios, enquanto o terceiro filtro $T(q^{-1})$ é projetado de acordo com o rastreamento da referência desejado (LANDAU, 1998).

Figura 4- Diagrama de blocos de um controlador geral de dois graus de liberdade.



O modelo da planta é descrito na forma:

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})[u(k) + v(k)]. \quad (12)$$

Para o modelo da Figura 4, $y(k)$ é a saída, $u(k)$ é a entrada do processo e $v(k)$ é uma perturbação. Os polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ podem ser escritos como segue:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1(q^{-1}) + \dots + a_{na}(q^{-na}). \quad (13)$$

$$B(q^{-1}) = 1 + b_1(q^{-1}) + \dots + b_{nb}(q^{-nb}). \quad (14)$$

A lei de controle RST é dada por:

$$R(q^{-1})u(k) = T(q^{-1})u_c(k) - S(q^{-1})y(k).$$

onde os polinômios $R(q^{-1})$, $S(q^{-1})$ e $T(q^{-1})$ podem ser escritos da seguinte forma:

$$\begin{aligned} R(q^{-1}) &= 1 + r_1q^{-1} + \dots + r_{nr}q^{-nr}, \\ S(q^{-1}) &= s_0 + s_1q^{-1} + \dots + s_{ns}q^{-ns}, \\ T(q^{-1}) &= 1 + t_1q^{-1} + \dots + t_{nt}q^{-nt}. \end{aligned} \quad (15)$$

3.2 Sintonia via Alocação de Pólos

A sintonia do controlador foi realizada via técnica de alocação de pólos no domínio z. Dada a função de transferência pulsada de malha fechada entre a referência e a saída controlada, como:

$$y(k) = \frac{B(q^{-1})T(q^{-1})}{A(q^{-1})R(q^{-1}) + B(q^{-1})S(q^{-1})} u_c(k). \quad (16)$$

o método consiste em alocar os pólos do polinômio característico em posições especificadas em um polinômio alvo $P(q^{-1})$, conforme:

$$A(q^{-1})R(q^{-1}) + B(q^{-1})S(q^{-1}) = P(q^{-1}). \quad (17)$$

O polinômio $P(q^{-1})$ será especificado de modo a satisfazer os requisitos do projeto, como sobressinal e tempo de acomodação.

A fim de garantir rejeição de perturbações constantes e erro de regime nulo para referências constantes, o filtro $S(q^{-1})$ é decomposto em duas parcelas:

$$S(q^{-1}) = H_s(q^{-1})S'(q^{-1}). \quad (18)$$

onde $H_s(q^{-1}) = (1 - q^{-1})$ é uma parte pré fixada do controlador que representa a inclusão de ação integral no controlador e $S'(q^{-1})$ é calculado através da solução do problema de alocação de pólos.

Conhecendo-se os polinômios A , B e P , pode-se montar a chamada equação Diofantina. Esse tipo de equação sempre tem solução se os polinômios A e B não tem fatores em comum. Resolvendo essas equações achamos os coeficientes dos polinômios R e S . O polinômio $T(q^{-1}) = R(0)$ a fim de obter ganho unitário em regime permanente (LANDAU, 2006).

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.1 Implementação Computacional

A Figura 2 mostra o modelo computacional do sistema desenvolvido em plataforma PSCAD/EMTDC. Foram inseridos blocos de controle no sistema do filtro ativo para que o mesmo pudesse desempenhar o seu funcionamento adequado. Esses blocos contêm a *teoria pq* aliada ao conceito de filtro ativo para compensar a parte oscilante de p e todo o q demandado pela carga não linear. Os valores dos parâmetros adotados na simulação estão representados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros da simulação

Parâmetros	Tensão Linha	Frequência da rede	Tensão no elo CC	Resistência da rede	Indutância da rede	Indutância do filtro de saída	Capacitância barramento CC
Valores	380 V	60 Hz	500 V	0,1 mΩ	0,01 mH	0,3 mH	4700 μF

O início do projeto se deu ao simular na plataforma PSCAD/EMTDC um FAP, que inicialmente a estratégia do seu bloco de controle era o PI. Após o resultado do FAP desenvolvido ser satisfatório, foi iniciado os testes para identificar o controlador Digital com estrutura RST.

4.2 Identificação de Modelo ARX

A primeira etapa foi desabilitar o PI que controla o elo CC e aplicar na entrada do bloco de controle um sinal de onda quadrada. Em seguida foram coletados os dados gerados pelo sistema (com a inserção da onda quadrada e com a ausência do PI).

O segundo passo foi a identificação do modelo discreto da planta através de dados de entrada com a onda quadrada (entrada) e a saída de tensão do elo CC (saída) utilizando um intervalo de amostragem de $T_s = 0,01s$. Os dados foram processados pelo algoritmo dos mínimos quadrados não-recursivo, resultando no seguinte modelo:

$$U(k) = \frac{1}{S(q^{-1})} (T_0 r(k) - r(q^{-1})y(k)) \quad (19)$$

4.3 Determinação do Controlador RST

- **Especificações de desempenho**

Para este projeto, os seguintes critérios de desempenho foram escolhidos: tempo de assentamento $T_s(2\%) < 5s$ e ultrapassagem percentual máxima $UP\% < 25\%$. Considerando $T_s = 4s$ e sobressinal $UP\% = 20$, chegou-se a: $\zeta = 0,4559$ e $\omega_n = 2,1932$ rad/s.

- **Controlador**

$$U(k) = -s_1 u(k-1) - s_2 u(k-2) - s_3 u(k-3) + T_0 r(k) - r_0 y(k) - r_1 y(k-1) - r_2 y(k-2) - r_3 y(k-3) \quad (20)$$

- **Determinação dos parâmetros RST**

$$R = [-4,9800 \quad -4,5582 \quad 2,4372 \quad 2,2363]$$

$$S = [1,0000 \quad -0,8444 \quad -0,2340 \quad 0,0784]$$

$$T_0 = -4,8648$$

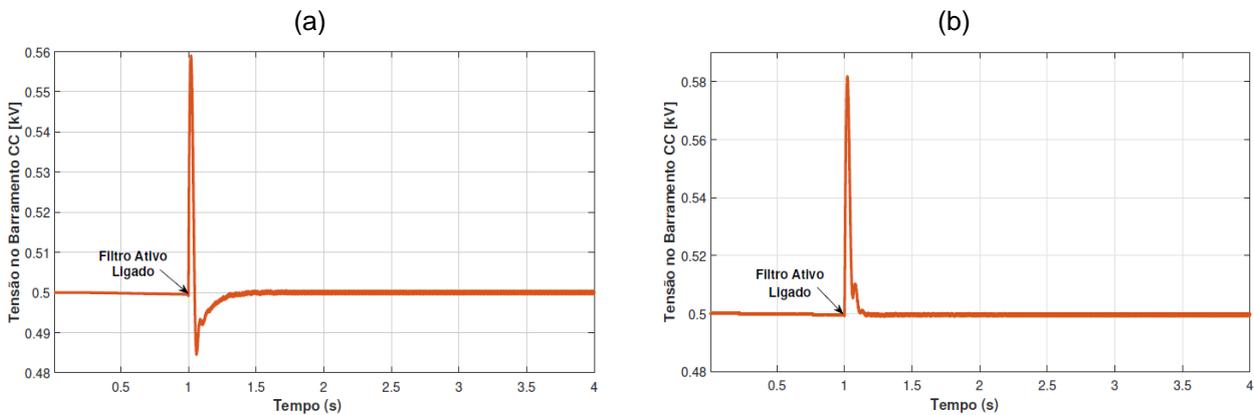
Após a determinação dos parâmetros, foi aplicado esses valores no diagrama de blocos demonstrado na Figura 4 e inserido no bloco de controle do FAP.

4.4 Testes de Simulação

Após obter as duas simulações, uma com o controlador PI e a outra com o Controlador RST, foi realizado algumas comparações.

A Figura 5 mostra a forma de onda da tensão no elo CC com a simulação executada a partir do controlador PI, e a Figura 6 mostra a mesma forma de onda, com a simulação executada a partir do controlador Digital com estrutura RST.

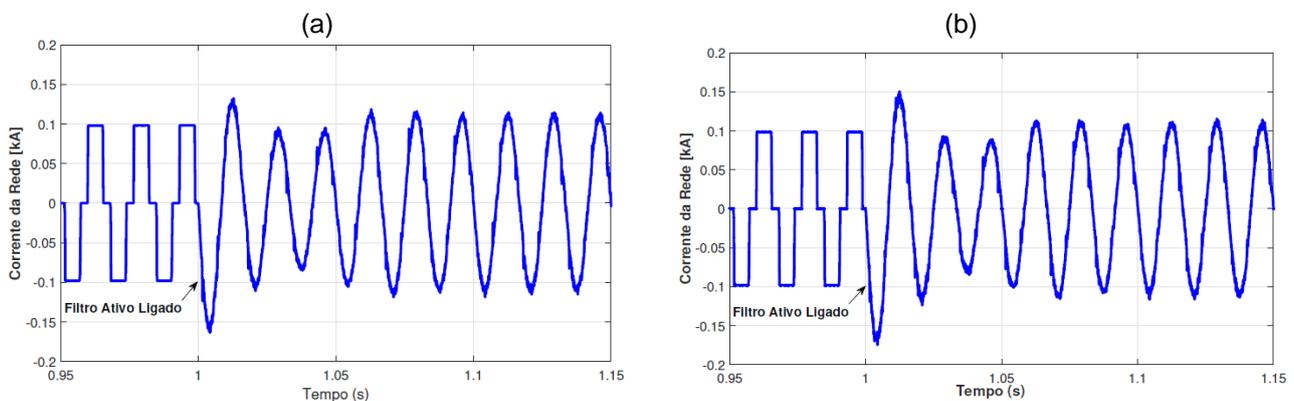
FIGURA 5 - Tensão no elo CC do sistema. (a) Com o controlador PI e (b) Com o controlador com estrutura RST.



Podemos observar a diferença entre os dois sistemas, na Figura 5(a) no instante em que o filtro entra em operação, houve oscilação e a tensão varia entre os valores em torno de 480~V e 560~V, enquanto que na Figura 5(b) o sistema opera com o controlador Digital RST, o valor da tensão no elo CC varia entre 500~V e 580~V, porém para o segundo caso, o tempo de acomodação é de 15ms enquanto do primeiro caso o tempo de acomodação é de 30ms.

O comportamento da corrente antes e após a inserção do filtro com o controlador Digital RST, está representada na Figura 6(a), já na Figura 6(b) está rerepresentada a corrente da rede no sistema controlado pela estratégia do PI.

FIGURA 6 - Corrente da rede na fase A antes e após a inserção do filtro. (a) Com o controlador PI e (b) Com o controlador com estrutura RST.

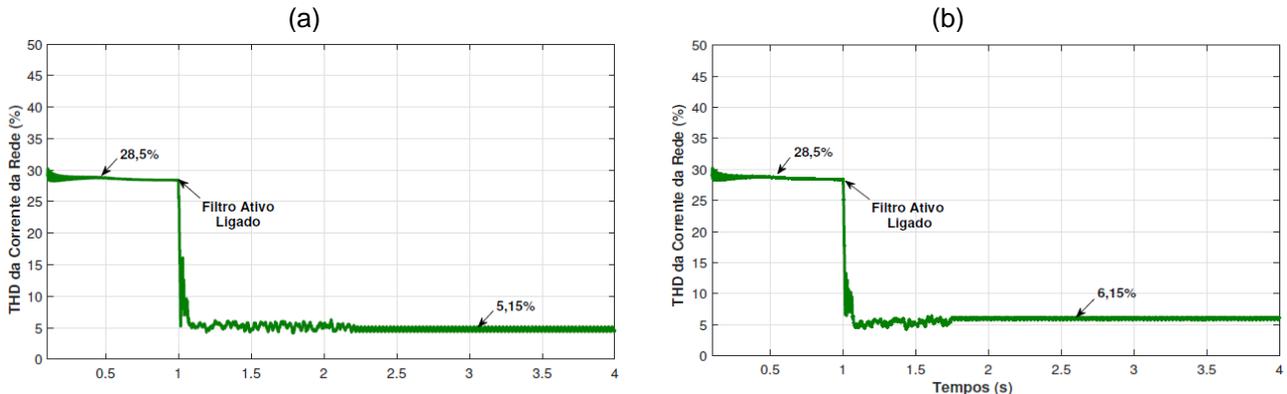


Para observar a qualidade de filtragem proporcionada por cada controlador, foi verificada a THD (Taxa de Distorção Harmônica) da forma de onda da corrente da rede elétrica. De acordo com a Figura 7 (b), é possível verificar que, o sistema operando sem o filtro apresenta um THD em torno de 29,5%, valor este que está totalmente fora dos limites permitidos pelas normas IEEE Std. 519 e IEC 61000-3. No entanto, quando o filtro é acionado, é possível verificar uma redução do THD da corrente da rede para 5,15%.

De acordo com as normas citadas anteriormente, sistemas com a tensão entre 120V e 69 kV (no nosso caso 380V) e uma corrente maior que 100 A, um THD menor que 12% é considerado normal para o sistema. Sendo assim, como foi obtido um THD de 5,15% após o acionamento do controlador RST digital, mostra que o filtro está funcionando como o desejado.

A Figura 7(a) mostra o THD da corrente da rede com o sistema funcionando com o PI, temos um THD um pouco mais elevado, de 6,15%, mas que também está dentro da norma, porém podendo ser melhorado com a utilização do novo controlador.

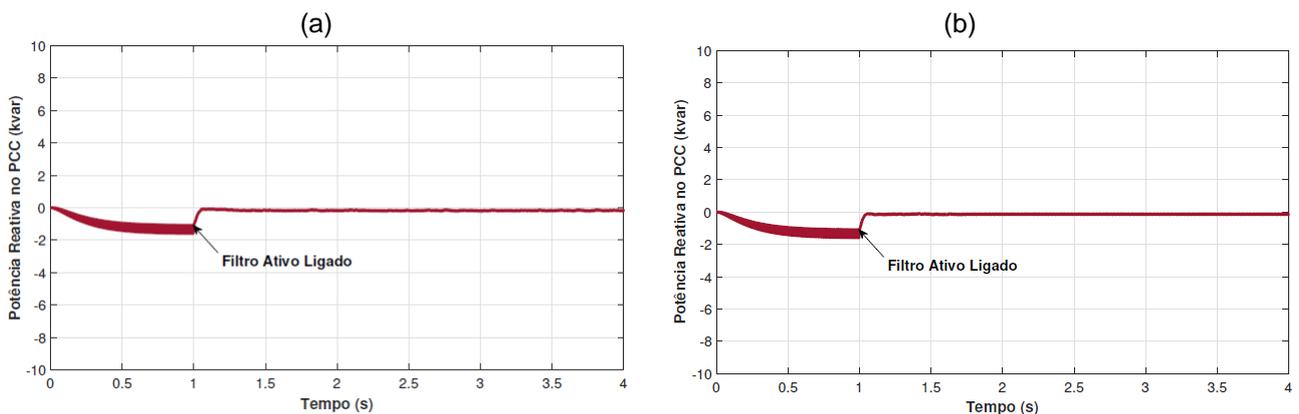
FIGURA 7 – THD da corrente da rede antes e após a inserção do filtro. (a) Com o controlador PI e (b) Com o controlador com estrutura RST.



A Potência reativa do sistema com a aplicação do Controle Digital é mostrada na Figura 7(a), já a compensação com o controlador PI esta representado na Figura 7(b).

É possível observar que no instante $t=1s$ onde o filtro é ativado, temos uma compensação da Potência Reativa nas duas situações.

FIGURA 8 – Compensação de harmônico nas duas estratégias de controle. (a) Com o controlador PI e (b) Com o controlador com estrutura RST.



5 CONCLUSÕES

Este trabalho propôs a implementação de um controlador RST utilizando a técnica de alocação de pólos, em um filtro ativos de potência. Essa estratégia de controle nos proporciona uma resposta com pequeno sobressinal, menor erro em estado estacionário e um rápido tempo de assentamento.

A fim de validar a teoria proposta, resultados de simulações com o sistema de controle de um filtro ativo utilizando controlador RST e controlador PI foram comparados. E com base nos resultados obtidos via simulação em ambiente PSCAD, conclui-se que o projeto do controlador RST para o filtro ativo obteve êxito para controlar adequadamente o filtro, possibilitando a compensação tanto de harmônicos de corrente quanto de reativos.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer a CAPES pelo suporte financeiro que possibilitou a realização dessa pesquisa.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- J. A. Pomilio and S. M. Deckmann, "Condicionamento de energia elétrica e dispositivos facts," Campinas: Universidade Estadual de Campinas, 2009.
- H. Akagi, "Modern active filters and traditional passive filters," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, pp. 255–269, 2006.
- R. F. W. PARCEASSEPE, K. L. D. SILVA, and M. A. C. BERNUY, "Filtros passivos e ativos," 2008.
- H. Fujita and H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1020–1025, 1991.
- F. K. A. Lima, M. A. N. Nunes, E. E. C. Morais, J. L. Dantas, and C. G. C. Branco, "A new proposal for dfig grid-side converter as doubletuned hybrid filter to improve the power quality," in *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2013, pp. 1472–1477.
- E. M. B. dos Santos, F. K. A. Lima, E. E. Morais, J. M. Fonseca, D. A. Barreto, and C. G. C. Branco, "Filtro híbrido de dupla sintonia com conversor a três braços aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios."
- H. Akagi, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," *IEEJ IPEC-Tokyo'83*, vol. 1375, 1983.
- E. H. Watanabe, M. Aredes, and H. Akagi, "The pq theory for active filter control: some problems and solutions," *Sba: Controle & Automatica, São Sociedade Brasileira de Automatica*, vol. 15, no. 1, pp. 78–84, 2004.
- H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. John Wiley & Sons, 2017.
- W. Duesterhoeft, M. W. Schulz, and E. Clarke, "Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 70, no. 2, pp. 1248–1255, 1951.
- J. Lourenco, "Sintonia de controladores pid," *Escola superior de tecnologia*, 1997.
- I. Landau, "The rst digital controller design and applications," *Control Engineering Practice*, vol. 6, no. 2, pp. 155–165, 1998.
- I. D. Landau and Z. Gianluca, "Practical aspects of digital control," *Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation*, pp. 317–374, 2006.
- I. F II, "IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems (Revision of IEEE std 519- 1992)," New York, NY, USA, p. 1–29, 2014.
- E. Compatibility, "Limits for harmonic current emissions (equipment input current 16a per phase)," *IEC Standard IEC*, pp. 61 000–3, 2006.



COBENGE
2021

XLIX Congresso Brasileiro
de Educação em Engenharia
e IV Simpósio Internacional
de Educação em Engenharia
da ABENGE

28 a 30 de SETEMBRO

Evento Online

"Formação em Engenharia:
Tecnologia, Inovação e Sustentabilidade"

DIGITAL RST CONTROL APPLIED TO THE ACTIVE FILTERSHUNT

Abstract: This paper presents an Active Power Filter (APF) implementation using a control strategy based on the Digital RST Controller. In order to analyze the Digital RST Controller performance, a comparison was made with a Proportional Integral controller (PI). Both methods were developed using the software "MATLAB/SIMULINK", and their results were applied to a test model made on the PSCAD/EMTDC tool.

Keywords: Power quality, harmonic compensation, active filtering, pq theory, RST controllers.

Promoção:



Realização:

