UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

PROJETO E SIMULAÇÃO DE FILTRO ATIVO PARA COMPENSAÇÃO HARMÔNICA BASEADA NA TEORIA p-q DE POTÊNCIA INSTANTÂNEA

TRABALHO DE CONCLUSÃO DO CURSO DE GRADUAÇÃO

por

CARLOS ANDRÉ DE SOUZA REIS Orientador: Prof. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo

VIRTUS IMPAVIDA

Recife, dezembro de 2018.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

PROJETO E SIMULAÇÃO DE FILTRO ATIVO PARA COMPENSAÇÃO HARMÔNICA BASEADA NA TEORIA p-q DE POTÊNCIA INSTANTÂNEA

Trabalho de Conclusão do Curso de Graduação submetido ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

CARLOS ANDRÉ DE SOUZA REIS Orientador: Prof. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo

AGRADECIMENTOS

A meus queridos familiares, por todo o carinho e dedicação com que sempre me trataram, e, em especial, à minha mãe, Thereza, e à minha avó, Zilma, pelo amor incondicional e zelo para com minha vida, saúde e formação pessoal e profissional.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPE, pelo saber técnico e científico transmitido, pelas oportunidades que me proporcionaram e pela cordialidade da convivência durante a jornada pelo curso de graduação. Em particular, ao professor e orientador Gustavo Azevedo, pela disponibilidade, qualidade dos ensinamentos, e pela gentileza e paciência com que me guiou durante a realização deste trabalho.

Aos amigos que fiz durante toda a vida, e, particularmente, durante o curso de graduação em Engenharia, pelo companheirismo, força, e momentos de brincadeiras e de lazer. Em especial, aos amigos e colegas de formação Ezequiel Reis, Lucas Campos e Fernando Arnhold, grandes companheiros de estudo e de descontração, e ao amigo Leonardo Burle, por me ter proporcionado uma oportunidade de estágio curricular.

Agradeço, enfim, a todos que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho, mas que não foram citados nominalmente.

RESUMO

O desenvolvimento da tecnologia semicondutora e da eletrônica de potência ocasionou a proliferação de cargas não lineares que degradam a qualidade da energia em consequência da injeção de harmônicos de corrente na rede elétrica. Em 1983, Akagi e colaboradores formularam a teoria *p-q* de potência instantânea, que se presta ao cálculo da referência de corrente que deve ser sintetizada por filtros ativos de potência para que haja anulação dos efeitos prejudiciais dos harmônicos sobre o sistema de geração e distribuição de energia elétrica. O seguinte estudo se inicia com uma revisão literária sobre qualidade de energia, harmônicos e filtros ativos, prossegue com a apresentação da teoria *p-q* e variantes, e se conclui com o projeto e simulação de um filtro ativo *shunt* para compensação harmônica em uma rede trifásica a três fios.

Palavras-chave: qualidade da energia, harmônicos, filtros ativos, teoria *p-q*.

ABSTRACT

Breakthroughs in solid state technology and power electronics led to the proliferation of nonlinear loads that harm the power quality through the injection of harmonic currents in the electric grid. In 1983, Akagi and coauthors developed the *p-q* theory of instantaneous power, which serve the purpose of calculating the reference value of the electric current that has to be synthesized by active power filters in order to nullify the detrimental effects of harmonic distortion over electrical generation and distribution systems. The following study starts with a review of power quality, harmonics and active filters, then proceeds with a presentation of the *p-q* theory and its variants, and concludes with the design and simulation of a shunt active power filter for harmonic compensation in a three-phase, three-wire grid.

Keywords: power quality, harmonics, active filters, *p-q* theory.

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Distorção da tensão do PCC devido ao fluxo de harmônicos de corrente (CORTES, 2005)	. 12
1.2	Retificador trifásico com carga indutiva (AKAGI et al., 2017)	.13
1.3	Retificador trifásico com carga capacitiva (AKAGI et al., 2017)	.13
1.4	Filtros passivos sintonizados para (a) uma e (b) duas frequências harmônicas (AKAGI, 2006)	.15
1.5	Filtros passivos passa-alta de (a) primeira, (b) segunda e (c) terceira ordem (AKAGI, 2006)	.15
1.6	Pontos de ressonância de um filtro passivo RLC de primeira ordem (ROSA, 2006)	.16
1.7	Diagrama em blocos de um filtro ativo paralelo (WATANABE & AREDES, 1998)	.17
1.8	Configuração básica do filtro ativo série (WATANABE & AREDES, 1998)	.17
1.9	Diagrama de blocos do UPQC (KHADKIKAR, 2012)	.18
1.10	Combinação de filtro ativo série com passivo paralelo (AKAGI, 2006)	.18
3.1	Esquema do SAPF com inversor <i>full-bridge</i> fonte de tensão trifásico (RONCHI & TILLI, 2002)	.27
3.2	Pior caso de <i>ripple</i> da corrente de compensação (RONCHI & TILLI, 2002)	.28
3.3	Carga não linear a ser compensada pelo SAPF	.29
3.4	Distribuição harmônica da corrente da fase A do retificador trifásico	.30
3.5	Simulação da forma de onda da potência oscilante \tilde{p} solicitada pelo retificador trifásico	.31
3.6	Modelo da planta	.31
3.7	Diagrama de blocos do circuito de controle do SAPF	.32
3.8	Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do circuito de controle de corrente.	.33
4.1	Sistema simulado no MATLAB/Simulink	.34
4.2	Subsistema "Corrente de compensação (Teoria <i>p-q</i>)"	.35
4.3	Subsistema "Controle PI de corrente (Referencial dq)"	.36
4.4	PLL para controle de corrente em referencial d q síncrono com V_{pcc}	.37
4.5	Subsistema "Controle de V _{dc} "	.37
4.6	Controle de corrente de eixo direto, com referência na cor verde	.38
4.7	Controle de corrente de eixo de quadratura, com referência na cor verde	.38
4.8	Espectros harmônicos da corrente de linha antes e após compensação pelo SAPF	.39
4.9	De cima para baixo, correntes da linha, da carga e das fases A, B e C do filtro após compensação.	.40
4.10	Espectros harmônicos da tensão do PCC antes e após compensação pelo SAPF	.41

ÍNDICE DE TABELAS

1.1	Evolução do número de publicações sobre qualidade da energia na base de dados do IEEE	10
1.2	Distúrbios eletromagnéticos em sistemas de potência (DUGAN et al., 2004)	11
3.1	Magnitudes e fases das componentes harmônicas da corrente da fase A do retificador trifásico	30
4.1	Parâmetros do sistema simulado	38
4.2	Limites de distorção de corrente para sistemas de 120V a 69kV (IEEE Std. 519-1992)	41

LISTA DE SIGLAS

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

EMC Electromagnetic Compatibility

IEC International Eletrotechnical Comission

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor

PCC Point of Common Coupling

PI Proporcional Integral

PLL Phase Locked Loop

PWM Pulse Width Modulation

SAPF Shunt Active Power Filter

SCC Standards Coordinating Committe

SCR Short Circuit Ratio

TDD Total Demand Distortion

THD Total Harmonic Distortion

TRIAC Triode for Alternating Current

UPQC Unified Power Quality Conditioner

VSI Voltage Source Inverter

ZOH Zero Order Hold

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	10
1.1. HARMÔNICOS DE CORRENTE E DE TENSÃO	10
1.2. MODELAGEM DE CARGAS NÃO LINEARES COMO FONTES DE CORRENTE	12
1.3. EFEITOS DA DISTORÇÃO HARMÔNICA	13
1.4. MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS POR MEIO DE FILTROS	15
1.4.1. FILTROS PASSIVOS	15
1.4.2. FILTROS PURAMENTE ATIVOS	16
1.4.3. FILTROS HÍBRIDOS	18
1.5. MOTIVAÇÃO, OBJETIVOS E ESTRUTURA DA MONOGRAFIA	18
2. TEORIA <i>p-q</i> DE POTÊNCIA INSTANTÂNEA	20
2.1. SIGNIFICADO FÍSICO DAS POTÊNCIA $p,q\to p_0$	20
2.2. COMPENSAÇÃO HARMÔNICA EM SISTEMAS A TRÊS FIOS	21
2.3. GENERALIZAÇÃO DA TEORIA p - q PARA SISTEMAS QUAISQUER	23
2.4. TEORIA p - q MODIFICADA PARA SISTEMAS A QUATRO FIOS	25
3. PROJETO DO FILTRO ATIVO PARALELO	27
3.1. DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA DE SAÍDA DO FILTRO	27
3.2. DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA CC DO INVERSOR	29
3.3. PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE DE CORRENTE	31
4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	34
5. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	42
REFERÊNCIAS	43

1. INTRODUÇÃO

Desvios na magnitude e frequência das ondas de tensão e corrente elétrica são considerados problemas da *qualidade da energia* e prejudicam as atividades de provedores e consumidores de energia elétrica distribuídos por todo o mundo. O interesse pela mitigação desses problemas ganhou impulso no final da década de 1980 e, desde então, a matéria tornou-se objeto de inúmeras publicações (e.g. FUJITA et al., 1998; KHADKIKAR, 2012; SINGH et al., 1999). De modo similar ao que foi feito por Cortés em sua tese de doutorado pela *Universitat Politècnica de Catalunya* (CORTÉS, 2005), a Tabela 1.1 foi elaborada com base em uma série de consultas ao banco de dados do IEEE Xplore, utilizando a expressão "*power quality*" como chave de busca em periódicos & revistas, conferências e normas. Ela mostra o número de referências que contêm a chave em cada período de busca, e evidencia a crescente preocupação com o tema.

Período de busca	Número de referências
Antes de 1962	Não disponível
1962-1985	16
1986-1990	61
1991-1995	309
1996-2000	1165
2001-2005	2542
2006-2010	4780
2011-2015	6370
2016-2018	3641

Tabela 1.1 – Evolução do número de publicações sobre qualidade da energia na base de dados do IEEE.

O aumento da preocupação com a qualidade da energia esteve atrelado à proliferação de cargas não lineares ocorrida devido aos avanços na tecnologia de estado sólido. Diodos, IGBTs, tiristores, TRIACs, e uma série de outros dispositivos semicondutores são largamente utilizados em conversores para acionamento de motores, fontes de alimentação de computadores e outros aparelhos eletrônicos, reatores de lâmpadas de descarga, fornos de arco elétrico, equipamentos para solda, sistemas de aquecimento, ventilação e refrigeração, etc. Tais cargas não somente são sensíveis a perturbações na qualidade da energia, mas também absorvem correntes não senoidais, o que equivale a injetar harmônicos de corrente na rede elétrica, deteriorando elas mesmas a qualidade da energia.

1.1. HARMÔNICOS DE CORRENTE E DE TENSÃO

Os problemas que podem acometer a qualidade da energia são inúmeros. Como resultado dos esforços internacionais para padronizar a terminologia relacionada a esta matéria, incluindo contribuições do IEEE Standards Coordinating Committe 22 (IEEE SCC22, IEEE Std. 1159-1995: IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality), tais problemas podem ser catalogados com base em seu conteúdo espectral, sua duração e sua magnitude, conforme se apresenta na Tabela 1.2 (DUGAN et al., 2004). Versar sobre cada uma das categorias presentes na tabela foge ao escopo deste estudo, e a discussão a seguir será voltada para os harmônicos, seus efeitos e as formas de combatê-los.

Harmônicos são senoides cuja frequência é múltipla inteira da frequência fundamental de operação da rede elétrica, que é geralmente 50 ou 60 Hz. A superposição entre a fundamental e seus harmônicos produz formas de ondas distorcidas, não senoidais, que podem levar ao funcionamento inadequado ou à danificação de equipamentos elétricos. Usualmente, cargas não

lineares produzem harmônicos de corrente, os quais, por sua vez, levam ao aparecimento de harmônicos de tensão na rede elétrica.

Tabela 1.2 – Distúrbios eletromagnéticos em sistemas de potência (DUGAN et al., 2004).

Categorias	Espectro típico	Duração típica	
100		Duração tipica	Magnitude típica
1.0 Transitórios			
1.1 Impulsivos	0.1:1.1.5	.50	
1.1.1 Nanossegundos	Subida de 5ns	<50ns	
1.1.2 Microssegundos	Subida de 1µs	50ns-1ms	
1.1.3 Milissegundos	Subida de 0,1ms	>1ms	
1.2 Oscilatórios	-1		
1.2.1 Baixa frequência	<5kHz	0,3-50ms	0-4pu
1.2.2 Média frequência	5-500kHz	20μs	0-8pu
1.2.3 Alta frequência	0,5-5MHz	5μs	0-4pu
2.0 Variações de curta duração			
2.1 Instantâneas			
2.1.1 Interrupção		0,5-30 ciclos	<0,1pu
2.1.2 Afundamento (sag, dip)		0,5-30 ciclos	0,1-0,9pu
2.1.3 Elevação (swell)		0,5-30 ciclos	1,1-1,8pu
2.2 Momentâneas			
2.2.1 Interrupção		30 ciclos-3s	<0,1pu
2.2.2 Afundamento (sag, dip)		30 ciclos-3s	0,1-0,9pu
2.2.3 Elevação (swell)		30 ciclos-3s	1,1-1,4pu
2.3 Temporárias			
2.3.1 Interrupção		3s-1min	<0,1pu
2.3.2 Afundamento (sag, dip)		3s-1min	0,1-0,9pu
2.3.3 Elevação (swell)		3s-1min	1,1-1,2pu
3.0 Variações de longa duração			
3.1 Interrupção mantida		>1min	0,0pu
3.2 Subtensões		>1min	0,8-0,9pu
3.3 Sobretensões		>1min	1,1-1,2pu
4.0 Desequilíbrios de tensão		Estado estacionário	0,5-2%
5.0 Distorções de onda			
5.1 Offset CC		Estado estacionário	0-0,1%
5.2 Harmônicos	0-100° harmônicos	Estado estacionário	0-20%
5.3 Inter-harmônicos	0-6kHz	Estado estacionário	0-2%
5.4 Cortes de tensão (notching)		Estado estacionário	
5.5 Ruídos	Espectro disperso	Estado estacionário	0-1%
6.0 Flutuações de tensão	<25Hz	Intermitente	0,1-7%
			0,2-2Pst
7.0 Variações de frequência		<10s	

A relação entre os harmônicos de corrente e de tensão pode ser explicada através da análise da Figura 1.1 (CORTÉS, 2005). O elo entre esses dois tipos de harmônicos reside na existência de impedância nas linhas de transmissão e distribuição de energia elétrica ($Z_S + T_S$). Na ausência dessa impedância, a tensão do ponto de acoplamento comum das cargas (PCC – *Point of Common Coupling*) seria igual àquela produzida pelo sistema de geração, representado pela fonte v_S , independentemente das correntes circulantes nas linhas. Porém, o que de fato acontece é que as correntes harmônicas injetadas na rede por cargas não lineares, representadas por L_I e L_2 , produzem quedas de tensão harmônica sobre a impedância das linhas de transmissão, levando ao surgimento de uma tensão distorcida no PCC, a qual compromete não apenas o funcionamento das próprias cargas não lineares, mas também o das demais cargas do sistema, como a carga linear L_3 .

A adição de bancos de capacitores à rede elétrica pode constituir fator agravante da distorção da tensão do PCC ou do ponto de ligação de cargas individuais. Tais capacitores podem formar,

em conjunto com a impedância indutiva das linhas, circuitos LC ressonantes dos tipos série ou paralelo, fazendo com que correntes e tensões em frequências harmônicas atinjam magnitudes bastante elevadas. Os circuitos LC em paralelo – como aquele formado pelo capacitor C_S em paralelo com as impedâncias do lado da fonte e do lado da carga L_3 , na Figura 1.1 – apresentam altíssima impedância na frequência de ressonância, e baixa impedância para sinais nas demais frequências. Neste caso, uma pequena corrente harmônica ressonante produzida pelas cargas L_1 e L_2 poderia levar a um grande aumento e distorção da tensão no PCC. Já os circuitos LC série – como o circuito C_{L3} em série com o transformador T_3 – apresentam impedância muito baixa para a frequência em que estão sintonizados. Assim, as correntes harmônicas na frequência de ressonância poderiam fluir livremente pelo ramo da carga L_3 , causando aumento e distorção da tensão no barramento desta carga.

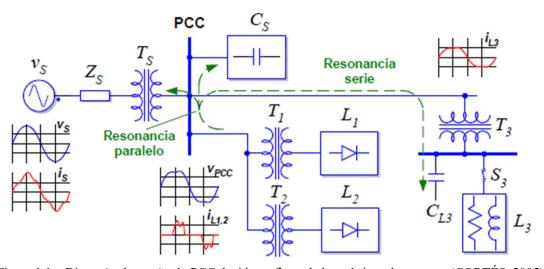


Figura 1.1 – Distorção da tensão do PCC devido ao fluxo de harmônicos de corrente (CORTÉS, 2005).

1.2. MODELAGEM DE CARGAS NÃO LINEARES COMO FONTES DE CORRENTE

Uma vez esclarecido o fato que a distorção da tensão do PCC é fruto da circulação das correntes harmônicas através da impedância das linhas de transmissão, resta mostrar que as cargas não-lineares podem ser, realmente, consideradas como fontes de correntes harmônicas. A análise feita a seguir pode ser encontrada com mais detalhes em (AKAGI et al., 2017).

A Figura 1.2(a) (AKAGI et al., 2017) mostra um retificador trifásico com carga indutiva. Nela, L_{dc} é a indutância da carga conectada ao terminal CC do retificador, e L_{ac} e L_S são as indutâncias equivalentes da rede elétrica a jusante e a montante do PCC, respectivamente. A indutância L_{dc} da carga é geralmente maior que L_{ac} , de modo que a corrente i_{Sh} não depende desta última, e o retificador pode ser tratado como uma fonte de corrente harmônica, como consta na Figura 1.2(b). É fácil perceber a partir de 1.2(b) que a tensão do PCC, conforme explicado, é fortemente influenciada pela indutância L_S da linha. Em (c), as grandezas instantâneas foram substituídas por grandezas rms para o n-ésimo harmônico, e a indutância L_{ac} foi incorporada à fonte de corrente.

A Figura 1.3(a) (AKAGI et al., 2017) ilustra um retificador com carga capacitiva conectada em paralelo no lado CC. Visto do lado CA, o retificador pode ser considerado como uma fonte de tensão harmônica v_h , como mostrado em 1.3(b), pois a impedância a frequências harmônicas do lado CC do retificador é muito menor que a do lado CA, e assim a corrente harmônica i_{Sh} é bastante influenciada pela indutância L_{ac} . Deriva-se a Figura 1.3(c) a partir da aplicação de uma transformação da fonte de tensão em fonte de corrente. Ao final do processo, as reatâncias X_{ac}

e X_{Sn} encontram-se associadas em paralelo, e é possível descartar X_{ac} , que é muito maior que X_{Sn} . A observação de 1.3(d) revela que, embora o retificador com opere, isoladamente, como fonte de tensão, ele passa a funcionar como fonte de corrente quando tomado em conjunto com o indutor L_{ac} .

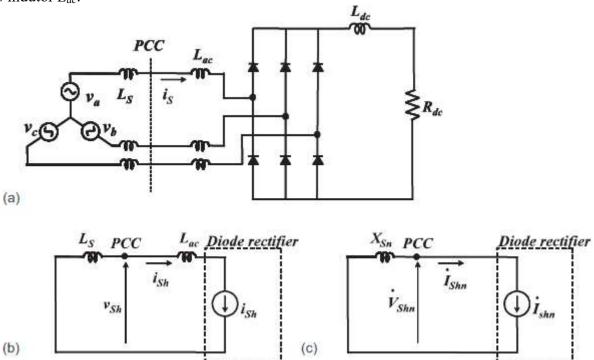


Figura 1.2 – Retificador trifásico com carga indutiva. (a) Circuito de potência, (b) circuito equivalente por fase, (c) circuito simplificado (AKAGI et al., 2017).

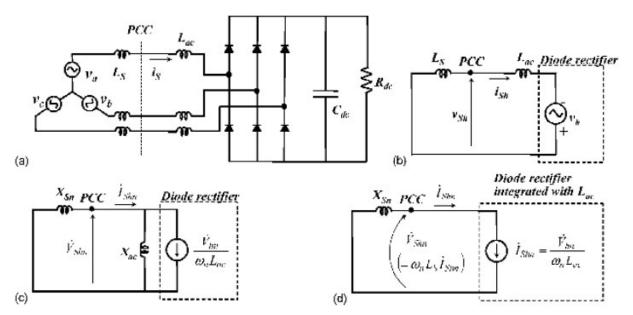


Figura 1.3 – Retificador trifásico com carga capacitiva. (a) Circuito de potência, (b) circuito equivalente por fase, (c) transformação de fonte, (d) circuito simplificado (AKAGI et al., 2017).

1.3. EFEITOS DA DISTORÇÃO HARMÔNICA

As correntes harmônicas injetadas por conversores chaveados, bem como por transformadores e máquinas elétricas operando sob condições de saturação, apresentam uma série de efeitos

adversos sobre a rede elétrica e os equipamentos a ela conectados. Os principais deles são discutidos abaixo.

- Aquecimento e diminuição da vida útil de transformadores. O efeito pelicular, experimentado mais intensamente pelas correntes de frequências harmônicas, produz redução da área efetiva de condução e subsequente aumento da resistência de condutores em geral. O fenômeno causa aumento das perdas por efeito Joule e aquecimento nos enrolamentos de transformadores, podendo levar a falhas de isolação. A indução de correntes parasitas no núcleo ferromagnético destes dispositivos, em consequência de harmônicos de tensão, leva a perdas adicionais. Vale ressaltar, também, que a ausência de um condutor de neutro no lado Δ de transformadores Y-Δ ou Δ-Δ impede a circulação de correntes de sequência zero, como, por exemplo, as de frequências triplas, que ficam aprisionadas no dispositivo e intensificam as perdas e o aquecimento. Ademais, tais correntes podem causar sobrecarga do neutro no lado Y;
- Aquecimento de máquinas elétricas e conjugados pulsáteis. De maneira similar aos transformadores, as máquinas elétricas experimentam aquecimento por causa do efeito pelicular e da indução de correntes parasitas em seu núcleo magnético. A existência de fluxos harmônicos de sequência positiva e negativa leva ao surgimento de componentes de conjugado pulsátil de múltiplas frequências que se superpõem ao conjugado nominal da máquina, mas que não realizam trabalho útil. Muito pelo contrário, tais componentes produzem aumento de vibração, ruído e estresse mecânico sobre os componentes da máquina, levando à redução de sua durabilidade;
- Ressonância e estresse em bancos de capacitores. Problemas envolvendo harmônicos tendem a se revelar primeiramente sobre os bancos de capacitores. Em situações de ressonância série, a reatância capacitiva dos bancos se cancela com a reatância indutiva das linhas, de modo que a impedância resultante do sistema é puramente resistiva. Se essa resistência for pequena, correntes harmônicas de magnitudes elevadas poderão fluir livremente pelos bancos de capacitores. Nos casos de ressonância em paralelo, como já mencionado anteriormente, a impedância resultante do circuito LC é extremamente elevada para a frequência ressonante, de maneira que mesmo correntes harmônicas de pequena magnitude são capazes de produzir elevadas tensões sobre os bancos de capacitores. O estresse a que estes ficam submetidos em qualquer uma das condições de ressonância pode culminar com a ruptura dielétrica;
- Disfunção de equipamentos eletrônicos. Muitos dispositivos de eletrônica de potência fazem uso de chaves semicondutoras que operam com base na detecção da passagem da onda de tensão pelo zero. A distorção desta onda em virtude da presença de harmônicos, com múltiplas passagens pelo zero a cada ciclo da fundamental, pode levar à perda da referência temporal para o chaveamento e ao consequente mau funcionamento destes equipamentos;
- Mau funcionamento de dispositivos de proteção elétrica. Os sistemas de proteção experimentam efeitos indesejáveis em resposta aos harmônicos, tais como disparos inoportunos e retardos de atuação;
- Erros de medição de energia. Harmônicos de tensão e corrente causam erros na leitura de equipamentos de medida e contadores de energia. Como um exemplo, destaca-se o wattímetro tradicional, cuja operação se baseia no princípio de indução de motores. O

disco rotativo no interior desse contador aciona as engrenagens que movem os ponteiros do dispositivo. O surgimento de conjugados pulsáteis devido aos harmônicos prejudica a atuação deste mecanismo e ocasiona erros de leitura do wattímetro;

• Interferências nas linhas telefônicas. Em virtude da proximidade entre os condutores de potência e as linhas telefônicas, estas últimas podem sofrer interferências de natureza indutiva, capacitiva ou de condutividade como consequência dos harmônicos.

1.4. MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS POR MEIO DE FILTROS

1.4.1. FILTROS PASSIVOS

Constituídos por resistores, indutores e capacitores, são instalados em *shunt* com as cargas não lineares e oferecem caminhos de baixa impedância para as correntes harmônicas, funcionando essencialmente como curtos-circuitos que desviam estas correntes e impedem sua circulação através do sistema de geração de energia e o subsequente acometimento da tensão do PCC. Nas Figuras 1.4 e 1.5 (AKAGI, 2006), são apresentados diagramas elétricos de filtros passivos, que podem ser sintonizados para uma ou mais frequências discretas, ou permitir a passagem de uma faixa de frequências.

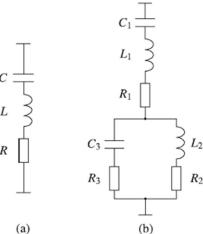


Figura 1.4 – Filtros passivos sintonizados para (a) uma e (b) duas frequências harmônicas (AKAGI, 2006).

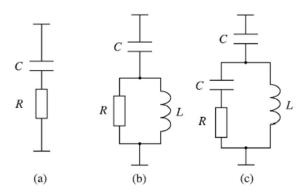


Figura 1.5 – Filtros passivos passa-alta de (a) primeira, (b) segunda e (c) terceira ordem (AKAGI, 2006).

Filtros passivos são relativamente baratos, altamente confiáveis devido à simplicidade de sua estrutura e ao domínio técnico de seu uso, são eficazes quando bem projetados e podem servir ao propósito adicional de compensação de reativos e correção do fator de potência. Todavia, uma vez que apresentam baixíssima impedância para as frequências em que estão sintonizados

– ou, alternativamente, para frequências acima da de corte – e absorvem praticamente toda a corrente naquelas frequências de modo não seletivo quanto à origem, são sensíveis ao aumento da quantidade, bem como à alteração na distribuição das fontes de harmônicos, o que pode levar à sobrecarga, superaquecimento e danificação do filtro. Também é digna de nota a ocorrência de ressonância entre os filtros passivos e outros componentes do sistema elétrico. A ressonância em paralelo ocasiona picos de impedância em frequências levemente abaixo das frequências de sintonia dos filtros – vide Figura 1.6 (ROSA, 2006) – e pode levar a distorções significativas da tensão do PCC, conforme explicado no tópico 1.1; já a do tipo série produz curtos-circuitos em fontes de tensão distorcida e, subsequentemente, sobrecorrente. Por fim, filtros passivos são suscetíveis ao envelhecimento e perda de sintonia.

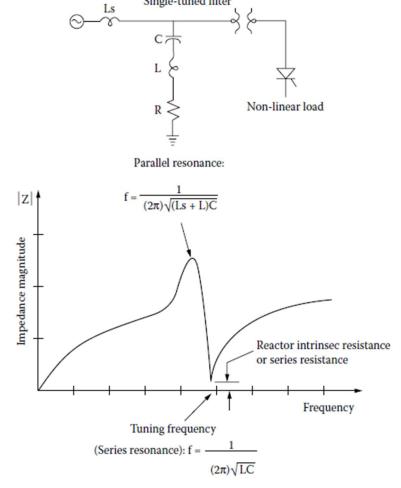


Figura 1.6 - Pontos de ressonância de um filtro passivo RLC de primeira ordem (ROSA, 2006).

1.4.2. FILTROS PURAMENTE ATIVOS

Dotados de inversores que, comandados por algoritmos de controle, funcionam como fontes de harmônicos de corrente ou tensão de fase oposta àquela dos originados das cargas não-lineares, isto é, agem como geradores de "contra-harmônicos". São superiores em performance, menores em tamanho e mais flexíveis que suas contrapartes passivas, além de que não são suscetíveis ao fenômeno da ressonância. Entretanto, são comparativamente mais complexos e onerosos, e sua operação acarreta maiores perdas de energia. Têm sido utilizados com finalidades que vão além da filtragem harmônica, como compensação de reativos para correção do fator de potência e regulação de tensão, balanceamento de cargas, compensação da corrente do neutro, correção de

afundamentos, elevações e flutuações de tensão, dentre outras. Classificam-se, de acordo com sua topologia, em filtros ativos paralelo, série e universal.

O filtro ativo paralelo, assim como os filtros passivos tradicionais, age como curto-circuito para correntes harmônicas. O dispositivo efetua a medição da corrente e tensão instantâneas da carga e calcula o conteúdo harmônico da primeira via processamento digital, com base em teorias de potência instantânea como a *p-q*, que será apresentada em momento oportuno. O resultado do algoritmo de controle é utilizado para a modulação do conversor, e então o filtro drena da fonte de tensão os harmônicos de corrente que irão anular aqueles solicitados pela carga. É plausível, também, a interpretação de que o filtro ativo paralelo cumpre o papel de suprir a carga não-linear com todos os harmônicos de corrente por ela requeridos, isentando a fonte deste encargo. Na Figura 1.7 (WATANABE & AREDES, 1998) se apresenta o diagrama desta configuração.

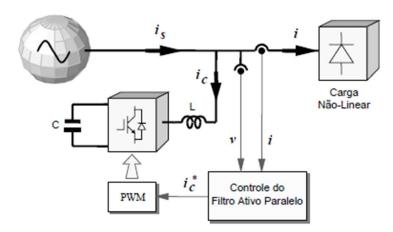


Figura 1.7 – Diagrama em blocos de um filtro ativo paralelo (WATANABE & AREDES, 1998).

Por serem conectados em *shunt*, filtros ativos paralelos não são capazes de anular a influência de harmônicos de tensão sobre a carga. Para tal finalidade, usa-se o filtro série, que apresenta comportamento dual ao filtro paralelo, sendo, por sua vez, incapaz de eliminar harmônicos de corrente. O dispositivo, que é, obviamente, conectado em série entre a fonte de tensão distorcida e a carga através de transformadores, mede os valores instantâneos da corrente e tensão supridas pela fonte, para em seguida determinar os componentes harmônicos da segunda e sintetizar a tensão de compensação. Seu diagrama de blocos encontra-se na Figura 1.8 (WATANABE & AREDES, 1998).

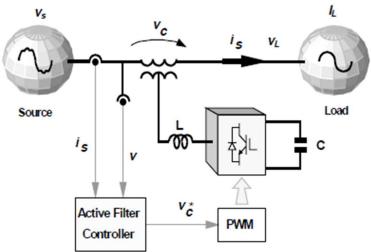


Figura 1.8 – Configuração básica do filtro ativo série (WATANABE & AREDES, 1998).

O filtro universal, também chamado de UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*), equivale, em funcionalidade, a uma combinação dos filtros ativos paralelo e série. Conforme diagrama apresentado na Figura 1.9 (KHADKIKAR, 2012), ele dispõe de dois conversores conectados a um elemento CC comum, e constitui solução mais custo-efetiva para a compensação simultânea da corrente e da tensão que o emprego dos filtros paralelo e série separados. O filtro LC passabaixas e o indutor L_{Sh} que constam na figura servem para suavizar as formas de onda da tensão e da corrente nas saídas dos conversores série e paralelo, respectivamente.

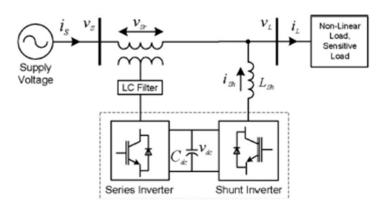


Figura 1.9 – Diagrama de blocos do UPQC (KHADKIKAR, 2012).

1.4.3. FILTROS HÍBRIDOS

Resultam da associação de filtros passivos e ativos. As configurações originalmente propostas são a do filtro ativo série e passivo paralelo, e a dos filtros ativo e passivo paralelos. A primeira, de uso mais comum, está ilustrada na Figura 1.10 (AKAGI, 2006). O filtro passivo elimina as correntes harmônicas da carga e possibilita a redução da potência nominal do filtro ativo, o que incorre na redução do custo, tamanho e das perdas por chaveamento deste último. O filtro ativo, por outro lado, oferece elevada impedância para frequências harmônicas e cumpre a função de garantir "isolação harmônica" entre a fonte e carga, impedindo a ocorrência de ressonância e a sobrecarga do filtro passivo.

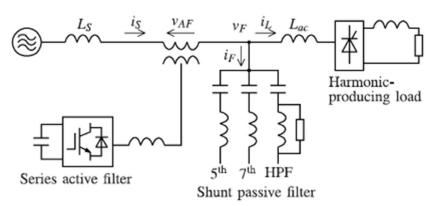


Figura 1.10 – Combinação de filtro ativo série com passivo paralelo (AKAGI, 2006).

1.5. MOTIVAÇÃO, OBJETIVOS E ESTRUTURA DA MONOGRAFIA

Harmônicos existem, em maior ou menor grau, em todos os sistemas de potência. As situações problemáticas são aquelas em que a poluição harmônica é demasiado grande, em que a linha de abastecimento é fraca e apresenta elevada impedância a montante do PCC e aquelas em que se observa a ocorrência do fenômeno de ressonância. Haja vista que, nesses casos, os harmônicos

podem gerar sérios detrimentos ao sistema de potência e aos equipamentos a ele conectados, com possíveis repercussões humanas e materiais, é de suma importância o estudo das técnicas usadas para combatê-los.

Embora haja outras opções para correção da problemática dos harmônicos, o escopo do corrente estudo será limitado aos filtros ativos de potência. Já se realizou uma discussão mais geral sobre estes dispositivos previamente neste capítulo, restando-se cumprir os objetivos de (1) apresentar a teoria *p-q* de potência instantânea, que serve de embasamento teórico para a implementação do controle de corrente dos filtros ativos; e (2) apresentar detalhes sobre um filtro ativo *shunt*, incluindo especificações de projeto, projeto dos circuitos de controle e de potência, resultados de simulação e análise dos resultados.

A monografia está dividida da seguinte forma:

- O capítulo 1, introdutório, prestou-se à contextualização da matéria tratada neste estudo.
 Versou sobre a crescente relevância da discussão acerca da qualidade da energia, e sobre a origem, as consequências e as formas de mitigação dos harmônicos via filtros;
- O *capítulo 2* trata da teoria *p-q* de potência instantânea, que serve, como já mencionado, de arcabouço teórico para o cálculo das correntes de compensação harmônica efetuado nos controladores dos filtros ativos. Uma vez que a formulação original desta teoria se aplica somente a sistemas trifásicos a três fios, este capítulo também aborda a teoria *p-q* modificada para sistemas a quatro fios e uma generalização da teoria *p-q* aplicável a sistemas com um número de fases qualquer;
- No *capítulo 3*, realiza-se uma discussão a respeito do projeto de filtros ativos paralelos, escolhidos, dentre as categorias de filtro apresentadas no capítulo 1, em virtude de sua alta capacidade de compensação harmônica e de serem bons representantes para ilustrar a aplicação da teoria *p-q*;
- No *capítulo 4*, apresentam-se os resultados de um estudo de simulação do emprego do filtro ativo *shunt* para eliminação de harmônicos em um sistema trifásico a três fios;
- O *capítulo 5* conclui a monografia e sugere trabalhos futuros.

2. TEORIA p-q DE POTÊNCIA INSTANTÂNEA

A teoria de potência ativa e reativa fasorial tem sua validade limitada a sistemas balanceados e em regime permanente senoidal. Sua aplicação em situações onde se fazem presentes distorções das ondas de corrente e de tensão requer o uso de ferramentas matemáticas adicionais, como, por exemplo, a série de Fourier ou a decomposição em componentes simétricas. O uso de tais ferramentas incorre em grande aumento do esforço computacional para a solução dos problemas de engenharia elétrica, mostrando-se inapropriado, ou mesmo incoerente, em algumas ocasiões. A *teoria p-q*, desenvolvida por Akagi, Kanazawa e Nabae (AKAGI et al., 1984) para controle de filtros ativos, é mais geral que a teoria convencional e pode ser aplicada a sistemas trifásicos a três ou quatro fios, em regime permanente ou transitório, e sem restrições impostas às formas de onda de corrente e tensão.

2.1. SIGNIFICADO FÍSICO DAS POTÊNCIAS $p, q \to p_{\theta}$

A teoria p-q introduz os conceitos de potência real p, de potência imaginária q e de potência de sequência zero p_0 , todas consistindo em grandezas instantâneas definidas no domínio do tempo. Suas formulações estão apresentadas na equação (2.1).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & 0 \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & v_{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\theta} \end{bmatrix}$$
(2.1)

Posto que a teoria define as mencionadas grandezas em termos de componentes $\alpha\beta\theta$ (CLARKE, 1943), convém apresentar a transformada de Clarke e a sua inversa nas equações (2.2) e (2.3), onde x = x(t) é uma variável genérica que pode representar uma corrente i ou tensão v.

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ x_{\theta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{b} \\ x_{c} \end{bmatrix}$$
(2.2)

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}$$
(2.3)

A potência ativa instantânea trifásica $p_{3\phi}$ é determinada conforme a equação (2.4).

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_a i_a + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = p + p_0$$
(2.4)

Portanto, somente a potência real p e a de sequência zero p_0 contribuem para a troca instantânea de energia entre fonte e carga. Evidentemente, a parcela p_0 só pode existir em sistemas trifásicos a quatro fios. Em estando ausente o condutor de neutro, a soma das correntes de fase é nula, e assim também o são a corrente e a potência de sequência zero. A potência imaginária q é apenas trocada entre as fases da rede, não se associando ao fluxo de energia entre subsistemas elétricos. O restante deste subtópico, em conformidade com a apresentação original da teoria p-q de 1984, aplica-se exclusivamente a sistemas a três fios, em que valem as igualdades $p_0 = 0$, $p_{3\phi} = p$.

Para uma melhor compreensão do significado da potência imaginária q, convém que se calcule a inversa da equação (2.1), de modo tal que as correntes em referencial $\alpha\beta$ sejam expressas em termos das tensões e das potências real e imaginária.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}$$
 (2.5)

As correntes em referencial $\alpha\beta$ são decompostas, conforme (2.6), nas correntes ativa $i_{\alpha p}$ e reativa $i_{\alpha q}$ do eixo alfa, e nas correntes ativa $i_{\beta p}$ e reativa $i_{\beta q}$ do eixo beta. A razão pela qual Akagi et al. escolheram tal nomenclatura ficará clara logo a seguir.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^{2} + v_{\beta}^{2}} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{v_{\alpha}^{2} + v_{\beta}^{2}} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix}$$
(2.6)

As potências instantâneas dos eixos alfa e beta, p_{α} e p_{β} , são escritas em termos das parcelas de corrente definidas em (2.6).

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha} \\ p_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha}i_{\alpha} \\ v_{\beta}i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha}i_{\alpha p} \\ v_{\beta}i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha}i_{\alpha q} \\ v_{\beta}i_{\beta q} \end{bmatrix} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} p_{\alpha p} \\ p_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{\alpha q} \\ p_{\beta q} \end{bmatrix}$$
(2.7)

Escreve-se, em seguida, $p = p_{\alpha} + p_{\beta}$ como a soma das potências definidas em (2.7).

$$p = p_{\alpha p} + p_{\alpha q} + p_{\beta p} + p_{\beta q} = \frac{v_{\alpha}^{2}}{v_{\alpha}^{2} + v_{\beta}^{2}} p + \frac{v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^{2} + v_{\beta}^{2}} q + \frac{v_{\beta}^{2}}{v_{\alpha}^{2} + v_{\beta}^{2}} p - \frac{v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^{2} + v_{\beta}^{2}} q$$
(2.8)

É evidente que a soma da segunda com a quarta parcela em (2.8) é sempre nula. Deste modo, depreende-se que a potência ativa instantânea trifásica, que é igual à potencial real em sistemas a três fios, é dada pela soma das chamadas potências ativas instantâneas dos eixos alfa e beta, $p_{\alpha p}$ e $p_{\beta p}$, e que as parcelas $p_{\alpha q}$ e $p_{\beta q}$, as quais não contribuem para o fluxo instantâneo ou médio de energia, constituem as potências reativas instantâneas dos eixos alfa e beta, respectivamente.

Em sistemas balanceados e isentos de harmônicos, a potência real p e a imaginária q se igualam à potência ativa P e à reativa Q da teoria fasorial convencional. Somente a título de curiosidade, da mesma forma que P e Q constituem, respectivamente, as partes real e imaginária da potência aparente S, a potência real p e a imaginária q são as partes homônimas da grandeza que Akagi e coautores (AKAGI et al., 2017) nomeiam de potência aparente instantânea, ou s. Vide equação (2.9).

$$\mathbf{s} = \mathbf{vi}^* = (v_\alpha + \mathbf{j}v_\beta)(i_\alpha - \mathbf{j}i_\beta) = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + \mathbf{j}(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) = p + \mathbf{j}q$$
(2.9)

2.2. COMPENSAÇÃO HARMÔNICA EM SISTEMAS A TRÊS FIOS

A teoria *p-q* revela-se como uma poderosa ferramenta para a identificação, via equação (2.5), das parcelas indesejáveis das correntes instantâneas de fase, que estão associadas à existência de harmônicos e desequilíbrios na rede elétrica. Aspirando isolar as frações das potências *p* e *q* atreladas à presença destes fenômenos, Watanabe e Aredes (WATANABE & AREDES, 1998) decompõem tensões e correntes de fase de um sistema trifásico genérico em suas componentes simétricas para o n-ésimo harmônico.

$$v_{an} = \sqrt{2}V_{0n}\sin(\omega_{n}t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}V_{+n}\sin(\omega_{n}t + \phi_{+n}) + \sqrt{2}V_{-n}\sin(\omega_{n}t + \phi_{-n})$$

$$v_{bn} = \sqrt{2}V_{0n}\sin(\omega_{n}t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}V_{+n}\sin(\omega_{n}t + \phi_{+n} - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}V_{-n}\sin(\omega_{n}t + \phi_{-n} + \frac{2\pi}{3})$$

$$v_{cn} = \sqrt{2}V_{0n}\sin(\omega_{n}t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}V_{+n}\sin(\omega_{n}t + \phi_{+n} + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}V_{-n}\sin(\omega_{n}t + \phi_{-n} - \frac{2\pi}{3})$$
(2.10)

$$i_{an} = \sqrt{2}I_{0n}\sin(\omega_{n}t + \delta_{0n}) + \sqrt{2}I_{+n}\sin(\omega_{n}t + \delta_{+n}) + \sqrt{2}I_{-n}\sin(\omega_{n}t + \delta_{-n})$$

$$i_{bn} = \sqrt{2}I_{0n}\sin(\omega_{n}t + \delta_{0n}) + \sqrt{2}I_{+n}\sin(\omega_{n}t + \delta_{+n} - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}I_{-n}\sin(\omega_{n}t + \delta_{-n} + \frac{2\pi}{3})$$

$$i_{cn} = \sqrt{2}I_{0n}\sin(\omega_{n}t + \delta_{0n}) + \sqrt{2}I_{+n}\sin(\omega_{n}t + \delta_{+n} + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}I_{-n}\sin(\omega_{n}t + \delta_{-n} - \frac{2\pi}{3})$$

$$(2.11)$$

Em seguida, os pesquisadores expressam essas grandezas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$.

$$v_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} V_{+n} \sin(\omega_{n} t + \phi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} V_{-n} \sin(\omega_{n} t + \phi_{-n})$$

$$v_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3} V_{+n} \cos(\omega_{n} t + \phi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} V_{-n} \cos(\omega_{n} t + \phi_{-n})$$
(2.12)

$$i_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{+n} \sin(\omega_{n} t + \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{-n} \sin(\omega_{n} t + \delta_{-n})$$

$$i_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3} I_{+n} \cos(\omega_{n} t + \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{-n} \cos(\omega_{n} t + \delta_{-n})$$
(2.13)

A partir das equações (2.12) e (2.13), e das fórmulas das potências p e q presentes em (2.1), é possível descrever as potências real e imaginária em termos de componentes simétricas, bem como decompô-las em uma parcela constante, que representa o valor médio dessas grandezas, \bar{p} e \bar{q} , e outra oscilante, \tilde{p} e \tilde{q} .

$$\bar{p} = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} I_{+n} \cos(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-n} I_{-n} \cos(\phi_{-n} - \delta_{-n})$$
(2.14)

$$\tilde{p} = \sum_{\substack{m=1 \ m\neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{+n}) + \sum_{\substack{m=1 \ m\neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{-n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n}) +$$
(2.15)

$$+\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty}-3V_{+m}I_{-n}\cos((\omega_{m}+\omega_{n})t+\phi_{+m}+\delta_{-n})+$$

$$+\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty}-3V_{-m}I_{+n}\cos((\omega_{m}+\omega_{n})t+\phi_{-m}+\delta_{+n})$$

$$\bar{q} = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} I_{+n} \sin(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-n} I_{-n} \sin(\phi_{-n} - \delta_{-n})$$
(2.16)

$$\tilde{q} = \sum_{\substack{m=1 \ m \neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \sin((\omega_{m} - \omega_{n})t + \phi_{+m} - \delta_{+n}) +$$

$$+ \sum_{\substack{m=1 \ m \neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m} I_{-n} \sin((\omega_{m} - \omega_{n})t + \phi_{-m} - \delta_{-n}) +$$

$$+ \sum_{\substack{m=1 \ m \neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m} I_{-n} \sin((\omega_{m} + \omega_{n})t + \phi_{+m} + \delta_{-n}) +$$

$$+ \sum_{\substack{m=1 \ m \neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{+n} \sin((\omega_{m} + \omega_{n})t + \phi_{-m} + \delta_{+n}) +$$

$$+ \sum_{\substack{m=1 \ m \neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{+n} \sin((\omega_{m} + \omega_{n})t + \phi_{-m} + \delta_{+n}) +$$

$$(2.17)$$

A observação atenta das equações (2.15) e (2.17) revela que (1) os dois primeiros somatórios presentes nas frações oscilantes de p e q são nulos em sistemas à frequência fundamental, em virtude da condição " $m \neq n$ "; e (2) o terceiro e o quarto somatórios, que envolvem o produto de componentes simétricas de tensão e corrente de sequências opostas, valem zero em sistemas balanceados. Em outras palavras, embora os termos médios de p e q possam existir, conforme (2.14) e (2.16), em sistemas senoidais equilibrados, os termos CA são intimamente relacionados à presença de harmônicos ou desequilíbrios na rede. Assim, para fim do cálculo da referência da corrente de compensação harmônica em sistemas a três fios, basta substituir os valores de p e q, em (2.5), por suas respectivas frações oscilantes, \tilde{p} e \tilde{q} , e aplicar a transformada inversa de Clarke às correntes encontradas no referencial $\alpha\beta$, considerando-se $i_0 = 0$.

2.3. GENERALIZAÇÃO DA TEORIA p-q PARA SISTEMAS QUAISQUER

Previamente neste estudo, estabeleceu-se que é possível tirar vantagem do fato de que p_{θ} é nula em sistemas a três fios para se eliminar a terceira equação em (2.1) e calcular as correntes de compensação a partir de (2.5). Para um valor de p_{θ} diferente de zero, a inversa de (2.1) é dada pela equação (2.18), a partir da qual se percebe por que motivo a formulação original da teoria p-q não pode ser aplicada a sistemas trifásicos a quatro fios com correntes e tensões genéricas. Nesta última equação, o termo $(v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2)/v_{\theta}$, que vai ao infinito quando o valor instantâneo de v_{θ} vai a zero, impossibilita o controle de corrente dos filtros ativos.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{0} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^{2} + v_{\beta}^{2}} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & 0 \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{v_{\alpha}^{2} + v_{\beta}^{2}}{v_{0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ p_{0} \end{bmatrix}$$
(2.18)

Em 1992, Willems (WILLEMS, 1992) propõe uma nova interpretação da teoria p-q que permite generalizá-la para sistemas quaisquer, inclusive os monofásicos e os trifásicos a quatro fios. Ele sugere que as tensões e correntes instantâneas de um sistema de m fases sejam encaradas como vetores m-dimensionais, \mathbf{v} e \mathbf{i} . A potência instantânea transferida entre fonte e carga seria dada pelo produto escalar desses vetores, de acordo com (2.19).

$$p_{m\phi} = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} = \mathbf{v}^{\mathrm{T}} \mathbf{i} \tag{2.19}$$

Willems define o vetor corrente ativa instantânea i_p , projeção ortogonal de i sobre v.

$$\mathbf{i_p} = \frac{\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}}{|\mathbf{v}|^2} \mathbf{v} = \frac{p_{m\phi}}{|\mathbf{v}|^2} \mathbf{v}$$
 (2.20)

Define, também, o vetor corrente reativa instantânea i_q , ortogonal a v, conforme (2.21).

$$\mathbf{i_q} = \mathbf{i} - \mathbf{i_p} \tag{2.21}$$

Segundo Willems, as correntes assim definidas carregam consigo toda a informação presente nas potências real e imaginária da teoria *p-q*. A potência real *p* seria dada por:

$$p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i_n} \tag{2.22}$$

e a imaginária q por:

$$q = |\mathbf{q}| = |\mathbf{v} \times \mathbf{i}_{\mathbf{q}}| \tag{2.23}$$

Embora Willems apresente as relações (2.22) e (2.23), ele afirma que, para se obter os mesmos resultados que Akagi (AKAGI et al., 1984), é desnecessário definir p e q, bastando-se conhecer i_p e i_q . De fato, é possível mostrar que, no caso trifásico a três fios, a corrente ativa instantânea i_p de Willems tem como componentes as correntes ativas $i_{\alpha p}$ e $i_{\beta p}$ de Akagi e coautores, definidas em (2.6), e que i_q é aquele vetor cujas componentes são as correntes reativas $i_{\alpha q}$ e $i_{\beta q}$. No sistema de coordenadas $\alpha\beta$, tem-se que:

$$\mathbf{i}_{\mathbf{p}} = \frac{\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}}{|\mathbf{v}|^2} \mathbf{v} = \left(\frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \left[v_{\alpha} v_{\beta}\right] \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}\right) \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{p}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix}$$
(2.24)

e que:

$$\mathbf{i_q} = \mathbf{i} - \mathbf{i_p} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\alpha q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix}$$
(2.25)

Nota-se que os postulados de Willems, apesar de mais gerais, são menos flexíveis que a teoria *p-q*, tendo em vista que esta última possibilita não somente a compensação das correntes ativas

e reativas instantâneas, relacionadas, nesta ordem, à totalidade das potências p e q, mas também de correntes associadas a frações destas potências, como visto na discussão sobre compensação harmônica em sistemas trifásicos a três fios.

2.4. TEORIA p-q MODIFICADA PARA SISTEMAS A QUATRO FIOS

Em 1994 e 1995, Togasawa et al. e Nabae et al. introduzem a teoria p-q modificada, que redefine os conceitos de potência real e imaginária para permitir a compensação de correntes em redes trifásicas com condutor de neutro. A potência real é considerada o produto escalar dos vetores tensão e corrente definidos em referencial $\alpha\beta0$, ao passo que a potência imaginária é o produto vetorial dos mesmos.

$$p = \mathbf{v}_{\alpha\beta0} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta0} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \ v_{\beta} \ v_{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\theta} \end{bmatrix} = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta} + v_{\theta}i_{\theta}$$
 (2.26)

$$\mathbf{q} = \mathbf{v}_{\alpha\beta\mathbf{0}} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta\mathbf{0}} = \begin{bmatrix} -v_0 i_\beta + v_\beta i_0 \\ v_0 i_\alpha - v_\alpha i_0 \\ -v_\beta i_\alpha + v_\alpha i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix}$$
(2.27)

Reunidas em formato matricial, as equações (2.26) e (2.27) resultam em (2.28):

$$\begin{bmatrix} p \\ q_{\alpha} \\ q_{\beta} \\ q_{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & v_{0} \\ 0 & -v_{0} & v_{\beta} \\ v_{0} & 0 & -v_{\alpha} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta\mathbf{0}} \tag{2.28}$$

cuja inversa é (2.29).

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta0} = \frac{1}{\left|\mathbf{v}_{\alpha\beta0}\right|^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & 0 & v_{\theta} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\theta} & 0 & v_{\alpha} \\ v_{\theta} & v_{\beta} & -v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_{\alpha} \\ q_{\beta} \\ q_{\theta} \end{bmatrix}$$
(2.29)

O método de controle de filtros ativos baseado na teoria *p-q* modificada é tão flexível quanto aquele baseado na teoria original, já que há liberdade para a escolha das potências – ou de suas frações – que se deseja compensar. Por exemplo, para que sejam determinadas as correntes responsáveis pela transferência ativa de energia entre fonte e carga, anulam-se os componentes da potência imaginária em (2.29). O resultado obtido é justamente a corrente ativa instantânea de Willems para o caso trifásico.

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta0} = \frac{1}{\left|\mathbf{v}_{\alpha\beta0}\right|^{2}} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & 0 & v_{0} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{0} & 0 & v_{\alpha} \\ v_{0} & v_{\beta} & -v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{p_{3\phi}}{\left|\mathbf{v}_{\alpha\beta0}\right|^{2}} \mathbf{v}_{\alpha\beta0} = \mathbf{i}_{\mathbf{p}}$$
(2.30)

Apesar de que a teoria *p-q* modificada representa uma ferramenta flexível para a implementação de filtros ativos em sistemas a quatro fios, a carência de significado físico dos componentes do vetor potência imaginária instantânea pode dificultar a seleção adequada das potências a serem

compensadas. A este respeito, Cortés apresenta os argumentos exibidos na nota¹ abaixo, onde se ressalta o fato de que em sendo as potências q_{α} , q_{β} e q_{θ} linearmente dependentes, visto que o determinante da submatriz de coeficientes a elas relacionados é nulo na equação (2.28), somente podem existir dois componentes da potência imaginária, e não três.

¹ "Nesta teoria, a correta abordagem matemática da interação entre as tensões e correntes no domínio α β 0 não é acompanhada por uma análise de circuito que revele o significado físico das mesmas. Portanto, a justificativa das trocas de energia associadas a cada uma das potências imaginárias é tarefa, se não impossível, extremamente complexa. Além disso, a falta de fundamentação física na concepção de $q_α$, $q_β$ e q_0 dá lugar a uma inconsistência no mapa de potências. (...) Isso implica que as potências imaginárias $q_α$, $q_β$ e q_0 não são linearmente independentes e então, na realidade, só existem duas potências imaginárias características." (CORTÉS, 2005, p. 74)

3. PROJETO DO FILTRO ATIVO PARALELO

O projeto criterioso de filtros ativos é de importância fundamental para que se evitem problemas no controle destes dispositivos e custos desnecessários relacionados ao superdimensionamento de seus componentes. Embora o processo englobe várias etapas (e.g. determinação da potência de saída, da tensão de entrada e da eficiência do filtro, escolha do sinal de modulação adequado, seleção de transistores e diodos para compor as chaves bidirecionais, etc.), aqui será feito um projeto simplificado da capacitância do barramento CC do SAPF (*Shunt Active Power Filter*), de sua indutância de acoplamento à rede, e do controlador da corrente de compensação.

O filtro deverá operar em uma rede trifásica a três fios, 60Hz, 380V entre fases e, para que seja capaz de impor uma corrente de compensação de magnitude e sentido apropriados, a tensão de seu barramento CC deve exceder o valor de pico da tensão de linha da rede por um fator que varia entre 1,2 e 1,5 em grande parte das aplicações. Neste estudo, será considerada uma tensão CC de 700V.

3.1. DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA DE SAÍDA DO FILTRO

A indutância de acoplamento na saída do SAPF afeta diretamente a capacidade de compensação do filtro. Seu valor deve ser grande o suficiente para suprimir a ondulação (ripple) da corrente de compensação harmônica, porém não deve exceder um certo limite superior que comprometa a capacidade de excursão desta corrente, impedindo-a de acompanhar a referência estabelecida pelo controlador. Para que se proceda à formulação do valor mínimo L_{min} da indutância, convém observar a Figura 3.1 (RONCHI & TILLI, 2002).

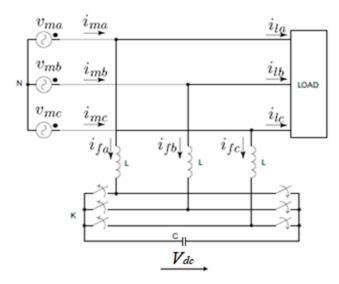


Figura 3.1 – Esquema do SAPF com inversor full-bridge fonte de tensão trifásico (RONCHI & TILLI, 2002).

Sejam $\mathbf{s} = [s_a \ s_b \ s_c]^{\mathrm{T}}$ o vetor dos sinais de controle dos pares de chaves $(s_x = 0 \ \text{ou} \ 1, x = a, b \ \text{ou} \ c)$ e $\mathbf{v}_f = [v_{fa} \ v_{fb} \ v_{fc}]^{\mathrm{T}}$ o vetor dos potenciais elétricos nos pontos médios dos braços do inversor. Se R é a resistência intrínseca dos indutores de acoplamento, então a dinâmica do filtro é dada por (3.1).

$$\mathbf{v_{fN}} = \mathbf{v_{m}} - R\mathbf{i_f} - L\frac{d}{dt}\mathbf{i_f} = \begin{bmatrix} v_{ma} \\ v_{mb} \\ v_{mc} \end{bmatrix} - R\begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} - L\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix}$$
(3.1)

Supondo que os vetores $\mathbf{v_m}$ e $\mathbf{i_f}$ são equilibrados, isto é, que a soma de seus componentes é nula, então resulta de (3.1) que $v_{faN} + v_{fbN} + v_{fcN} = 0$. Mas $\mathbf{v_{fN}}$ pode ser escrito conforme (3.2).

$$\mathbf{v_{fN}} = \mathbf{v_{fK}} - \mathbf{v_{NK}} = V_{dc}\mathbf{s} - v_{NK}[1\ 1\ 1]^{\mathrm{T}}$$
(3.2)

Somando-se as três equações escalares em (3.2) e isolando-se v_{NK} , obtém-se (3.3).

$$v_{NK} = \frac{s_a + s_b + s_c}{3} V_{dc} \tag{3.3}$$

Da substituição de v_{NK} em (3.2) resulta (3.4).

$$\mathbf{v_{fN}} = \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} - \frac{s_a + s_b + s_c}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \end{pmatrix} V_{dc} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} V_{dc} = \mathbf{u} V_{dc}$$
(3.4)

As seis combinações de s_a , s_b e s_c que originam um vetor \mathbf{u} não nulo formam uma base vetorial hexagonal regular para a síntese das tensões dos braços do VSI (*Voltage Source Inverter*). O uso de técnicas de PWM para o estabelecimento da referência \mathbf{u}^* é responsável pela ocorrência da ondulação $\Delta \mathbf{i_f}$ da corrente de compensação. Considerando-se $\mathbf{i_f} = \mathbf{i_f}^* + \Delta \mathbf{i_f}$ e $\mathbf{u} = \mathbf{u}^* + \Delta \mathbf{u}$, é possível obter a equação (3.5) a partir da tensão sobre o indutor de acoplamento, desprezada a sua resistência intrínseca.

$$L\frac{d}{dt}\Delta \mathbf{i_f} = L\frac{d}{dt}\mathbf{i_f} - L\frac{d}{dt}\mathbf{i_f}^* = (\mathbf{v_m} - \mathbf{v_{fN}}) - (\mathbf{v_m} - \mathbf{v_{fN}}^*) = -V_{dc}\Delta \mathbf{u}$$
(3.5)

A ondulação máxima ocorre quando a referência \mathbf{u}^* se encontra no meio de um dos lados do hexágono, como na Figura 3.2 (RONCHI & TILLI, 2002). Seu valor é calculado em (3.6), onde $\Delta \hat{\mathbf{u}}$ é o versor de $\Delta \mathbf{u}$, e T_S é o período de chaveamento. Na circunstância apresentada na figura, o ciclo de trabalho das chaves do conversor vale 1/2, e $|\Delta \mathbf{u}| = |\mathbf{u}_1 - \mathbf{u}^*| = |\mathbf{u}_1| \text{sen} 30^\circ = 1/3$.

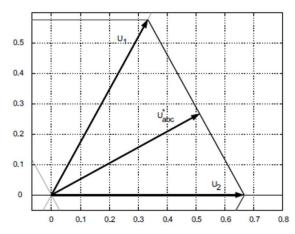


Figura 3.2 – Pior caso de ripple da corrente de compensação (RONCHI & TILLI, 2002).

$$\Delta \mathbf{i_{f(max)}} = -\frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_0 + \frac{T_S}{2}} [V_{dc} \Delta \mathbf{u}]_{\mathbf{u}1} dt = -\frac{V_{dc}}{3L} \int_{t_0}^{t_0 + \frac{T_S}{2}} \Delta \hat{\mathbf{u}} dt = -\frac{V_{dc} T_S}{6L} \Delta \hat{\mathbf{u}}$$
(3.6)

Impondo-se que o máximo *ripple* de corrente seja inferior a um Δi_r conhecido, determina-se o mínimo valor da indutância de acoplamento.

$$L \ge \frac{V_{dc}T_S}{6\Delta i_r}$$
 ou, equivalentemente, $L_{min} = \frac{V_{dc}}{6f_S\Delta i_r}$ (3.7)

Se f_S for de 20kHz e Δi_r for igual a 20% do valor nominal da corrente de saída do filtro – que, para uma potência $S_f = 10$ kVA, vale $I_{rms} = 15$ A – então $L_{min} = 2$ mH. É aconselhável que o valor da indutância utilizada no filtro esteja próximo deste limite inferior calculado, para que haja garantia de controle do *ripple* sem, conforme discutido previamente, grande comprometimento da capacidade de variação da corrente de compensação.

3.2. DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA CC DO INVERSOR

Para a correta atuação do SAPF, é essencial que se mantenha estável a tensão de seu barramento CC. As flutuações desta tensão, que estão relacionadas às trocas de energia entre os lados CC e CA do filtro, sobretudo ao componente oscilante da potência real instantânea de compensação, podem ser reduzidas por um projeto adequado do capacitor CC. Capacitâncias maiores proveem maior estabilidade da tensão, mas acarretam maiores custo e volume.

Haja vista que o projeto do capacitor é dependente da carga compensada pelo filtro, cabe agora definir as características desta última, a fim de que se possa calcular a potência real instantânea oscilante por ela requerida. A Figura 3.3, obtida via simulação no MATLAB/Simulink, ilustra um retificador acoplado a uma carga resistiva de 10kW, que constituem conjuntamente a carga do SAPF.

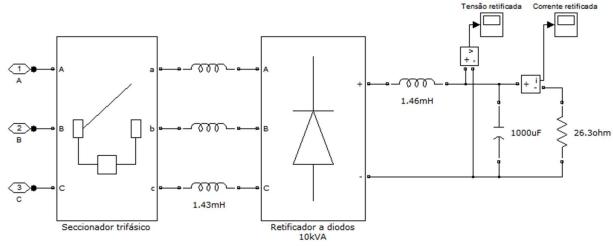


Figura 3.3 – Carga não linear a ser compensada pelo SAPF.

Apresentam-se, na Figura 3.4, a forma de onda e o espectro de frequências da corrente da fase A do retificador, e na Tabela 3.1, as amplitudes das correntes harmônicas e suas defasagens em relação à tensão da fase A da fonte trifásica. Tais resultados podem ser estendidos para as fases B e C, e permitem a determinação da expressão de \tilde{p} conforme (2.15). Neste cálculo, deve-se atentar aos fatos de que, em sendo o sistema da Figura 3.3 alimentado por uma fonte equilibrada e não distorcida, as tensões em referencial $\alpha\beta$ apresentam apenas a componente fundamental de sequência positiva, e as correntes harmônicas de ordem 1+6k e 5+6k, k natural, são puramente de sequência positiva e negativa, respectivamente. Já que os harmônicos que mais contribuem para a distorção das correntes na entrada do retificador são, de acordo com a Figura 3.4, os de ordem 5, 7, 11, 13, 17 e 19, apenas estes serão considerados no cálculo da potência \tilde{p} , que, em conformidade com a equação (2.15), é dada por:

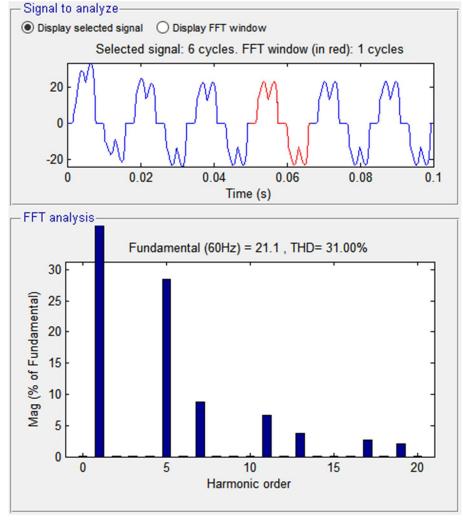


Figura 3.4 – Distribuição harmônica da corrente da fase A do retificador trifásico.

Tabela 3.1 – Magnitudes (% fundamental, I1 = 14,92A rms) e fases das componentes harmônicas da corrente da fase A do retificador trifásico.

	Harmônico	Magnitude	Fase
0	Hz (CC)	0,06%	90,0°
60	Hz (fundamental)	100,00%	-13,2°
120	Hz (h2)	0,13%	182,4°
180	Hz (h3)	0,07%	46,6°
240	Hz (h4)	0,02%	-54,5°
300	Hz (h5)	28,42%	103,3°
360	Hz (h6)	0,04%	-87,6°
420	Hz (h7)	8,75%	157,5°
480	Hz (h8)	0,01%	256,1°
540	Hz (h9)	0,02%	132,8°
600	Hz (h10)	0,01%	14,8°
660	Hz (h11)	6,70%	230,1°
720	Hz (h12)	0,02%	-5,3°
780	Hz (h13)	3,80%	238,9°
840	Hz (h14)	0,01%	-19,8°
900	Hz (h15)	0,01%	218,1°
960	Hz (h16)	0,00%	98,0°
1020	Hz (h17)	2,74%	-22,7°
1080	Hz (h18)	0,01%	80,7°
1140	Hz (h19)	2,13%	-20,9°
1200	Hz (h20)	0,00%	65,2°

$$\tilde{p} = -3V_{+1}I_{-5}\cos(6\omega t + \delta_{-5}) + 3V_{+1}I_{+7}\cos(-6\omega t - \delta_{+7}) +
-3V_{+1}I_{-11}\cos(12\omega t + \delta_{-11}) + 3V_{+1}I_{+13}\cos(-12\omega t - \delta_{+13}) +
-3V_{+1}I_{-17}\cos(18\omega t + \delta_{-17}) + 3V_{+1}I_{+19}\cos(-18\omega t - \delta_{+19})$$
(3.8)

onde $V_{+I} = 220$ V é o valor rms da tensão de fase da fonte da Figura 3.3, I_{+n} e I_{-n} são obtidos da Tabela 3.1 através da expressão (14,92A/100) · Magnitude(hn), e δ_{+n} e δ_{-n} são obtidos fazendose ($2\pi/360^{\circ}$) · Fase(hn).

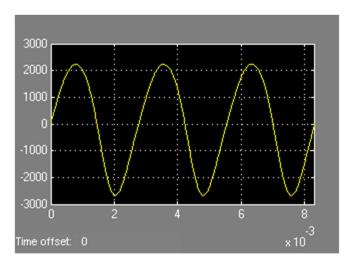


Figura 3.5 – Simulação da forma de onda da potência oscilante \tilde{p} solicitada pelo retificador trifásico.

O valor pico a pico do *ripple* da tensão CC do conversor do SAPF, ΔV_{dc} , relaciona-se a \tilde{p} através da equação (3.9), que representa a transferência de energia entre os lados CC e CA do filtro durante um período de carga do capacitor, que vai de $t_0 = 2,7$ ms a $t_f = 4,2$ ms na Figura 3.5.

$$\int_{t_0}^{t_f} \tilde{p} \, dt = \frac{1}{2} C (V_{dc} + \Delta V_{dc})^2 - \frac{1}{2} C V_{dc}^2$$
 (3.9)

Computando-se o valor da integral e impondo-se uma ondulação de 7V, correspondente a 1% da tensão CC do conversor, conclui-se que C deve valer aproximadamente $500\mu F$.

3.3. PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE DE CORRENTE

O SAPF pode ser encarado como uma fonte de tensão controlada v^* que se opõe à força contra eletromotriz v_S do PCC, injetando na rede elétrica uma corrente de magnitude i_F . O modelo do filtro está apresentado na Figura 3.6, onde L=2mH é a indutância de acoplamento, e $R=0,2\Omega$, a resistência intrínseca do indutor.

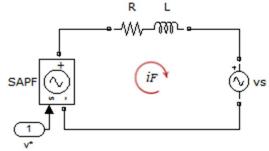


Figura 3.6 – Modelo da planta.

Segue-se, então, a equação de i_F , a saída da planta, no domínio da frequência.

$$I_F = \frac{V^* - V_S}{sL + R} \tag{3.10}$$

Para que seja possível aplicar a tensão U^* , calculada por um controlador PI, sobre o indutor de acoplamento, faz-se necessária a antecipação da ação do distúrbio V_S no processo por meio de uma alça de controle *feedforward*. Logo, V^* deve ser ditada pela expressão (3.11).

$$V^* = U^* + V_S (3.11)$$

A arquitetura do circuito de controle resultante da discussão prévia está ilustrada na Figura 3.7.

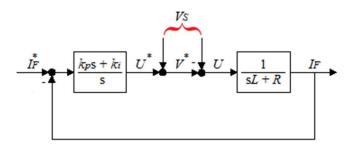


Figura 3.7 – Diagrama de blocos do circuito de controle do SAPF.

Sua função de transferência de malha fechada é dada por (3.12).

$$\frac{I_F}{I_F^*} = \frac{\frac{k_{pc}}{L} s + \frac{k_{ic}}{L}}{s^2 + \left(\frac{k_{pc}}{L} + \frac{R}{L}\right) s + \frac{k_{ic}}{L}}$$
(3.12)

Pode-se comparar o denominador de (3.12) com o da função de transferência padrão de segunda ordem, *T*, apresentada em (3.13).

$$T = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{3.13}$$

Em consequência, derivam-se as expressões de k_p e k_i , conforme (3.14).

$$k_{pc} = 2\zeta \omega_n L - R$$

$$k_{ic} = \omega_n^2 L$$
(3.14)

O fator de amortecimento ζ foi considerado igual a 0,707. Já a frequência natural de oscilação, ω_n , foi tomada como 6000π rad/s, de modo a se obter uma faixa de passagem suficientemente grande para que o filtro seja capaz de sintetizar harmônicos de compensação de corrente não atenuados de ordem igual ou inferior a 50. Os ganhos resultantes da apropriada substituição de valores em (3.14) são $k_{pc} = 53$ e $k_{ic} = 7,1 \cdot 10^5$, aproximadamente.

A estabilidade do sistema foi avaliada através do diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do circuito, plotado por via da ferramenta SISOtool do MATLAB e apresentado na Figura 3.8.

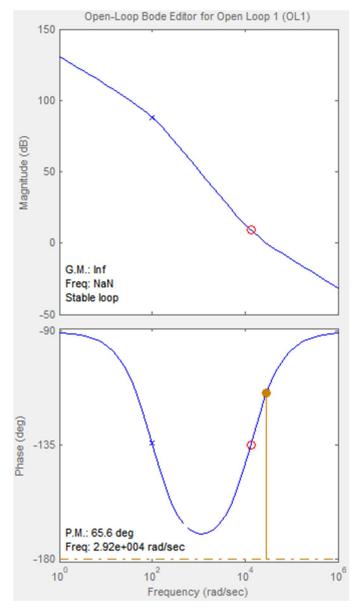


Figura 3.8 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do circuito de controle de corrente.

4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os subsistemas do sistema simulado no MATLAB/Simulink, apresentado na Figura 4.1 e cujos parâmetros podem ser recapitulados na Tabela 4.1, estão ilustrados nas Figuras 4.2 a 4.5.

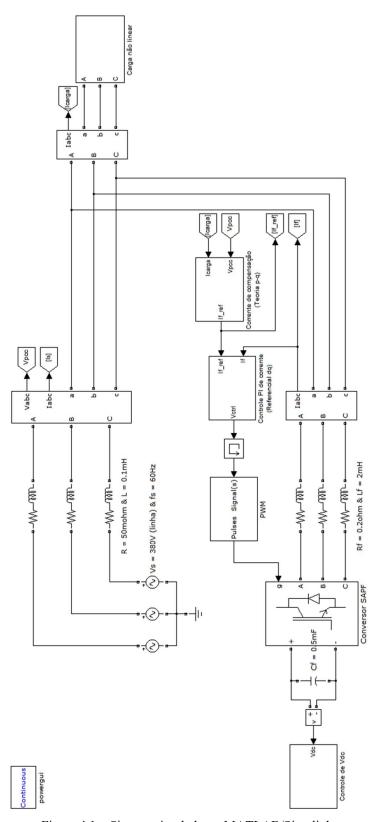


Figura 4.1 – Sistema simulado no MATLAB/Simulink.

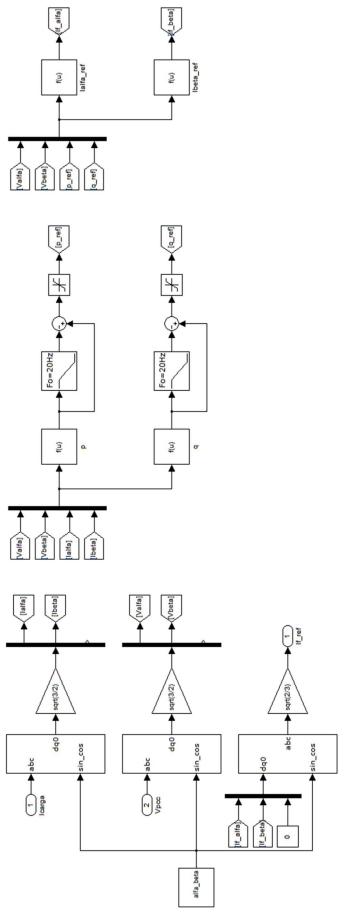


Figura 4.2 – Subsistema "Corrente de compensação (Teoria p-q)".

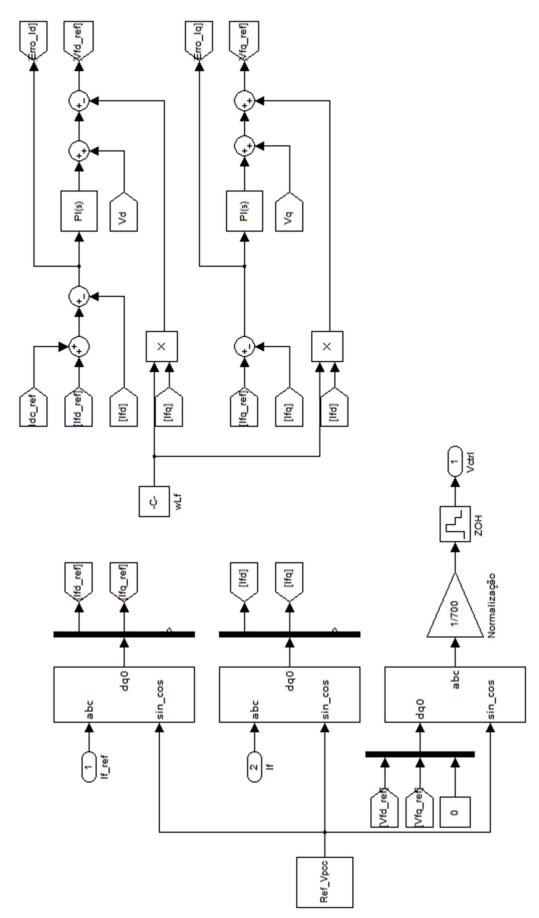


Figura 4.3 – Subsistema "Controle PI de corrente (Referencial dq)".

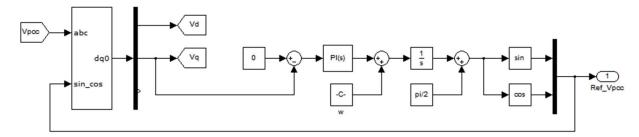


Figura 4.4 - PLL para controle de corrente em referencial de síncrono com V_{pcc} .

No subsistema "Corrente de compensação (Teoria p-q)", que consta na Figura 4.2, procede-se ao cálculo do valor de referência da corrente para correção harmônica a partir da execução do algoritmo da teoria p-q. Em conformidade com o que se apresentou no capítulo 2, o processo para a determinação do *setpoint* da corrente em questão envolve as etapas de medição de tensões e correntes de fase da carga (V_{pcc} e I_{carga}), transformação destas grandezas para o referencial $\alpha\beta$, cálculo das potências p e q, e filtragem de suas componentes oscilantes. Na figura, as funções que se prestam à determinação das potências real e imaginária estão de acordo com a equação (2.1), aquelas destinadas ao cálculo da referência da corrente de compensação são concordantes com (2.5), e as frações oscilantes de p e q são separadas de seus componentes médios por via de filtros passa baixas com frequência de corte F_0 = 20Hz e saturadas para que fiquem entre 5 e -5kVA.

O subsistema do controlador PI da corrente de compensação, cujas constantes proporcional e integral constam na Tabela 4.1, pode ser contemplado na Figura 4.3. No processo de controle, os erros de corrente são utilizados para que se estabeleçam os valores de tensão que devem ser impostos nos pontos médios dos braços do conversor do SAPF. Estes valores, calculados em referencial dq síncrono com a tensão do PCC, como ditado pelo PLL nomeado "Ref_V_{pcc}" na Figura 4.3 e detalhado na Figura 4.4, são convertidos para o referencial natural, normalizados pelo valor da tensão do barramento CC do filtro e, por fim, mantidos fixos durante um período de chaveamento pelo ZOH. Ao final do processo se obtém V_{ctrl}, a tríade de tensões de controle do PWM. Cabe fazer menção a que entram na composição do valor de referência da corrente de eixo d uma parcela proveniente do subsistema "Corrente de compensação (Teoria *p-q*)", I_{fd_ref}, e outra proveniente do subsistema "Controle de V_{dc}", I_{dc_ref}.

O terceiro e último subsistema, "Controle de V_{dc}", presente na Figura 4.5, contém o controlador PI da tensão do barramento CC do filtro ativo, cujos ganhos proporcional e integral também se encontram na Tabela 4.1. A corrente que flui pelo capacitor C_f do lado CC do conversor para manter a tensão no valor de referência de 700V, I_{dc_ref} , é saturada entre 20 e -20A e, conforme mencionado, entra na composição do valor de referência da corrente de compensação de eixo d.

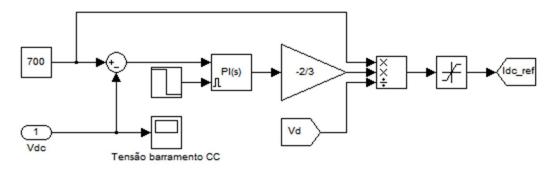


Figura 4.5 – Subsistema "Controle de V_{dc}".

Tabela 4.1 – Parâmetros do sistema simulado.

Parâmetro	Valor			
Tensão e frequência da linha	V_S	=380V(rms)	f	=60Hz
Impedância da linha	R	$=50\mathrm{m}\Omega$	L	= 0.1 mH
Parâmetros de projeto do filtro	L_f	=2mH	C_f	= 0.5 mF
Frequência de chaveamento	f_S	=20kHz		
Ganhos do controlador de corrente	k_{pc}	= 53,1145953	k_{ic}	= 710611,517
Ganhos do controlador da tensão CC	k_{pv}	= 0.0471238898	k_{iv}	=3,70110165

A carga da Figura 3.3, a princípio desconectada do sistema, é a ele ligada subitamente após um ciclo da fundamental. As Figuras 4.6 e 4.7, que ilustram os valores simulados, os de referência e os erros das correntes de compensação de eixos d e q, confirmam que o controlador PI, de fato, impõe que as correntes injetadas na rede pelo filtro ativo sigam os valores de referência calculados por meio da execução do algoritmo da teoria *p-q*, mesmo depois do degrau de carga.

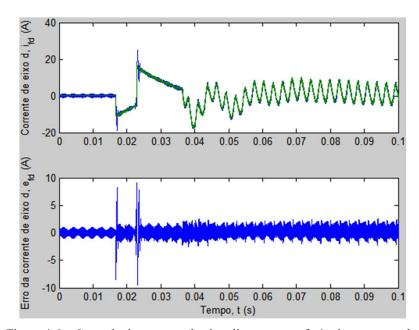


Figura 4.6 – Controle de corrente de eixo direto, com referência na cor verde.

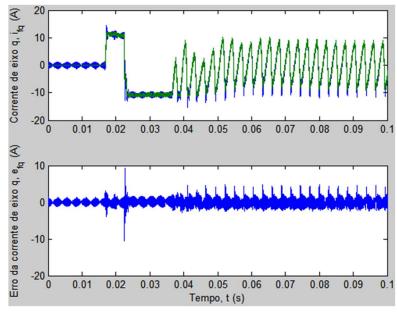


Figura 4.7 – Controle de corrente de eixo de quadratura, com referência na cor verde.

Neste trabalho, a distorção total da demanda (TDD – *Total Demand Distortion*), definida por (4.1), é usada como índice de performance da mitigação harmônica. Adotando-se a premissa de que a máxima corrente demandada pela carga não linear seja sua corrente nominal à frequência fundamental, então o TDD torna-se igual à distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) da corrente de linha, definida por (4.2). Nas citadas equações, I_h são os valores rms dos harmônicos de ordem h da corrente medida no PCC, e I_L é a máxima corrente demandada pela carga, considerada, na corrente análise, igual a I_I nominal.

$$TDD = \frac{1}{I_L} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$$
(4.1)

$$THD = \frac{1}{I_I} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$$
 (4.2)

Já se apresentou na Figura 3.4 que o THD da corrente de linha antes de haver compensação era de 31,00%. Na Figura 4.8, resgata-se este fato e acrescenta-se que, após a adição do SAPF, o THD reduziu-se a 4,03%. O efeito do filtro sobre a forma de onda desta corrente é evidenciado na Figura 4.9, onde se observa que, embora a corrente de carga continue altamente distorcida, a da linha tornou-se praticamente senoidal.

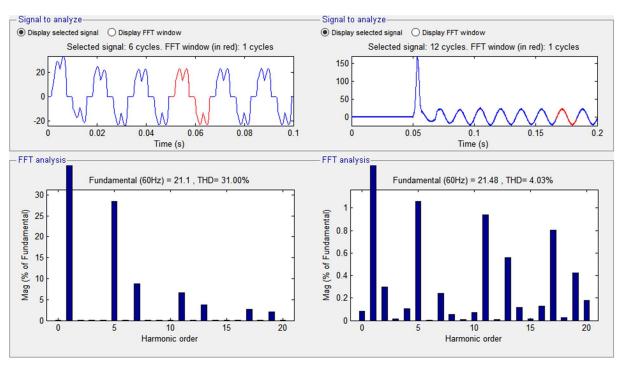


Figura 4.8 – Espectros harmônicos da corrente de linha antes e após compensação pelo SAPF.

Para averiguar se as determinações da norma IEEE Std. 519-1992 sobre os limites de distorção da corrente de linha foram cumpridas, faz-se necessário calcular a razão de curto circuito (SCR – *Short Circuit Ratio*), o quociente entre a corrente de curto circuito I_{SC} da rede e a corrente de carga, conforme (4.3).

$$SCR = \frac{I_{SC}}{I_L} = \frac{V_{\phi}/Z_{\phi}}{I_I} \cong 290 \tag{4.3}$$

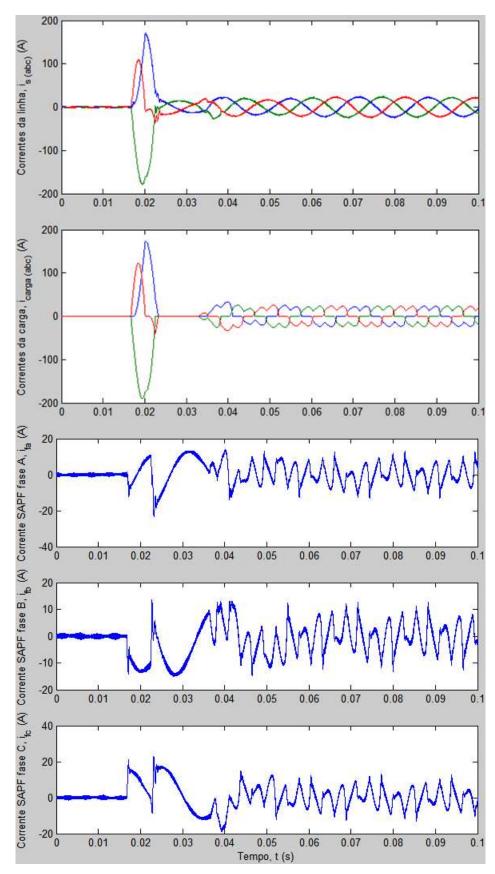


Figura 4.9 – De cima para baixo, correntes da linha, da carga e das fases A, B e C do filtro após compensação.

Apresentam-se, na Tabela 4.2 (IEEE Std. 519-1992), os limites de tolerância do TDD em redes de distribuição com tensão na faixa entre 120V e 69kV. Em um artigo sobre a interpretação da

norma 519-1992, Hoevenaars e coautores fazem reflexões a respeito da severidade dos limites impostos sobre este indicador, que pode variar conforme a susceptibilidade do PCC à distorção da tensão, susceptibilidade esta que é relacionada ao SCR. As ponderações feitas pelos autores são apresentadas em nota² de rodapé.

Máxima distorção harmônica da corrente em percentual de I_L Ordem dos harmônicos individuais (harmônicos ímpares)									
	I_{SC}/I_L $h < 11$ $11 \le h < 17$ $17 \le h < 23$ $23 \le h < 35$ $35 \le h$ TDD								
	<	20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0	
20	<	50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0	
50	<	100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0	
100	<	1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0	
	>	1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0	

Tabela 4.2 – Limites de distorção de corrente para sistemas de 120V a 69kV (IEEE Std. 519-1992).

Observa-se que o TDD de 4,03% obtido pós-compensação situa-se confortavelmente dentro do limite de 15% estabelecido pelo IEEE para sistemas em que 100 ≤ SCR < 1000. Evidentemente, e em conformidade com a análise de Hoevenaars, este não se trata de um limite severo, pois a rede simulada apresenta impedância de pequena magnitude e a carga simulada é relativamente leve. Estes fatos tornam-se bastante aparentes quando se analisa a distorção da tensão do PCC, que permanece praticamente constante e igual ao ínfimo valor de 0,5% antes e após a mitigação harmônica, como ilustrado na Figura 4.10. O pequeníssimo acréscimo no THD desta tensão pode ser atribuído à injeção de harmônicos em frequências múltiplas da de chaveamento pelo filtro na rede.

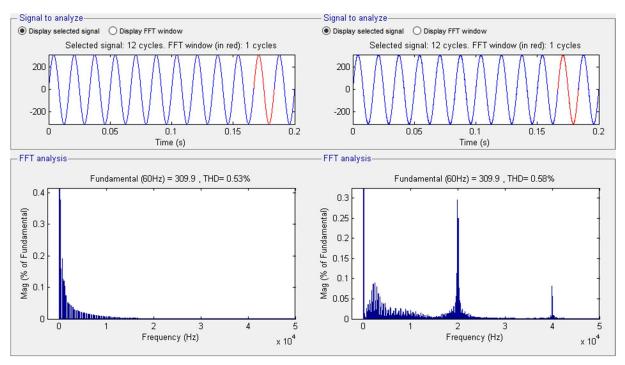


Figura 4.10 – Espectros harmônicos da tensão do PCC antes e após compensação pelo SAPF.

² "Para sistemas de potência com tensão entre 120V e 69000V, os limites [de corrente] podem ser encontrados na Tabela 10.3 da norma. Ela define limites para a Distorção Total da Demanda (corrente), e limites para correntes harmônicas individuais. Tais limites são mais severos para razões de curto circuito inferiores a 20, pois razões pequenas indicam que a impedância do sistema de potência é grande, ou que a carga é elevada, ou ambos. É mais provável ocorrer distorção da tensão devido às correntes harmônicas em um PCC onde a razão de curto circuito é pequena, justificando então os limites mais severos." (HOEVENAARS et al., 2003, p. 3)

5. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Com o objetivo de reiterar o bem conhecido fato de que os filtros ativos constituem excelentes soluções para a problemática dos harmônicos, realizou-se, neste trabalho, o projeto dos circuitos de potência e de controle, e a simulação de um filtro paralelo para a compensação harmônica em um sistema trifásico sem condutor de neutro.

Os componentes projetados, juntamente com o método de controle utilizado – que consistiu no uso da teoria *p-q* para determinação do *setpoint* da corrente de compensação, e no emprego de uma malha de controle de corrente em referencial dq – foram eficazes na redução do TDD da corrente de linha de 31,00% para 4,03%, valor este situado dentro do limite de 15% especificado pela norma IEEE Std. 519-1992 para redes com razão de curto circuito entre 100 e 1000. Uma vez que a rede simulada apresenta baixa impedância, não se observou alteração significativa no THD da tensão do PCC, que permaneceu em torno de 0,5%.

Futuramente, outras modalidades de controle podem ser contempladas, dentre as quais controle de corrente por histerese, ou o controle linear com PI ressonante. Por fim, como última proposta para um trabalho posterior, pode-se avaliar o desempenho da teoria *p-q* e das demais estratégias de controle na eliminação de harmônicos provenientes de cargas motrizes, em sistemas a três ou quatro fios.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. *Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-20, no. 3, maio e junho de 1984.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *The p-q Theory for Active Filter Control: Some Problems and Solutions*. Revista Controle & Automação, vol. 15, no. 1, janeiro, fevereiro e março de 2004.
- AKAGI, H. Modern active filters and traditional passive filters. Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, vol. 54, no. 3, 2006.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 2ª edição, Wiley-IEEE Press, 2017, pp. 8-11; 41-53; 71-87.
- CORTÉS, P. R. Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente em derivación para redes trifásicas de cuatro hilos. Tese de doutorado pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Espanha, 2005, pp. 9-24; 70-77.
- DUGAN, R. C.; McGRANAGHAM, M. F.; SANTOSO, S.; BEATY, H. W. *Electrical Power Systems Quality*, 2ª edição, McGraw-Hill, 2004, pp. 11-14, pp. 209-220.
- Electromagnetic Compatibitity (EMC), Part 1: General, Section 1: Application and interpretation of fundamental definitions and terms. IEC 61000-1-1, 1992.
- FUJITA, H.; AKAGI, H. *The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series-* and Shunt-Active Filters. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 2, março de 1998.
- HOEVENAARS, T; LeDOUX, K; COLOSINO, M. *Interpreting IEEE Std 519 and Meeting its Harmonics Limits in VFD Applications*. Copyright Material IEEE, Paper No. PCIC-2003-15, maio de 2003.
- IEEE Std. 519-1992: *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*.
- IEEE Xplore. Disponível em < http://ieeexplore.ieee.org>. Acesso em 18/03/2018.
- KHADKIKAR, V. Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no.5, maio de 2012.
- ÖZKAYA, H. *Parallel Active Filter Design, Control, and Implementation*. Tese de mestrado pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Eletrônica, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Middle East Technical University, junho de 2007, pp. 143-147.
- RONCHI, F.; TILLI, A. *Design Methodology for Shunt Active Filters*. 10th International Power Electronics and Motion Control Conference, Croácia, janeiro de 2002.

ROSA, F. C. *Harmonics and Power Systems*, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2006, pp. 69-83; 93-101.

SANTIPRAPAN, P.; AREERAK, K-L.; AREERAK, K-N. *Mathematical Model and Control Strategy on DQ Frame for Shunt Active Power Filters*. International Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 5, no. 12, 2011.

SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A Review of Active Filters for Power Quality Improvement. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, outubro de 1999.

WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações – Filtros Ativos e FACTS –*. CBA'98 (XII Congresso Brasileiro de Automática), Uberlândia, Brasil, setembro de 1998.

WILLEMS, J. L. A New Interpretation of the Akagi-Nabae Power Componentes for Non-sinusoidal Three-Phase Situations. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 41, no. 4, agosto de 1992.

WU, F-Z.; PENG, S.; WANG, B-B. *The Study on DC Capacitor Parameter Determination in Active Power Filter*. Physics Procedia, vol. 24, 2012, Part A, pp. 496-502.