

ESTUDO DE UM FILTRO ATIVO SÉRIE E UM FILTRO ATIVO PARALELO COM CONTROLADORES PI RESSONANTES (PIR) EM REFERENCIAL SÍNCRONO

TATYANA AZEVEDO^{1,2}; FILIPE A. F. C. H. FONSÊCA¹; CAMILO L. M. DE PAULA^{1,2}; TIAGO DE S. FERREIRA^{1,2}; GUILHERME M. DE REZENDE^{1,2}; CLODUALDO V. DE SOUSA¹; LENIN M. F. MORAIS²

¹*Grupo de Controle e Conversão de Energia Elétrica (CCEE), Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI)
Rua Irmã Ivone Drumond 200, Bairro Distrito Industrial II, 35903-087, Itabira, MG, Brasil*

²*Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG)
Av. Antônio Carlos 6627, Bairro Pampulha, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brasil*

E-mails: tatyana2407@gmail.com, filipeaugusto_figueiredo@hotmail.com, camilolmp@yahoo.com.br, tiagoferreira@unifei.edu.br, guilhermemre@unifei.edu.br, clodualdosousa@unifei.edu.br, lenin@ufmg.br

Abstract— Power electronics may be applied in processes of control and conversion of electrical energy, and can be used in order to obtain greater efficiency and quality in those processes. One possible application of this technology is the implementation of active filters for mitigation of reactive and harmonic current components in electrical grids, as well as voltage unbalances and harmonics. The Unified Power Quality Conditioner (UPQC) is an equipment which is capable of improving all power quality aspects mentioned. This article presents the study, project and Simulink/Matlab simulation of a series active filter and a parallel active filter, both integral parts of an UPQC. Most precisely, the detailed design and computational results of both those active filters under different operating conditions will be presented, including harmonic distortions and power factor beyond the power quality standards. The passive filters for network connection, the synchronization algorithm and the control loops in synchronous reference frame (including a cascaded resonant block for compensation of harmonic components) of the active filters were designed and evaluated. The simulation results of the power conditioners will be used as a basis for assembling an UPQC test bench.

Keywords— Active power filters, harmonics, power quality, voltage disturbance, voltage unbalance.

Resumo— A eletrônica de potência é utilizada nos processos de controle e conversão de energia elétrica, podendo ser empregada visando obter maior eficiência e qualidade nos mesmos. Uma possível aplicação dessa tecnologia é a implementação de filtros ativos para mitigação de componentes de corrente reativa e harmônicas em redes elétricas, além de desbalanços e harmônicos de tensão. O Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC) é um equipamento capaz de atuar em todos esses aspectos de qualidade da energia elétrica. Nesse artigo, é apresentado o estudo, projeto e simulação no Simulink/Matlab de um filtro ativo série e um filtro ativo paralelo, ambos parcelas integrantes de um UPQC. Mais especificamente, são apresentados o projeto detalhado desses dois filtros ativos e também resultados computacionais dos mesmos sob diferentes condições de operação, incluindo distorções harmônicas e fator de potência fora dos limites estabelecidos pelas normas de qualidade de energia. Os filtros passivos para conexão à rede, o algoritmo de sincronismo e as malhas de controle no referencial síncrono (incluindo parcelas ressonantes para compensação de componentes harmônicas) dos filtros ativos foram projetados e avaliados. Os resultados de simulação dos condicionadores de energia são apresentados e serão utilizados como base para a montagem de uma bancada de testes de um UPQC.

Palavras-chave— Filtros ativos de potência, harmônicos, qualidade de energia, distúrbios de tensão, desbalanço de tensão.

1 Introdução

Com o advento da eletrônica de potência, vários problemas de qualidade de energia elétrica (QEE) nos sistemas elétricos passaram a se tornar cada vez mais comuns. Isso, pois, as cargas não lineares baseadas em dispositivos semicondutores distorcem a forma de onda das correntes e, conseqüentemente, das tensões, fazendo com que surjam harmônicos de ambas às naturezas no sistema. Problemas relacionados, como *flicker*, inter-harmônicos e baixo fator de potência, entre outros, são frequentes (Kumar et al., 2016).

Como consequência da presença de componentes harmônicas de corrente nos sistemas elétricos de potência, tem-se o aumento das perdas relacionadas com a distribuição de energia elétrica. Além disso, as deformações na forma de onda de tensão podem provocar falhas e até mesmo a saída de operação de equipamentos conectados à rede elétrica (Martinenas et al., 2017). Na tentativa de mitigar esses problemas relacionados à harmônicos, pode-se utilizar filtros de potência passivos ou ativos.

No caso das topologias ativas, é possível utilizar a própria eletrônica de potência para atuar na qualidade da energia. Filtros ativos baseados em conversores eletrônicos controlados podem ser projetados para mitigar problemas de distorção harmônica e também para auxiliar no controle de circulação de potência reativa e restauração de tensão (Devassy and Singh, 2017). Neste trabalho, através de simulações utilizando o *software* Simulink/Matlab, são estudados filtros ativos de potência série e paralelo com foco na montagem de uma bancada de testes de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC), estrutura que combina essas duas ações (Franca et al., 2015). Cada estrutura será estudada de forma individual, considerando harmônicas até a décima terceira ordem. Serão discutidos neste documento o projeto do filtro LCL de conexão à rede elétrica, do algoritmo de sincronismo (PLL) e das malhas de controle, bem como a escolha de critérios para as simulações. Para esses fins, foram adotadas estratégias de controle em referencial síncrono baseadas na teoria de potência ativa e reativa instantânea (Akagi et al., 2007). Serão apresentados resultados de simulações para verificar se os indicadores de energia atendem às normas de QEE.

2 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC)

Os Condicionadores Unificados de Qualidade de Energia (UPQC, do inglês *Unified Power Quality Conditioner*) são filtros ativos de potência. Seu princípio de funcionamento é baseado na combinação do Filtro Ativo Série (FAS) com o Filtro Ativo Paralelo (FAP) e eles são indicados quando correntes drenadas pela carga não linear e tensões de suprimento apresentam simultaneamente desequilíbrios e harmônicos. O FAP se comporta como fonte de corrente, sintetizando uma onda a ser somada com a da carga de forma a manter a corrente circulando na rede principal sempre senoidal e equilibrada, além de realizar a compensação de potência reativa. Já o FAS sintetiza uma onda de tensão a ser adicionada à da rede com o propósito de manter a tensão na carga sempre senoidal e equilibrada, na frequência da rede (Modesto et al., 2016). A Figura 1 apresenta o diagrama unifilar de um UPQC. Essa estrutura foi utilizada como base para a construção de um protótipo (cuja fase de montagem ainda se encontra em andamento) no Laboratório de Geração de Energia da UNIFEI *Campus* de Itabira.

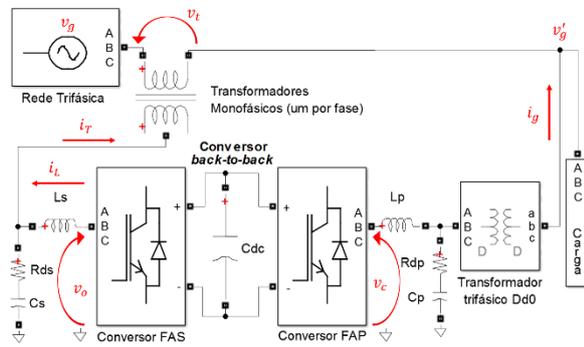


Figura 1. Diagrama unifilar da estrutura UPQC em estudo

Será utilizado na montagem do protótipo do UPQC o conversor trifásico *back-to-back* SKS 20F B6CI2P E1CIF da Semikron (SEMIKRON, 2015) a IGBTs de 10kVA, corrente máxima de 25A e máxima frequência de chaveamento sem perdas excessivas de 15kHz. Em tal bancada de testes, será utilizado um transformador trifásico com ligação delta-delta (Dd0) de 220V e 10kVA do lado do FAP e três transformadores monofásicos do lado do FAS de 127V e 5kVA, todos com relação de transformação 1:1 conectados em Y com neutro isolado (lado conversor). Os parâmetros dos transformadores apresentados na Tabela 1 foram os considerados nas simulações e estudos realizados.

Tabela 1. Parâmetros dos transformadores trifásico e monofásicos

Indutância e resistência do primário (L_{tp}/R_{tp}) e secundário (L_{ts}/R_{ts}) do transformador trifásico	$L_{tp} = L_{ts} = 290\mu H$ $R_{ts} = R_{tp} = 75m\Omega$
Indutância e resistência equivalente (L_t/R_t) do transformador trifásico	$L_t = 580\mu H$ $R_t = 150m\Omega$
Indutância e resistência do primário (L_{mp}/R_{mp}) e secundário (L_{ms}/R_{ms}) dos transformadores monofásicos	$L_{mp} = L_{ms} = 48\mu H$ $R_{mp} = R_{ms} = 70m\Omega$

3 Filtro LCL de conexão à rede elétrica

São projetados filtros LCL para filtrar as componentes de alta frequência que surgem em decorrência da ação do chaveamento do conversor. A Tabela 2 apresenta alguns parâmetros gerais de operação do conversor e da rede considerados no projeto.

Tabela 2. Parâmetros gerais de operação do conversor e da rede

Frequência de chaveamento (f_s)	8040Hz
Capacitância do barramento CC (C_{dc})	2,3mF
Tensão do barramento CC do conversor (V_{dc}^{nom})	380V
Tipo de modulação por largura de pulso (PWM)	SVPWM
Tensão de linha da rede elétrica (V_g^{nom})	220V
Frequência nominal da rede elétrica (f_{rede})	60Hz
Potência nominal do sistema/conversor (S_{nom})	10kVA
Corrente nominal do conversor (I_{nom})	20A

3.1 Filtro LCL conectado ao FAP

O projeto do filtro LCL do FAP é realizado com base nas metodologias e equações discutidas em (Matos et al., 2010) e (Reznik et al., 2014), considerando a topologia do filtro LCL do FAP da Figura 1 (composto por L_p , C_p e pela indutância do transformador). Definiu-se um *ripple* de corrente de saída máximo Δi_{LCLp} de 4% do valor nominal da corrente do conversor, que é 20A. Para a escolha do capacitor do filtro, atentou-se à condição imposta de consumo de potência reativa do filtro inferior a 5% do valor de potência nominal do sistema (10kVA). Além disso, o valor do resistor de amortecimento R_{dp} foi escolhido considerando a resposta dinâmica do filtro, a frequência de ressonância e as perdas por condução no mesmo.

Buscou-se que as frequências de corte e de ressonância do filtro não atenuassem os sinais a serem sintetizados ou amplificassem ruídos na faixa de frequências do chaveamento. Para isso, garantiu-se que a frequência de ressonância do filtro fosse maior que dez vezes a frequência da rede e menor que a metade da frequência de chaveamento (Teodorescu et al., 2011).

A indutância equivalente do transformador (associação de L_{tp} e L_{ts}) bem como a resistência (R_{tp} e R_{ts}) são partes integrante do filtro LCL de conexão à rede. Assim, a Tabela 3 apresenta apenas os parâmetros projetados dos indutores, capacitores e resistores de amortecimento que complementam o filtro LCL.

Tabela 3. Parâmetros complementares do filtro LCL do FAP

Indutor do filtro LCL do FAP (L_p)	530 μH
Resistência do indutor L_p (R_{tp})	150m Ω
Capacitor do filtro LCL do FAP (C_p)	20 μF
Resistor de amortecimento (R_{dp})	1 Ω

A Figura 2 traz a resposta em frequência da corrente de saída do filtro (i_g) pela tensão do conversor (v_c). Ressalta-se que, pela Figura 2, a componente de 13^a

ordem sofre um pequeno atraso de fase (em torno de 1°). Esse defasamento não deverá comprometer a síntese de correntes nessas frequências devido à ação de controle que será imposta. Além disso, verifica-se que a frequência de ressonância f_{ressp} do filtro LCL do FAP projetado é de $2,14kHz$.

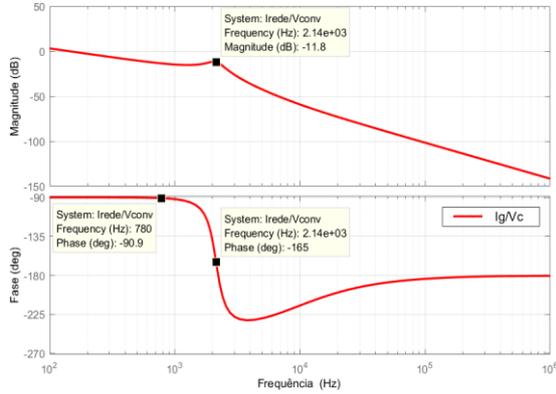


Figura 2. Resposta em Frequência do filtro LCL do FAP

3.2 Filtro LCL conectado ao FAS

O projeto do filtro LCL do FAS segue o mesmo princípio do FAP. O filtro é formado pelos elementos L_s e C_s , sendo que a indutância do transformador faz o papel do segundo indutor. Dessa forma, considerando a topologia do filtro LCL do FAS da Figura 1 e também novamente algumas das estratégias de projeto trabalhadas em (Matos et al., 2010) e (Reznik et al., 2014), determinaram-se os parâmetros projetados dos indutores, capacitores e resistores de amortecimento que complementam o filtro LCL conforme a Tabela 4.

Tabela 4. Parâmetros complementares do filtro LCL do FAS

Indutor do filtro LCL do FAS (L_s)	1mH
Resistência do indutor L_p (R_{ls})	150m Ω
Capacitor do filtro LCL do FAS (C_s)	20 μ F
Resistor de amortecimento (R_{ds})	1 Ω

Os valores definidos para o filtro LCL do FAS resultam em um *ripple* Δi_{LCLp} esperado menor que 5% e quedas de tensão menores que 8V para a síntese de componentes na frequência fundamental de operação da rede (considerando corrente nominal circulante).

4 Algoritmo de sincronismo (PLL)

Um PLL (*Phase Locked Loop*) tem como função realizar o sincronismo da tensão sintetizada pelos conversores à rede elétrica. Existem diversos algoritmos de PLL, mas, quando as condições da rede não são ideais, ou seja, na presença de elevadas distorções harmônicas e desequilíbrios de tensão, a DDSRF-PLL (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame*) é uma solução adequada (Teodorescu et al., 2011). Detalhes do diagrama de blocos da DDSRF-PLL podem ser encontrados em (Teodorescu et al., 2011).

Definiram-se os ganhos do controlador PI da DDSRF-PLL como $K_{pPLL} = 1104rad/Vs$ (ganho proporcional) e $K_{iPLL} = 6,09 \cdot 10^5 rad^2/Vs^2$ (ganho integral) conforme estratégia de projeto apresentada em (Teodorescu et al., 2011), através da determinação de um tempo de acomodação t_s de 8,3ms e de uma constante de amortecimento ξ de 0,71 (subamortecido), que definem a característica da resposta a ser obtida. Optou-se por um tempo de acomodação de 8,3ms, que corresponde a meio ciclo da tensão da rede v_g rastreada (cuja frequência é de 60Hz), uma vez que o presente trabalho foca na compensação de afundamentos e elevações de tensão de longa duração.

5 Controle do Filtro Ativo Paralelo (FAP)

As equações de controle foram obtidas com base no sistema representado na Figura 1. A topologia de controle utilizada se baseia em controladores PI, cuja função de transferência é (1), onde K_p e K_i são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (1)$$

Para o projeto do controle, será considerada a correta atuação do FAS. Assim, a tensão v'_g no ponto de conexão do FAP se iguala a tensão da rede v_g na condição de ausência de distúrbios e distorções.

5.1 Malha de controle de corrente

Desconsiderando o ramo *shunt* do filtro LCL (que se comporta como um circuito aberto em baixas frequências), foram obtidas as expressões (2) e (3) para a dinâmica de corrente. A tensão de saída e corrente de saída do conversor são dadas por V_c e I . A tensão do ponto de conexão do FAP à rede é V'_g e sua frequência angular ω_g é $377rad/s$. A resistência R é a soma de R_t e R_{lp} , sendo a indutância L é a soma de L_t e L_p (são os respectivos equivalentes das resistências e indutâncias dos indutores do filtro). Os subscritos d e q fazem referência, respectivamente, às componentes de eixo direto e de quadratura.

$$V_{cd}(s) = (R + sL)I_d(s) + \{V'_{gd}(s) + \omega_g L I_q(s)\} \quad (2)$$

$$V_{cq}(s) = (R + sL)I_q(s) + \{V'_{gq}(s) - \omega_g L I_d(s)\} \quad (3)$$

O termo entre chaves será eliminado através de uma ação *feedforward*. Assim, com base no diagrama de blocos da Figura 3, é possível determinar a função de transferência da corrente do conversor pela sua referência e pode-se obter os ganhos do controlador PI. É realizado o cancelamento do polo da planta com o zero do controlador. Além disso, a frequência natural do controlador é ajustada para ser dez vezes menor que a frequência de chaveamento, ou seja, 804Hz. Assim, tem-se que os ganhos do controlador PI são definidos

como $K_{pC} = 5,57\Omega$ e $K_{iC} = 1,52 \cdot 10^3 \Omega rad/s$. Devido à relação entre as frequências naturais imposta durante o projeto do controlador e considerando que sua saída é a própria referência de tensão a ser sintetizada pelo conversor, a função de transferência do modulador SVPWM é tratada como um ganho unitário.

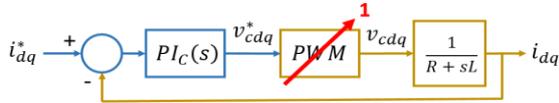


Figura 3. Diagrama de blocos de controle de corrente do FAP

5.2 Malha de controle de tensão do barramento CC

O controle fornece à malha interna de corrente uma referência de eixo direto conforme o modelo representado pela Figura 4. Nesse diagrama, G_{MC} é a função de transferência de malha fechada do controle de corrente, o qual foi considerado unitário na fase de projeto visto que essa dinâmica será definida como dez vezes mais rápida do que a do controle de tensão.

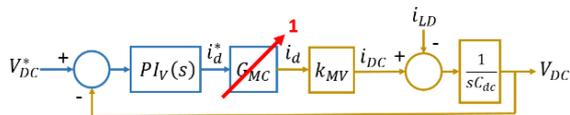


Figura 4. Diagrama de blocos de controle de tensão do barramento

Para caracterizar a dinâmica dessa malha, considerou-se que a potência ativa necessária para manter o barramento CC carregado deve ser toda fornecida pela rede através do lado CA do conversor. A equação (4) caracteriza o sistema, onde V_{dc} , I_{dc} e C_{dc} são a tensão, corrente e capacitância equivalente do barramento.

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_{dc}(s)} = \frac{1}{sC} \quad , \quad \text{onde } I_{dc}(s) = \frac{3V'_{gd}}{2V_{dc}} I_d(s) \quad (4)$$

Considerando o ponto de operação padrão onde se tem a tensão nominal do barramento CC ($V_{dc} = V_{dc}^{nom} = 380V$) e a tensão nominal de pico de fase da rede ($V'_{gd} = 180V$), a relação entre i_{dc} e i_d é dada por uma constante $k_{MV} = (3/2)(180V/380V) = 0,7105$. Com isso, é simples obter a função de transferência da tensão do barramento CC pela sua referência. Verifica-se que sua equação característica é de segunda ordem. A malha de tensão (mais externa) deve ser mais lenta que a de corrente (mais interna) pelo fator escolhido de dez vezes. Assim, são escolhidas a frequência de corte do controle de tensão de $80,4Hz$ e o coeficiente de amortecimento ξ de $0,7$ (subamortecido). Tem-se os ganhos $K_{pV} = 2,29S/V$ e $K_{iV} = 8,26 \cdot 10^2 H^{-1}$.

5.3 Malha de controle de potência reativa

Utilizando a teoria de potências ativa e reativa instantâneas (Akagi et al., 2007), assumindo-se que o vetor espacial de tensão sincronizado é sobreposto ao eixo direto, é possível associar as informações de potência reativa Q às componentes de tensão da rede de

eixo direto v'_{gd} e corrente de saída do conversor de eixo de quadratura i_q , conforme (5).

$$Q = -\frac{3}{2} v'_{gd} i_q \quad (5)$$

Assim, para realizar a compensação de reativo, é necessário controlar a corrente de quadratura de saída do conversor. A saída do controle de potência será a referência do controle de corrente. A Figura 5 apresenta o diagrama de blocos em malha fechada para o controle de potência. É importante ressaltar que a componente Q_{LCL} diz respeito à potência reativa inerente ao próprio filtro LCL de interconexão do sistema à rede (no caso, um valor de aproximadamente $370VAr$).

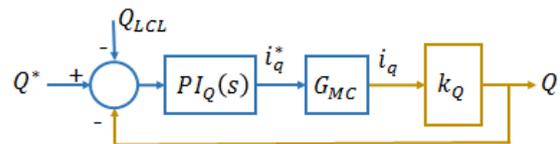


Figura 5. Diagrama de blocos de controle de potência reativa

Considerando o mesmo ponto de operação da subseção anterior, a relação entre Q e i_q é dada por uma constante $k_Q = (3/2)(180V) = 270V$. Assim, considerando a constante de tempo τ_C da malha fechada do controle de corrente, é simples obter a função de transferência da potência reativa pela sua referência.

Para o projeto, buscou-se que o zero do PI anulasse o polo da malha de corrente definido por τ_C . Além disso, assim como no caso da subseção anterior, a malha de potência (mais externa) será definida como dez vezes mais lenta que a de corrente (mais interna). Tem-se $K_{pQ} = 3,70 \cdot 10^{-4} V^{-1}$ e $K_{iQ} = 1,87 rad/Vs$.

5.4 Controle ressonante: adição à malha de corrente

Para a realização da compensação de componentes de corrente harmônicas, são adicionadas parcelas ressonantes (R) às malhas de controle de corrente nos eixos direto e de quadratura. O intuito é a imposição dos ganhos de amplitude e de fase no sistema que permitam a correta síntese dessas componentes harmônicas, mesmo que as mesmas sejam de frequências tão elevadas que fogem da faixa de passagem do controlador PI de corrente projetado (Teodorescu et al., 2006). Nesse estudo, serão abordadas apenas as quatro primeiras harmônicas ímpares excluindo as homopolares, ou seja, serão estudadas apenas as componentes de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens, além da fundamental. Ao analisar as harmônicas características no referencial síncrono, as mesmas aparecem como componentes de 6ª ordem (5ª e 7ª em componentes de fase) e 12ª ordem (11ª e 13ª em componentes de fase). A equação (6) caracteriza o controlador ressonante PIR (Teodorescu et al., 2006)

$$PIR = K_{pC} + \frac{K_{iC}}{s} + \sum_h \frac{2K_{iCr}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_g)^2} \quad (6)$$

Segundo (Teodorescu et al., 2006), um bom compromisso entre limitar o ganho apenas à frequência de interesse e tolerância à variações de frequência da rede é obtido com uma banda de passagem ω_c igual a $2\pi rad/s$, sendo esse o valor utilizado no projeto. Além disso, segundo (Brandão, 2013), para ajudar a garantir a operação estável do sistema de controle, é recomendado que o ganho K_{iCr} da parcela ressonante seja assumido igual ao ganho integral K_{iC} do controlador de corrente original dividido pelo número n de termos do novo controlador (no caso, há um controlador PI e duas parcelas ressonantes, logo n é igual a 3). A resposta em frequência do controlador é apresentada na Figura 6, onde são comparadas as dinâmicas em malha aberta da planta, malha fechada do controlador PI puro e malha fechada com as parcelas ressonantes.

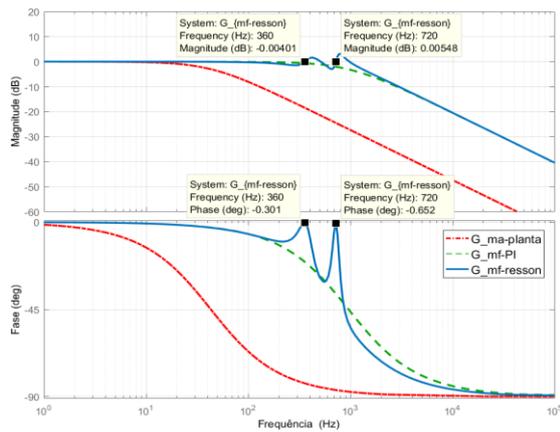


Figura 6. Resposta em frequência da malha de corrente com PIR

Observando o diagrama, percebe-se que o controle ressonante não altera a resposta do sistema em malha fechada para as baixas frequências (inclusive, a fundamental). Além disso, a parcela ressonante impõe ganho de amplitude unitário e defasamento quase nulo nas frequências de ressonância (360Hz e 720Hz), possibilitando a síntese de correntes harmônicas.

6 Controle do Filtro Ativo Série (FAS)

A capacidade de compensação do FAS está relacionada com a sua topologia e também com a sua capacidade de retirar energia do barramento CC, previamente carregado pelo FAP (conversor *back-to-back*). Deseja-se sintetizar uma tensão nos terminais de cada transformador monofásico que será somada à da rede (relação de transformação de 1:1), permitindo assim garantir o fornecimento de uma tensão equilibrada e sem distorções para a carga. Para isso, propõe-se o projeto de duas malhas de controle em cascata, sendo uma malha interna de corrente de saída do conversor i_L ($I_L(s)$) e uma malha externa de controle de tensão nos terminais do transformador v_T ($V_T(s)$).

Através da Figura 1, é possível obter as equações dinâmicas de (7) a (12) do FAS no referencial síncrono.

$$V_{od}(s) = (R' + sL')I_{Ld}(s) + \{V_{Td}(s) - \omega_g L I_{Lq}(s)\} \quad (7)$$

$$V_{oq}(s) = (R' + sL')I_{Lq}(s) + \{V_{Tq}(s) + \omega_g L I_{Ld}(s)\} \quad (8)$$

$$V_{o0}(s) = (R' + sL')I_{L0}(s) + \{V_{T0}(s)\} \quad (9)$$

$$sC_s V_{Td}(s) + \{\omega_g C_s V_{Tq}(s)\} = I_{Ld}(s) - I_{Td}(s) \quad (10)$$

$$sC_s V_{Tq}(s) - \{\omega_g C_s V_{Td}(s)\} = I_{Lq}(s) - I_{Tq}(s) \quad (11)$$

$$sC_s V_{T0}(s) = I_{L0}(s) - I_{T0}(s) \quad (12)$$

O termo V_o representa a tensão de saída do conversor e I_T a corrente circulando pelo primário do transformador. A resistência R' é a soma de R_{mp} e R_{Ls} , sendo a indutância L' é a soma de L_{mp} e L_s (são os respectivos equivalentes das resistências e indutâncias dos indutores do filtro). A resistência R_{ds} é desprezada para simplificação dos cálculos. A tensão nos terminais do primário do transformador monofásico V_T é a mesma tensão em cima do ramo *shunt* do filtro LCL. Os subscritos d , q e 0 fazem, respectivamente, referência às componentes de eixo direto, quadratura e zero. Os termos entre chaves das expressões serão suprimidos através de ações *feedforward*.

6.1 Projeto dos controladores

Para a malha de controle de corrente de saída do conversor, utilizam-se as expressões (7) a (9). O controlador PI é sintonizado de forma análoga ao controlador da malha de corrente do FAP da subseção 5.1. Os ganhos são obtidos através da função de transferência de malha fechada, cancelando o polo da planta com o zero do PI e definindo a frequência natural do controlador como dez vezes menor que a frequência de chaveamento (804Hz). Assim, tem-se $K'_{pC} = 5,27\Omega$ e $K'_{iC} = 911,54\Omega rad/s$.

A malha de controle de tensão v_T é semelhante à Figura 4, com exceção de que não há um ganho usado para linearizar as equações. Sua referência é a tensão a ser compensada pelos transformadores monofásicos conectados em série com a rede e a carga. Utilizam-se as expressões (10) a (12) para obter as equações de controle. Além disso, como a corrente i_T circulando pelo primário do transformador é a própria corrente da rede (relação de transformação 1:1). A função de transferência que relaciona a tensão nos terminais do transformador com sua referência é (13).

$$\frac{V_T(s)}{V_T^*(s)} = \frac{\frac{1}{C_s}(K'_{pV}s + K'_{iV})}{s^2 + \frac{K'_{pV}}{C_s}s + \frac{K'_{iV}}{C_s}} \quad (13)$$

Como a equação característica de (13) é uma função de segunda ordem, adota-se a constante de amortecimento ξ de 0,71 (subamortecido) e define-se uma frequência natural da malha de controle de tensão como 80,4Hz (dez vezes menor que a da malha de corrente). Assim, tem-se $K'_{pV} = 0,01\Omega$ e $K'_{iV} = 2,53\Omega rad/s$.

Projetados os controladores PI, adicionam-se parcelas ressonantes para que o sistema seja capaz de sintetizar correntes e tensões nas frequências harmônicas desejadas. O modelo do controlador PIR utilizado para compensação de distúrbios de tensão é idêntico a (6).

Assim como exposto na subseção 5.4, é escolhida uma banda de passagem ω_c igual a $2\pi rad/s$ para o termo ressonante. Diferentemente do caso anterior, optou-se por definir os ganhos K'_{ICr} e K'_{IVr} sem realizar a divisão número n de termos do novo controlador. Assim, os ganhos das parcelas ressonantes são os mesmos das parcelas integrais dos controladores projetados.

Realizando processo análogo ao da subseção 5.4, verifica-se que o controle de tensão em malha fechada do controle em cascata com as parcelas ressonantes apresenta resposta com ganho unitário e sem defasamento na frequência fundamental. Além disso, a parcela ressonante impõe ganho de amplitude unitário e defasamento quase nulo (menores que 1°) nas frequências de interesse ($360Hz$ e $720Hz$), possibilitando a compensação de harmônicos.

A Figura 7 apresenta o diagrama de blocos das duas malhas de controle em cascata projetadas para o FAS.

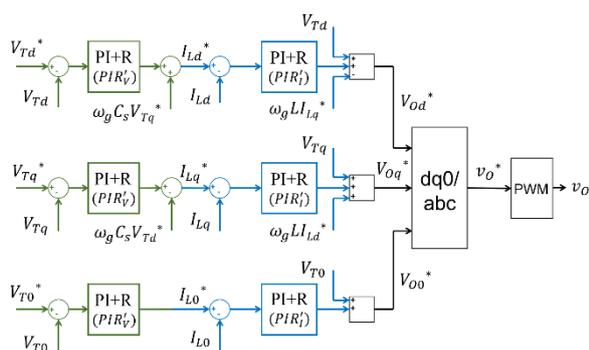


Figura 7. Sistema de controle em cascata completo do FAS

7 Desempenho dos filtros ativos projetados

Para verificar o desempenho dos condicionadores de energia, os mesmos são simulados para diferentes pontos de operação e condições de carga. Vale ressaltar que a referência de potência reativa Q^* foi computada utilizando um bloco de medição de potência trifásica instantânea do Simulink/Matlab conectado diretamente à carga. De forma similar, as referências de correntes e tensões harmônicas passadas aos controladores foram computadas utilizando blocos de medição de correntes e tensões trifásicas instantâneas conectados diretamente nas fontes de distúrbios.

7.1 Controle de tensão do barramento CC do FAP

Para os testes do controlador de tensão, aplicaram-se degraus de referência, alternando entre $360V$, $380V$ e $400V$ como referência para a tensão do barramento CC. A Figura 8 traz o desempenho do controle de tensão. Verifica-se que a tensão do barramento CC consegue acompanhar o sinal de referência, sendo a resposta uma característica subamortecida, conforme projeto. O tempo de acomodação apresentado é de $12,9ms$ (esperava-se $11,2ms$) e o overshoot de $2,28\%$, valores próximos dos definidos durante a fase de projeto de $11,2ms$ e $1,32\%$ (ganhos).

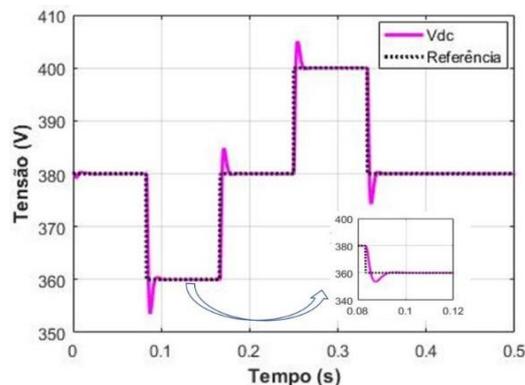


Figura 8. Sinal de tensão do controle de tensão do barramento CC

7.2 Controle de potência reativa do FAP

A Figura 9 apresenta o funcionamento do controle de potência. Verifica-se que, mesmo com a potência Q_{carga} da carga variando, o controle consegue sintetizar um mesmo valor de reativo Q_{filtro} com sinal contrário, para que a potência na rede Q_{rede} seja nula. Simulou-se o sistema operando com uma carga de $2kVar$, $4kVar$ e $1kVar$. Durante o transitório de variação de carga, o sinal de potência gerado pelo filtro apresenta uma sobre-elevação de $1,1kVar$ e o sistema leva $35,1ms$ para se acomodar. Esse tempo de acomodação não é considerado elevado, uma vez que a dinâmica de potência da rede elétrica é tipicamente lenta.

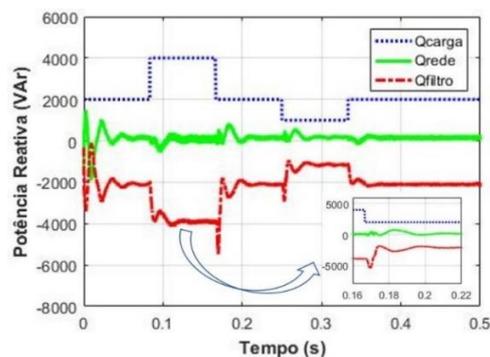


Figura 9. Comportamento da potência do controle de reativo

7.3 Análise de índices de qualidade de energia do FAP

Para analisar e avaliar a resposta do filtro ativo de potência paralelo, utilizaram-se alguns índices de qualidade de energia (QEE). Para determinar a distorção harmônica, utilizaram-se os indicadores de distorção harmônica total (DHT) e distorção harmônica individual (DHI). Utilizou-se também o fator de potência (FP) calculado a partir dos valores registrados das potências ativa (P) e reativa (Q). Os índices são calculados a partir de equações expostas em (ANEEL, 2015). Utilizaram-se as recomendações da IEEE 519 (IEEE, 2014) para determinar limites de harmônicas de cada um dos indicadores. Foi considerado o pior caso da

norma, onde a relação entre a corrente de curto-circuito e a corrente da carga é menor que 20. Logo o limite da DHT é de 5% da corrente da carga, os limites para a DHI de 5ª e 7ª harmônicas são de 4%, enquanto para a 11ª e a 13ª são de 2%. Além disso, segundo (ANEEL, 2015), para unidade consumidora com tensão inferior a 230kV, o FP no ponto de conexão deve ser entre 0,92 e 1,00 (indutivo ou capacitivo).

Foram realizados três testes a fim de validar o filtro ativo e verificar a eficácia da mitigação de harmônicas e a melhoria do fator de potência. A carga base para as simulações tem potência ativa de 5kW e reativa indutiva de 2kVAr (fator de potência 0,92 indutivo). As amplitudes das harmônicas em todos os testes foram calculadas em relação à corrente eficaz fundamental dessa carga base ($I_{carga}^{base} = 14,3A$).

Para a simulação, as harmônicas foram produzidas com fontes de corrente ideais conectadas em paralelo com a carga. As condições de distorção harmônica de corrente para os testes são:

1. O primeiro teste é feito com dados de corrente de alimentação do sistema industrial real descrito em (Teixeira, 2009). As amplitudes individuais das harmônicas são: 3,12% de 5ª; 1,44% de 7ª; 0,64% de 11ª; e 0,53% 13ª de I_{carga}^{base} .
2. O segundo teste realizado assume o dobro dos valores máximos aceitos pela norma IEEE 519 (IEEE, 2014). As amplitudes harmônicas foram 8% de 5ª e 7ª; e 5% de 11ª e 13ª de I_{carga}^{base} .
3. Para o terceiro teste, a potência reativa da carga também foi elevada para 3kVAr (fator de potência 0,85 indutivo). Além disso, assume-se valores bem acima dos limites aceitos pela norma IEEE 519 (IEEE, 2014). As amplitudes harmônicas foram 15% de 5ª e 7ª; e 7,5% de 11ª e 13ª da nova corrente $I_{carga}^{elevada} = 14,3A$.

A Tabela 5 apresenta os valores de DHI, DHT e fator de potência para os três testes na corrente da rede e da carga. Como os valores das harmônicas das demais ordens apresentaram valores abaixo de 0,05% de distorção, omitiu-se esses dados da Tabela 5. Assim, destacam-se apenas valores da fundamental, 5ª, 7ª, 11ª e 13ª harmônicas. Em todos os três testes, a DHT e as DHI ficaram abaixo dos limites recomendados pela IEEE 519 (IEEE, 2014). Outro fato a ser observado é que o fator de potência (dato adimensional) visto pelo rede para todos os casos foi unitário, atendendo os quesitos de QEE determinados pela (ANEEL, 2015).

Tabela 5. DHT, DHI e FP da rede e da carga (FAP)

h	Teste 1		Teste 2		Teste 3	
	Carga (%)	Rede (%)	Carga (%)	Rede (%)	Carga (%)	Rede (%)
1ª	100	100	100	100	100	100
5ª	3,12	0,77	8,01	0,32	15,02	0,82
7ª	1,44	0,96	8,01	0,55	15,02	1,21
11ª	0,64	0,02	5,01	0,75	7,51	1,13
13ª	0,53	0,19	5,01	1,23	7,51	2,08
DHT	3,54	2,35	13,36	2,53	23,74	3,42
FP	0,92	1,00	0,92	1,00	0,85	1,00

Para caracterizar melhor os testes, formas de onda de corrente na carga e na rede para o sistema na condição mais extrema de distorção são apresentadas, respectivamente, na Figura 10. Para este caso, os picos das ondas de corrente na rede apresentam uma pequena deformação, o que corrobora os dados da Tabela 5. Apesar de não eliminar por completo o conteúdo harmônico, a forma de onda de corrente na rede se aproxima visualmente de uma onda senoidal.

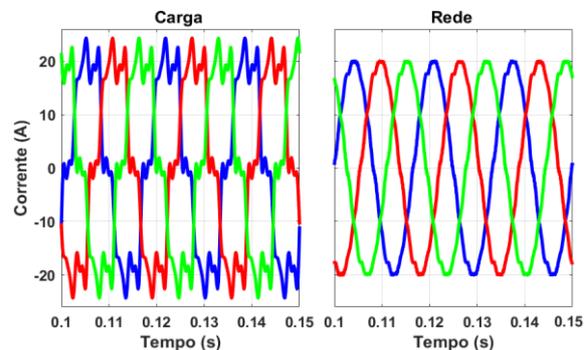


Figura 10. Corrente na carga e na rede para o 3º teste (FAP)

7.4 Análise de índices de qualidade de energia do FAS

Para a simulação, as harmônicas foram produzidas com fontes de tensão ideais conectadas em série com a rede. Para avaliar a resposta do sistema frente aos distúrbios apresentados são testados três casos:

1. O primeiro é um afundamento de tensão de longa duração real para 0,6pu de amplitude residual nas fases B e C com distorções harmônicas conforme dados de (Bigon, 2007) e (Teixeira, 2009).
2. O segundo teste apresenta afundamentos para 0,6pu de amplitude residual nas fases B e C com distorções harmônicas elevadas (20% para 5ª e 7ª e 10% para 11ª e 13ª) para validar o controle.
3. O terceiro teste mostra que o FAS também possui a capacidade de compensar desbalanços mais severos de tensão associados à elevados valores de distorções harmônicas de tensão (40% para 5ª e 7ª e 20% para 11ª e 13ª).

A Tabela 6 apresenta resultados de cada teste, com as DHTs e tensões de pico nas três fases tanto para a carga quanto para a rede. Os valores apresentados de distorção harmônica são em relação à fundamental.

Tabela 6. Restauração de tensão, DHT e DHI (FAS)

h	Teste 1		Teste 2		Teste 3	
	Carga (%)	Rede (%)	Carga (%)	Rede (%)	Carga (%)	Rede (%)
1ª	100	100	100	100	100	100
5ª	0,07	4,52	0,15	20	0,20	40
7ª	0,02	3,31	0,25	20	0,47	40
11ª	0,13	3,20	0,42	10	0,83	20
13ª	0,28	3,92	0,56	10	1,20	20
DHT	1,22	7,74	1,03	31,65	1,93	63,31
V_{pico} nas fases	181V	180V	179V	180V	180V	180V
	178V	108V	179V	108V	180V	240V
	183V	108V	180V	108V	178V	150V

As curvas apresentadas na Figura 11 apresentam as ondas de tensão de fase na rede e na carga para o sistema na condição mais extrema de distorção.

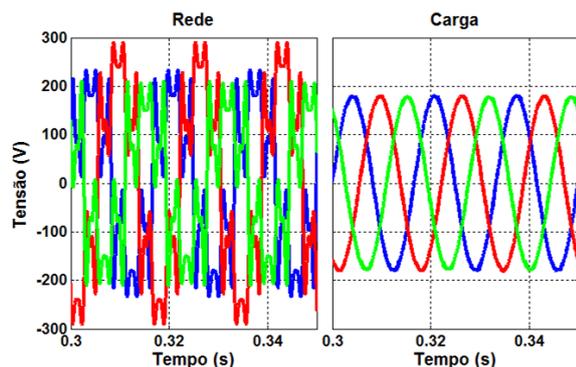


Figura 11. Tensão de fase na rede e na carga para o 3° teste (FAS)

Pelos resultados apresentados, os valores de distorção harmônica na carga são menores que os apresentados na rede. No terceiro teste, mesmo impondo um sinal com elevada distorção na rede, o FAS reduz a DHT na carga de 63,31% para 1,93%. Além da compensação de harmônicos, é possível perceber também que os distúrbios relacionados à amplitude do sinal de tensão são controlados pelo FAS. O maior desvio na tensão final foi na fase C da simulação do primeiro teste (caso real), sendo que tal desvio para 183V equivale a 1,7% acima do valor nominal (180V).

8 Conclusão

Este trabalho apresentou o estudo de um filtro ativo série e um filtro ativo paralelo. Foram apresentados o projeto detalhado dos dois filtros (partindo do projeto do filtro LCL de conexão à rede e encerrando com os controladores concebidos) bem como resultados de simulação desses equipamentos operando sob condições de elevadas distorções harmônicas e com fator de potência reduzido.

Como resultados, verificou-se que o filtro ativo paralelo diminuiu a distorção harmônica de corrente e corrigiu o fator de potência da rede nos casos específicos testados. Já o filtro ativo série compensou harmônicos de tensão e distúrbios de amplitude (afundamentos e elevações de longa duração), além de desequilíbrios de tensão nos casos específicos testados.

O controle dos filtros ativos no referencial síncrono se mostrou possível. No entanto, isso foi possível apenas com a inserção dos termos ressonantes em cascata com os controladores projetados (controlador PIR). A estratégia de imprimir um ganho elevado (ressonância) apenas nas frequências harmônicas de interesse permitiu a síntese dessas componentes de tensões e correntes com seletividade suficiente para não amplificar sinais de ordens indesejadas.

Mais testes são necessários, principalmente para definir os limites de operação do sistema. Estudos futuros envolverão definir a menor tensão da rede para a qual ainda haverá possibilidade de controle do barramento CC, além de estudar distúrbios transitórios de tensão.

Agradecimentos

Os autores agradecem a FAPEMIG pelo apoio financeiro ao projeto.

Referências Bibliográficas

- Akagi, H., Watanabe, E.H. and Aredes, M., 2007. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. IEEE Press series on power engineering. Hoboken, NJ: Wiley ; IEEE Press.
- ANEEL, 2015. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) - Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica. [online] Available at: <aneel.gov.br/prodist>.
- Bigon, L. C., 2007. Afundamento de tensão - Voltage Sag, Universidade São Francisco - Campinas. Available at: <lyceumonline.usf.edu.br/salavirtual/documentos/1365.pdf>
- Brandão, D.I., 2013. Sistema de geração fotovoltaico multifuncional. Mestrado, UNESP, FEB.
- Devassy, S. and Singh, B., 2017. Modified pq-Theory-Based Control of Solar-PV-Integrated UPQC-S. IEEE Trans. on Industry Applications, 53(5), pp.5031–5040.
- Franca, B.W., da Silva, L.F., Aredes, M.A. and Aredes, M., 2015. An Improved iUPQC Controller to Provide Additional Grid-Voltage Regulation as a STATCOM. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 62(3), pp.1345.
- IEEE, 2014. IEEE Std 519-2014 (Rev. of IEEE Std 519-1992) IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. Available: <standards.ieee.org/findstds/standard/519-2014.html>.
- Kumar, A., Anjana, P., Tiwari, H. and Gupta, V., 2016. Modified P-Q technique to mitigate power quality problems in distribution system. In: 2016 International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (1st ICPEICES). pp.1–6.
- Martinenas, S., Knezović, K. and Marinelli, M., 2017. Management of Power Quality Issues in Low Voltage Networks Using Electric Vehicles: Experimental Validation. IEEE Trans. Power Delivery, 32, pp.971.
- Matos, F.F., Sousa, C.V. de, Rezende, G.M. de, Augusto, R.A.N., Seleme, S.I. and Silva, S.R., 2010. Projeto e Construção de Filtro LCL para Conversor PWM. In: Anais. XVIII Congresso Brasileiro de Automática. .
- Modesto, R.A., Silva, S.A.O. da, Oliveira, A.A. de and Bacon, V.D., 2016. A Versatile Unified Power Quality Conditioner Applied to Three-Phase Four-Wire Distribution Systems Using a Dual Control Strategy. IEEE Trans. Power Electronics, 31(8), pp.5503–5514.
- Reznik, A., Simoes, M.G., Al-Durra, A. and Muyeen, S.M., 2014. LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. IEEE Transactions on Industry Applications, 50(2), pp.1225–1232.
- SEMIKRON, 2015. Power modules and systems. [online] Available at: <www.semikron.com> [Accessed 2015].
- Teixeira, D.Â., 2009. Análise das distorções harmônicas – Estudo de caso de um sistema industrial. Mestrado, UFMG - PPGEE.
- Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M. and Loh, P.C., 2006. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. IEE Proceed. Electric Power Applications, 153(5), p.750.
- Teodorescu, R., Liserre, M. and Rodríguez, P., 2011. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. 1st ed. John Wiley & Sons.