

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

THIAGO SILVA AMORIM

**FILTRO HÍBRIDO DE BAIXA POTÊNCIA PARA APLICAÇÃO EM
SISTEMAS DE BAIXA TENSÃO**

VITÓRIA
2016

THIAGO SILVA AMORIM

**FILTRO HÍBRIDO DE BAIXA POTÊNCIA PARA APLICAÇÃO EM
SISTEMAS DE BAIXA TENSÃO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo - Ufes, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação

VITÓRIA
2016

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Setorial Tecnológica,
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

A524f Amorim, Thiago Silva, 1984 -
Filtro híbrido de baixa potência para aplicação em sistemas
de baixa tensão / Thiago Silva Amorim. – 2016.
83 f. : il.

Orientador: Lucas Frizera Encarnação.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Energia – Qualidade. 2. Sistemas de energia elétrica.
3. Harmônicos (Ondas elétricas). 4. Compensador de corrente
harmônica. 5. Filtros híbridos. I. Encarnação, Lucas Frizera. II.
Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. III.
Título.

CDU: 621.3

THIAGO SILVA AMORIM

**FILTRO HÍBRIDO DE BAIXA POTÊNCIA PARA APLICAÇÃO EM
SISTEMAS DE BAIXA TENSÃO**

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 11 de agosto de 2016.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação - Orientador

Universidade Federal do Espírito Santo - Ufes

Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti - Examinador Externo

Universidade Federal de Pernambuco - UFPE

Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti - Examinador Interno

Universidade Federal do Espírito Santo - Ufes

À minha família.

AGRADECIMENTOS

À minha família, em especial aos meus pais, Flora Silva Amorim e José Maria Amorim, e à minha irmã, Andrea Aparecida Silva Amorim, pelo apoio incondicional.

Ao meu orientador, professor Lucas Frizera Encarnação, pela confiança para a realização deste trabalho, pelo suporte oferecido, pelas contribuições, pela paciência e pelo tempo disponibilizado.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico (Lepac) pelos conhecimentos compartilhados e pelos momentos de descontração, em especial aos colegas: Odair de Barros Junior, Daniel Carletti, Jhonny Barzola, Rodrigo Fiorotti, Arthur Amorim, Luciano Medina, Flávio Oliveira, Weder Nunes e Thiago Malavazi.

Aos professores do LEPAC e do PPGEE pelo acolhimento durante o mestrado, sempre permitindo o desenvolvimento das minhas habilidades. Aos professores membros da banca examinadora, Domingos Sávio Lyrio Simonetti e Marcelo Cabral Cavalcanti.

À CAPES e ao CNPq pelo apoio financeiro concedido, sem o qual esta pesquisa não teria sido possível.

RESUMO

Neste trabalho são propostas uma topologia de filtro híbrido de baixa potência e uma estratégia de controle a ser aplicada neste filtro. A topologia híbrida proposta utiliza um filtro passivo *four-branch star*, sintonizado para filtrar a componente de sequência zero do 3º harmônico e as componentes positiva e negativa do 5º harmônico, e não utiliza o indutor de acoplamento na perna de neutro do inversor do filtro ativo. A estratégia de controle proposta utiliza os valores da capacitância de fase e das indutâncias de fase e de neutro do filtro *four-branch star* a fim de determinar os ganhos das correntes do inversor do filtro ativo. Estes ganhos correspondem às parcelas das componentes harmônicas da corrente de carga que o inversor do filtro ativo deve sintetizar de maneira que o filtro híbrido mitigue os efeitos de determinado harmônico na corrente do sistema. Por fim, a topologia de filtro híbrido e a estratégia de controle propostas são aplicadas em uma rede cuja carga é desbalanceada e a eficácia do filtro híbrido proposto é comprovada.

Palavras – chave: qualidade de energia, filtros híbridos, compensação harmônica.

ABSTRACT

This work proposes a low power rating hybrid filter topology and a selective control strategy for the proposed topology. The hybrid filter is composed by a four-branch star passive filter specific configuration and a four leg PWM converter that doesn't have a coupling inductor in the neutral wire. The four-branch star filter is tuned to filter zero-sequence third harmonic and negative-sequence fifth harmonic currents. The proposed selective control strategy uses the phase capacitance and phase and neutral inductances values from the four-branch star filter to determinate current gains. Those gains determine the amount of each harmonic current which the PWM converter must synthesize in order to the hybrid filter mitigates the selected harmonic currents from the source current. The effectiveness of the proposed hybrid topology and the selective control strategy are proved through mathematical analysis and simulations.

Keywords: harmonic filtering, hybrid power filters, power quality.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xi
LISTA DE TABELAS	xiii
LISTA DE QUADROS	xiv
LISTA DE ABREVIATURAS	xv
CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO	16
1.1 – Objetivos do trabalho.....	18
1.2 – Organização do trabalho.....	18
CAPÍTULO 2: TOPOLOGIAS DE FILTROS HÍBRIDOS	20
2.1 – Filtro ativo puro paralelo	20
2.1.1 – Conversor PWM.....	21
2.1.2 – Controlador do filtro ativo.....	22
2.1.2.1 – Circuito da corrente de referência	23
2.1.2.2 – Modulador de corrente	23
2.1.2.3 – Topologias para conversores trifásicos a quatro fios	24
2.2 – Filtro híbrido I (FH-I).....	25
2.3 – Filtro híbrido II (FH-II)	25
2.4 – Filtro híbrido III (FH-III).....	26
2.5 – Filtro híbrido IV (FH-IV)	28
2.6 – Filtro híbrido V (FH-V).....	29
2.7 – Análise e comparação das potências das topologias	29
2.7.1 – Potência na topologia FA puro	31
2.7.2 – Potência na topologia FH-I.....	32
2.7.3 – Potência na topologia FH-II	32
2.7.4 – Potência na topologia FH-III	33
2.7.5 – Potência na topologia FH-IV.....	37
2.7.6 – Potência na topologia FH-V	41
2.8 – Considerações finais	44
CAPÍTULO 3: ESTRATÉGIA DE CONTROLE	46
3.1 – Teoria p-q	46
3.1.1 - Compensação de corrente em circuitos trifásicos a três fios.....	50
3.1.2 - Compensação de corrente em circuitos trifásicos a quatro fios	51

3.2 - Detector de sequência positiva.....	51
3.2.1 - Detector de sequência positiva com q-PLL	52
3.2.1.1 - Circuito principal	52
3.2.1.2 - q-PLL	53
3.2.2 - DSOGI-FLL	53
3.3 - Estratégias de controle	55
3.3.1 – Estratégia de controle I.....	55
3.3.2 – Estratégia de controle II.....	58
3.4 – Considerações finais	59
CAPÍTULO 4: RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	60
4.1 – Características do sistema elétrico simulado	60
4.2 – Projeto do filtro híbrido	62
4.2.1 – Projeto do filtro passivo.....	62
4.2.2 – Projeto do filtro ativo.....	63
4.3 – Resultados das simulações.....	64
4.3.1 – Carga balanceada.....	66
4.3.2 – Carga desbalanceada.....	72
4.4 – Considerações finais	75
CAPÍTULO 5: CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES DE TRABALHOS FUTUROS.....	77
5.1 – Recomendações de trabalhos futuros	78
REFERÊNCIAS	79
APÊNDICE A: PRODUÇÃO CIENTÍFICA.....	82

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Configuração básica de um filtro ativo em paralelo	21
Figura 2 - Topologias de conversores PWM: (a) VSI e (b) CSI	22
Figura 3 - Estratégia PWM usando controle por portadora triangular	24
Figura 4 - Topologias de inversores a quatro fios	24
Figura 5 - Filtro híbrido em paralelo (Topologia FH-I)	25
Figura 6 - Filtro híbrido em série (Topologia FH-II)	26
Figura 7 - Filtro híbrido b-shaped one-branch (Topologia FH-III)	27
Figura 8 - Filtro híbrido b-shaped L-type	27
Figura 9 - Filtro híbrido usando o filtro passivo FBS (Topologia FH-IV)	28
Figura 10 - Topologia proposta (Topologia FH-V)	29
Figura 11 - Carga utilizada para análise e comparação das topologias	30
Figura 12 - Correntes e tensões na topologia FH-II	33
Figura 13 - Correntes e tensões na topologia FH-III	34
Figura 14 - Fluxo das correntes de sequência positiva/negativa nas topologias (a) FH-III e (b) FH-IV	37
Figura 15 - Correntes e tensões de sequência zero na topologia FH-IV	38
Figura 16 - Fluxo das correntes de sequência positiva/negativa nas topologias (a) FH-IV e (b) FH-V	41
Figura 17 - Correntes e tensões de sequência zero na topologia FH-V	42
Figura 18 - Fluxo de corrente nas topologias (a) FH-IV e (b) FH-V	44
Figura 19 - Significado físico das potências definidas nas coordenadas $\alpha\beta 0$	49
Figura 20 - Diagrama de blocos da estratégia de controle para filtros ativos trifásicos a três fios	50
Figura 21 - Diagrama de blocos da estratégia de controle para filtros ativos trifásicos a quatro fios	51
Figura 22 - Circuito principal do detector de sequência positiva da componente fundamental	52
Figura 23 - Diagrama de blocos do q-PLL	53
Figura 24 - Diagrama de blocos do DSOGI-FLL	54
Figura 25 - Diagrama de blocos da estratégia de controle I	55
Figura 26 - Circuito de sincronismo	55
Figura 27 - Circuito de detecção para as componentes de (a) sequências positiva e negativa e de (b) sequência zero	56
Figura 28 - Circuito de potência de referência para as componentes de (a) sequências positiva e negativa e de (b) sequência zero	56

Figura 29 - Cálculo das correntes de referência e transformada inversa de Clarke	57
Figura 30 - Diagrama de blocos do regulador de tensão do elo CC	57
Figura 31 - Diagrama de blocos da estratégia de controle II	58
Figura 32 - Visão geral do sistema	60
Figura 33 - Configuração das cargas utilizadas na simulação	61
Figura 34 - Visão geral do sistema no ambiente PSCAD/EMTDC	65
Figura 35 - Correntes de fase e de neutro da rede (a) sem compensação e (b) com compensação passiva e (c) híbrida	66
Figura 36 - Corrente de fase (a) da rede, (b) da carga e (c) do filtro híbrido e corrente de neutro (d) da rede, (e) da carga e (f) do filtro híbrido	67
Figura 37 - Correntes de fase (a) do capacitor do FP, (b) do indutor do FP e (c) do FA e corrente de neutro (d) do capacitor do FP, (e) do indutor do FP e (f) do FA	68
Figura 38 - Defasamento entre a tensão e a corrente da rede (a) sem compensação e (b) com compensação passiva e (c) híbrida	69
Figura 39 - Tensão no elo CC	69
Figura 40 - Correntes de fase e de neutro da rede compensada (a) até o 7º harmônico, (b) até o 11º harmônico e (c) até o 15º harmônico	70
Figura 41 - Correntes de fase da rede (a) antes da compensação e após as compensações (b) passiva e (c) híbrida	72
Figura 42 - Correntes de neutro da rede (a) antes da compensação e após as compensações (b) passiva e (c) híbrida	74

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros dos filtros passivos utilizados nas análises.....	31
Tabela 2 - Tensões harmônicas no filtro ativo da topologia FH-III.....	35
Tabela 3 - Correntes harmônicas sintetizadas pelo filtro ativo da topologia FH-III.....	37
Tabela 4 - Tensões harmônicas no filtro ativo da topologia FH-IV.....	38
Tabela 5 - Correntes harmônicas sintetizadas pelo filtro ativo da topologia FH-IV.....	40
Tabela 6 - Correntes harmônicas sintetizadas pelo filtro ativo da topologia FH-V.....	43
Tabela 7 - Potências dos filtros ativos.....	45
Tabela 8 - Potências das cargas utilizadas nas simulações.....	62
Tabela 9 - Conteúdo harmônico das correntes de fase e de neutro antes e após a compensação	67
Tabela 10 - Tensões e correntes harmônicas do filtro ativo.....	68
Tabela 11 - Conteúdo harmônico das correntes de fase e de neutro da rede de acordo com os harmônicos compensados.....	71
Tabela 12 - Tensões e correntes no filtro ativo de acordo com os harmônicos compensados.....	71
Tabela 13 - Potência do filtro ativo de acordo com os harmônicos compensados.....	72
Tabela 14 - Conteúdo harmônico das correntes da rede antes da compensação e após as compensações passiva e híbrida.....	73
Tabela 15 - Conteúdo harmônico da corrente de neutro da rede antes da compensação e após as compensações passiva e híbrida.....	74
Tabela 16 - Tensões e correntes em cada umas das fases do filtro ativo.....	75

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Características do sistema e da carga	30
Quadro 2 - Características do sistema simulado.....	61
Quadro 3 - Características desejadas e parâmetros para dimensionamento do filtro ativo	64

LISTA DE ABREVIATURAS

CSI	<i>Current-Source Inverters</i>
DSOGI-FLL	<i>Dual Second Order Generalised Integrator - Frequency Locked Loop</i>
FA	Filtro Ativo de Potência
FBS	<i>Four-Branch Star</i>
FH	Filtro Híbrido de Potência
FP	Filtro Passivo de Potência
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
TDH	Taxa de distorção harmônica
VSI	<i>Voltage-Source Inverters</i>

CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO

A partir do final da década de 60, o domínio sobre os processos de purificação, aliado a um maior conhecimento sobre os fenômenos da física dos estados sólidos e sobre os processos microeletrônicos, possibilitou um aumento na capacidade de controle de potência dos tiristores (POMILIO). O surgimento da eletrônica de potência fez com que as cargas não lineares, aquelas que, além da componente fundamental, também consomem correntes harmônicas, aumentassem consideravelmente. Assim, fez-se necessária uma nova abordagem para o problema do fluxo de energia, visto que a abordagem até então conhecida não era mais suficiente para tratar do problema (AKAGI; WATANABE e AREDES, 2007).

O crescimento do número de equipamentos baseados em eletrônica de potência, sejam cargas industriais de alta potência ou domésticas, tem causado um grande impacto na qualidade de energia do sistema elétrico. Ao mesmo tempo, muitos equipamentos causadores de distúrbios também são sensíveis às distorções da tensão do sistema. Nos últimos anos, as maiores preocupações relacionadas a qualidade de energia são (MORÁN e DIXON, 2006):

- Consumidores estão cada vez mais cientes sobre os problemas da qualidade de energia, tais como harmônicos, interrupções e afundamentos, e mais informados sobre suas consequências. Assim, existe uma maior cobrança pela melhoria da qualidade da energia entregue pelas concessionárias;
- Proliferação de cargas com dispositivos baseados em eletrônica de potência e microcontroladores que são sensíveis a vários distúrbios;
- Instalação de equipamentos de alta eficiência, a fim de elevar a produtividade de processos, tem aumentado a injeção de harmônicos no sistema elétrico, causando preocupação sobre o impacto delas no comportamento do sistema.

Alguns dos equipamentos afetados pela distorção harmônica e os respectivos efeitos são os seguintes (IEEE, 1993):

- Motores e geradores: aumento nas perdas no ferro e no cobre, oscilações mecânicas e aumento da emissão de ruídos audíveis;

- Transformadores: aumento nas perdas no ferro, no cobre e por fluxo de dispersão e aumento da emissão de ruídos audíveis;
- Capacitores: possibilidade de ressonância, aumento da temperatura e estresse de tensão.

Equipamentos eletrônicos, de medição, de proteção e de telefonia também são afetados pela distorção harmônica. Equipamentos de comunicação e de processamento de dados são os mais suscetíveis aos efeitos dos harmônicos (IEEE, 1993).

Tradicionalmente, filtros passivos (FPs) são usados para mitigar os harmônicos presentes no sistema elétrico. Do ponto de vista econômico, são uma escolha óbvia para cargas não lineares superiores a 1MW. Além disso, os FPs são praticamente livres de manutenção, não contribuem para corrente de curto-circuito e um único equipamento pode ter vários propósitos, tais como correção de fator de potência e atenuação de harmônicos. Entretanto, o uso destes filtros proporciona uma solução limitada para os problemas de qualidade de energia e tem algumas desvantagens, como o grande tamanho dos equipamentos, a sintonia fixa e o risco de ressonância (DAS, 2004). Para um crescente número de aplicações, as soluções tradicionais não apresentam resultados satisfatórios.

Introduzidos por Gyugyi e Strycula em 1976, os filtros ativos (FAs) são outra alternativa para mitigar os harmônicos presentes no sistema elétrico. Os FAs podem sintetizar as correntes de compensação com precisão e em tempo real, o que faz com que eles possam se adaptar a possíveis mudanças que possam ocorrer no sistema elétrico, e a filtragem pode ser seletiva, visto que um FA pode compensar a corrente harmônica de uma carga específica (AKAGI; WATANABE e AREDES, 2007). Apesar de mitigar os harmônicos com uma ótima precisão, o uso de um FA puro pode ser inviável devido ao alto custo e às perdas associados ao inversor de potência. O uso de filtros híbridos (FHs) de potência, estruturas que associam filtros ativo e passivo, pode reduzir consideravelmente os custos e as perdas associados ao inversor de potência. Além disso, o uso de FHs evita com que o FP existente na estrutura não ressoe com a indutância equivalente do sistema de distribuição e pode melhorar o desempenho da filtragem na frequência de ressonância do FP (ENCARNAÇÃO et al, 2011).

1.1 – Objetivos do trabalho

O objetivo principal deste trabalho consiste no desenvolvimento de um filtro híbrido de potência e de uma metodologia de controle, possibilitando uma operação flexível do filtro híbrido. O uso do dispositivo proposto permite a compensação da potência reativa excedente, das correntes harmônicas e do desequilíbrio de corrente do alimentador, reduzindo as perdas e melhorando a qualidade da energia.

Os objetivos específicos são os seguintes:

- Análise comparativa do desempenho das topologias de filtros híbridos aplicados em redes de distribuição, no intuito de conceber uma topologia otimizada para as compensações de harmônicos e reativos;
- Proposta de uma estratégia de controle simplificada;
- Desenvolvimento de modelo digital em um software de transitório eletromagnético de uma rede elétrica trifásica.

1.2 – Organização do trabalho

O trabalho foi dividido em cinco capítulos. Os parágrafos a seguir apresentam os principais temas que são abordados por cada um deles.

No Capítulo 2 são apresentadas algumas topologias de filtros ativos e híbridos. Inicialmente, os elementos que compõem um filtro ativo puro são apresentados e, posteriormente, as topologias de filtro híbrido, incluindo a proposta neste trabalho, são apresentadas. Por fim, a potência do inversor do filtro ativo em cada uma das topologias é calculada.

O Capítulo 3 introduz brevemente a Teoria p-q, que é a base das estratégias de controle apresentadas. Também são apresentados circuitos detectores de sequência positiva e a malha de corrente utilizados neste trabalho.

O Capítulo 4 apresenta e analisa os resultados obtidos a partir do uso da topologia e da estratégia de controle propostas, usando cargas balanceadas e desbalanceadas.

O Capítulo 5 apresenta as conclusões obtidas no trabalho, comentando as vantagens e desvantagens da topologia e da estratégia de controle propostas, além de delinear os trabalhos futuros que podem complementar as propostas desta dissertação.

CAPÍTULO 2: TOPOLOGIAS DE FILTROS HÍBRIDOS

Filtros ativos podem ser classificados baseados no tipo de conversor, estratégia de controle e características da compensação. A classificação mais popular é baseada na topologia, tais como paralelo, série ou híbrido (MORÁN e DIXON, 2006). Como é mostrado neste capítulo, dependendo da topologia de filtro híbrido adotada, as correntes a serem sintetizadas pelo inversor e a tensão do elo CC podem ser reduzidas. Desta maneira, é possível reduzir a potência do inversor significativamente.

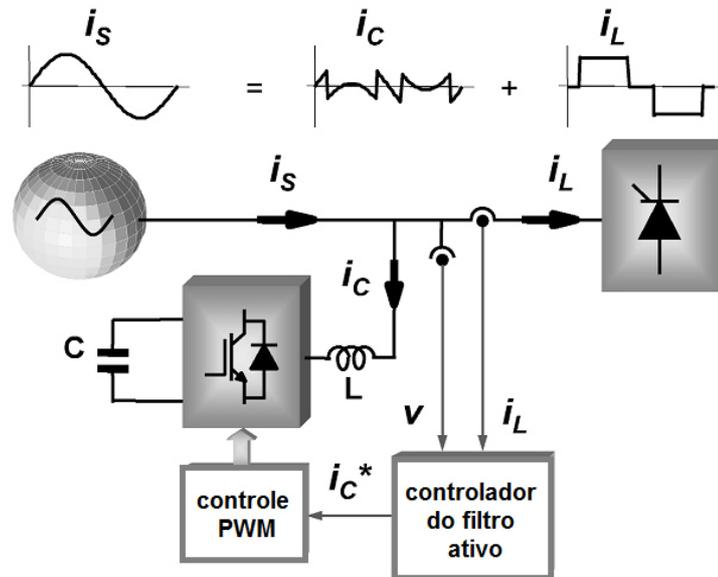
2.1 – Filtro ativo puro paralelo

Filtros ativos em paralelo geralmente consistem em dois blocos principais:

1. Conversor PWM;
2. Controlador do filtro ativo.

O conversor PWM é responsável pelo processamento de potência, sintetizando a corrente de compensação determinada pelo controlador do FA. Por sua vez, o controlador do FA é responsável pelo processamento de sinais, determinando as correntes instantâneas de compensação de referência. As correntes de referência são determinadas em tempo real e passadas continuamente para o conversor PWM (AKAGI; WATANABE e AREDES, 2007). FAs compensam correntes harmônicas através da injeção de uma corrente de compensação harmônica igual, mas oposta à corrente harmônica da carga, de maneira que a corrente da fonte seja senoidal. Com uma estratégia de controle adequada, também é possível compensar o fator de potência da carga. Desta maneira, o sistema de distribuição enxergaria a carga e o filtro ativo de potência como um resistor ideal (MORÁN e DIXON, 2006). Entretanto, a compensação do fator de potência aumentaria a potência a ser processada pelo conversor. A Figura 1 mostra a configuração básica de um FA paralelo para a compensação de uma carga específica.

Figura 1 – Configuração básica de um filtro ativo em paralelo

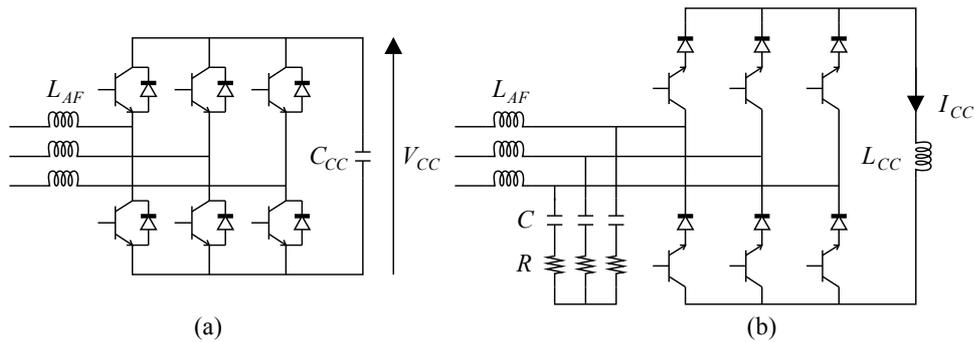


Fonte: Adaptada de AKAGI; WATANABE e AREDES (2007).

2.1.1 – Conversor PWM

Filtros ativos de potência são desenvolvidos com conversores modulados por largura de pulso (do inglês *pulse width modulated* - PWM). Estes conversores podem ser *current-source inverters* (CSI) ou *voltage-source inverters* (VSI). Para aplicações como FA paralelo, os conversores devem se comportar como fontes de corrente controlada. É importante ressaltar que não há fontes de energia conectadas no elo CC dos conversores, somente elementos armazenadores de energia (capacitor para o VSI e indutor para o CSI), visto que o FA em paralelo se comporta como um compensador. Em outras palavras, a energia média trocada entre o FA e o sistema deveria ser nula (AKAGI; WATANABE e AREDES, 2007). A Figura 2 mostra as topologias de conversores PWM para FAs em paralelo.

Figura 2 - Topologias de conversores PWM: (a) VSI e (b) CSI



Fonte: Adaptada de AKAGI; WATANABE e AREDES (2007).

Apesar de serem robustos, os conversores PWM-CSI tem altas perdas e os capacitores no filtro no lado CA do conversor possuem valores mais elevados. Além disso, eles não podem ser usados em configuração multinível (MORÁN e DIXON, 2006).

Filtros ativos em paralelo normalmente são implementados com conversores PWM-VSI. Mais leves, baratos e eficientes, e expansíveis para versão multinível, estes conversores são mais convenientes para aplicações de filtragem ativa de potência (AKAGI; WATANABE e AREDES, 2007; MORÁN e DIXON, 2006).

2.1.2 – Controlador do filtro ativo

A estratégia de controle do FA em paralelo deve calcular a corrente de compensação de referência para cada fase, manter a tensão no elo CC constante e gerar o sinal de disparo das chaves do conversor.

O circuito da corrente de referência determina a corrente necessária para compensar os harmônicos e a energia reativa e para manter a tensão no elo CC constante. A eficácia da compensação de um FA depende de sua habilidade de seguir o sinal de referência calculado com o mínimo erro e atraso de tempo. A manutenção da tensão do elo CC do conversor em um valor de referência é obtida pela absorção de uma pequena parcela de energia ativa (MORÁN e DIXON, 2006).

2.1.2.1 – Circuito da corrente de referência

O algoritmo de controle utilizado no controlador do filtro ativo determina a característica de compensação do filtro. Existem vários métodos para se determinar a corrente de referência para compensar uma carga não linear e algumas das possíveis soluções são (MORÁN e DIXON, 2006):

- Usar a teoria da potência ativa e reativa instantânea (Teoria p-q);
- Usar o sistema de componentes d-q ou referência síncrona (do inglês *synchronous reference frame* - SRF);
- Forçar a corrente do sistema a seguir uma corrente de referência em fase com a tensão de fase do sistema.

A Teoria p-q, um conceito muito popular e útil, forma uma base muito eficiente para o projeto de controladores de filtros ativos. Esta teoria é a estratégia utilizada no filtro implementado neste trabalho e será abordada com maior profundidade no próximo capítulo.

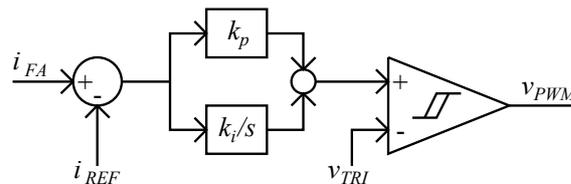
2.1.2.2 – Modulador de corrente

O objetivo dos inversores PWM é dar forma e controlar as tensões trifásicas de saída em magnitude e em frequência com uma tensão de entrada constante (MOHAN; UNDERLAND e ROBBINS, 2003). A maior parte das técnicas de modulação utilizadas em filtros ativos é baseada em estratégias PWM. Alguns dos métodos utilizados para obter os sinais de chaveamento para os dispositivos semicondutores a fim de controlar as correntes de saída do VSI são:

- Controle por amostragem periódica;
- Controle por banda de histerese;
- Controle por portadora triangular;
- Controle vetorial.

O método adotado neste trabalho é o controle por portadora triangular. Mostrado na Figura 3, este método compara o erro entre as correntes de referência e do filtro. Este erro é processado por um controlador proporcional-integral (PI) e, então, é comparado com a portadora triangular de frequência e amplitude fixas (MORÁN e DIXON, 2006).

Figura 3 - Estratégia PWM usando controle por portadora triangular

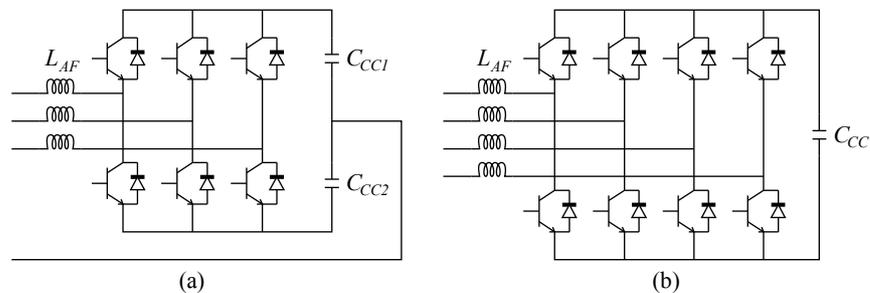


Fonte: Adaptada de MORÁN e DIXON (2006)

2.1.2.3 – Topologias para conversores trifásicos a quatro fios

A Figura 4 mostra duas possíveis topologias de inversores utilizadas na implementação de FAs em paralelos trifásicos a quatro fios.

Figura 4 - Topologias de inversores a quatro fios



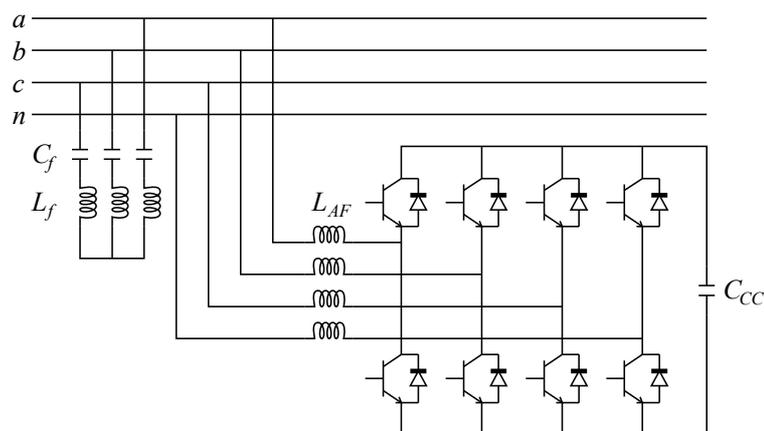
Fonte: Adaptada de AKAGI; WATANABE e AREDES (2007).

A diferença fundamental entre as duas topologias está na quantidade de dispositivos semicondutores. Na topologia mostrada na Figura 4(a), o condutor neutro está conectado entre os capacitores do elo CC. Na topologia da Figura 4(b), o condutor neutro é conectado em uma quarta perna do conversor. A topologia com quatro pernas possui melhor controlabilidade e tem sido utilizada na implementação de filtros ativos em paralelo trifásicos a quatro fios (AKAGI; WATANABE e AREDES, 2007). A topologia adotada neste trabalho é baseada na topologia mostrada na Figura 4(b).

2.2 – Filtro híbrido I (FH-I)

A fim de reduzir os custos e as perdas associadas ao inversor, um FP pode ser conectado em paralelo com o FA. Desta maneira, o FP, composto pelo capacitor C_f e pelo indutor L_f , é responsável pela compensação do fator de potência e pela mitigação do 3º harmônico de corrente. Deste modo, a corrente de compensação do FA é reduzida e, conseqüentemente, a potência do inversor também é reduzida. Além desta vantagem, a operação do FA pode garantir que o FP presente na estrutura não irá ressonar com a indutância equivalente da rede de distribuição, inclusive melhorando o desempenho do próprio FP na frequência em que ele está sintonizado. Nesta topologia, mostrada na Figura 5, apesar da corrente injetada pelo FA ser menor que a corrente injetada pelo FA puro, ele ainda está submetido à tensão nominal do sistema (ENCARNAÇÃO et al, 2011).

Figura 5 - Filtro híbrido em paralelo (Topologia FH-I)

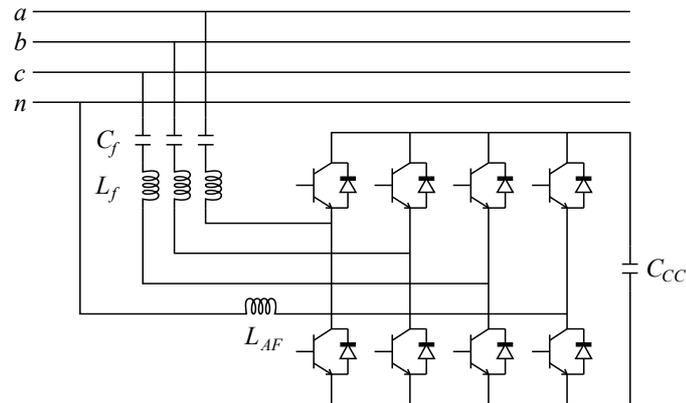


Fonte: Produção do próprio autor.

2.3 – Filtro híbrido II (FH-II)

Nesta topologia, mostrada na Figura 6, o FP é conectado em série com o FA. Como resultado, a queda de tensão fundamental no capacitor do FP permite que a tensão do elo CC do inversor seja reduzida significativamente e o FA pode ser conectado ao sistema sem o uso de transformador de acoplamento (KEDRA, 2014; ENCARNAÇÃO et al, 2013).

Figura 6 - Filtro híbrido em série (Topologia FH-II)



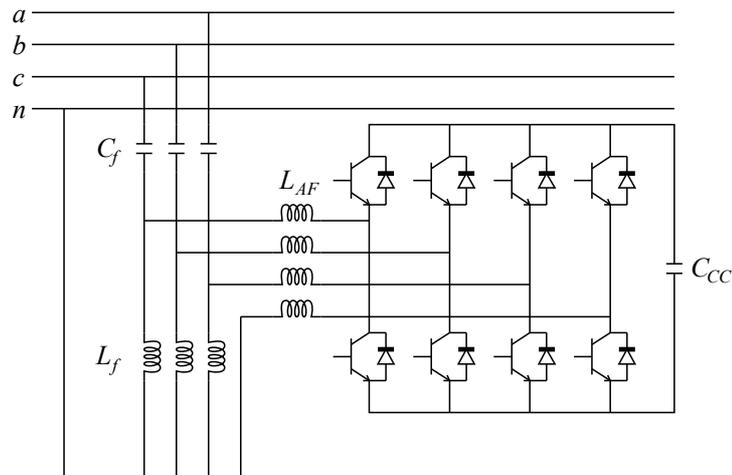
Fonte: Adaptado de ENCARNAÇÃO e outros (2013).

Entretanto, a corrente no inversor desta topologia ainda é elevada. Devido à conexão, toda a corrente reativa gerada pelo FP circula através do inversor. Esta é a maior desvantagem desta topologia.

2.4 – Filtro híbrido III (FH-III)

Baseada em uma topologia proposta por PARK, SUNG e NAM (1999), o inversor é conectado em paralelo com o indutor do FP. Devido à conexão entre o FP e o inversor, a corrente de compensação é dividida entre os indutores dos filtros ativo e passivo e a queda de tensão no capacitor do FP reduz a tensão na entrada do inversor, reduzindo significativamente a potência necessária para a implementação do inversor do filtro híbrido. A topologia FH-III é mostrada na Figura 7.

Figura 7 - Filtro híbrido b-shaped one-branch (Topologia FH-III)

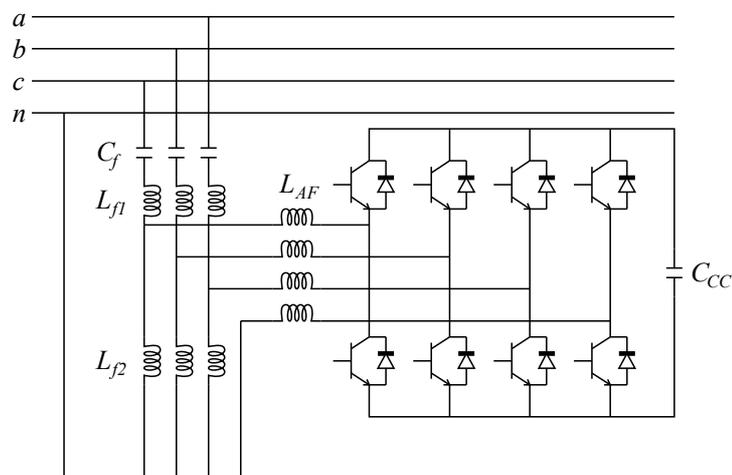


Fonte: Adaptado de ENCARNAÇÃO e outros (2013).

Adicionalmente, esta topologia permite que o FP funcione em situações em que o filtro ativo não está operante, devido a paradas para manutenção ou falhas no inversor do FA, o que aumenta a flexibilidade operacional do filtro (ENCARNAÇÃO et al, 2013).

Uma topologia similar foi proposta por LAM e WONG (2006). Nessa topologia, apresentada na Figura 8, o inversor FA é conectado entre os conjuntos de indutores do FP e ela injeta menos ruídos provenientes do chaveamento na rede, visto que o indutor L_{f1} e o capacitor C_f formam um filtro. Entretanto, esta topologia é mais volumosa e apresenta um custo maior.

Figura 8 - Filtro híbrido b-shaped L-type

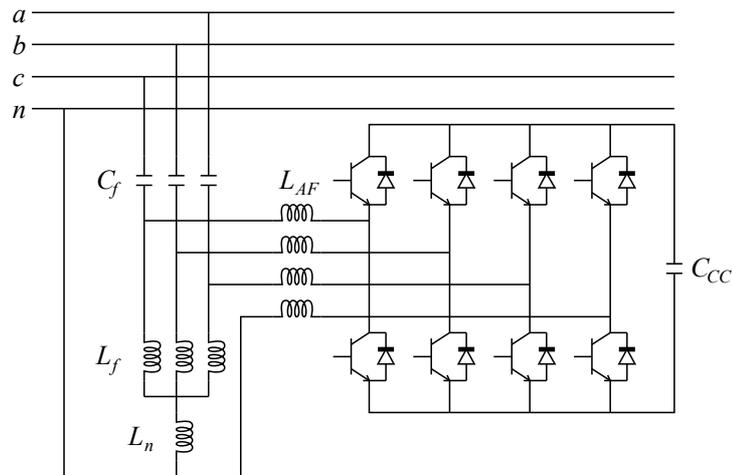


Fonte: Adaptado de ENCARNAÇÃO e outros (2013).

2.5 – Filtro híbrido IV (FH-IV)

A estrutura proposta por ENCARNAÇÃO e outros (2013) é baseada na combinação das topologias *b-shaped one-branch* e *b-shaped L-type*, mostradas nas Figura 7 e Figura 8. Na topologia FH-IV, o inversor do FA é conectado entre o capacitor e o indutor do FP e possui dois conjuntos de indutores. Esta topologia, que pode ser observada na Figura 9, é uma configuração específica do filtro passivo de potência *four-branch star* (FBS), proposta por RODRIGUEZ e outros (2009), na qual a frequência de ressonância de sequência zero f_0 é menor que a frequência de ressonância de sequência positiva/negativa f_{12} . Nesta configuração, as impedâncias dos ramos de fase são constituídas por células ressonantes LC em série, compostas pelo indutor de fase L_f e pelo capacitor de fase C_f , e o ramo de neutro consiste em uma única indutância L_n .

Figura 9 - Filtro híbrido usando o filtro passivo FBS (Topologia FH-IV)



Fonte: Adaptado de ENCARNAÇÃO e outros (2013).

As Equações (2.1) e (2.2) são utilizadas para calcular as frequências de ressonância f_{12} e f_0 para o filtro FBS, respectivamente.

$$f_{12} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.1)$$

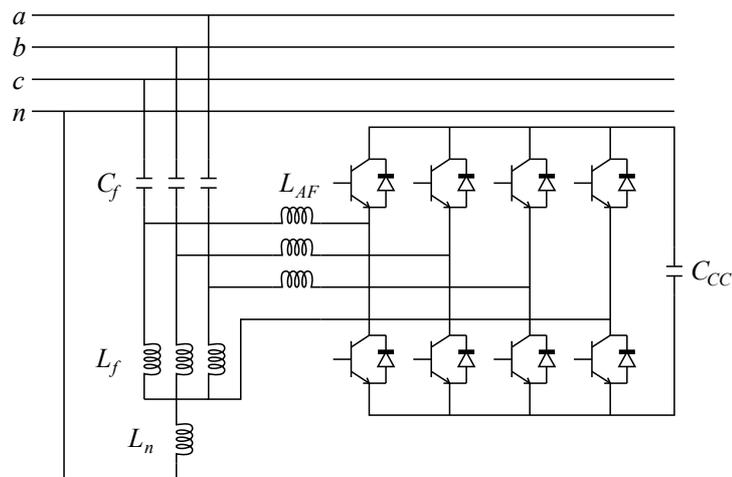
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_f + 3L_n)C_f}}. \quad (2.2)$$

A topologia FH-IV é caracterizada pela flexibilidade operacional e o FP, que possui dupla sintonia, pode compensar harmônicos de corrente e potência reativa mesmo em situações em que o filtro ativo está desconectado. Além da confiabilidade e da grande flexibilidade operacional, o inversor do FA tem a potência nominal reduzida, sem comprometer a qualidade da compensação realizada (ENCARNAÇÃO et al, 2013).

2.6 – Filtro híbrido V (FH-V)

Baseada na topologia FH-IV, o FH-V é a topologia proposta neste trabalho. Nela, o braço do condutor neutro do inversor é conectado entre os conjuntos de indutores do FP, fazendo com que seja possível eliminar o indutor de acoplamento de neutro do inversor. Esta topologia é mostrada na Figura 10.

Figura 10 - Topologia proposta (Topologia FH-V)



Fonte: Produção do próprio autor.

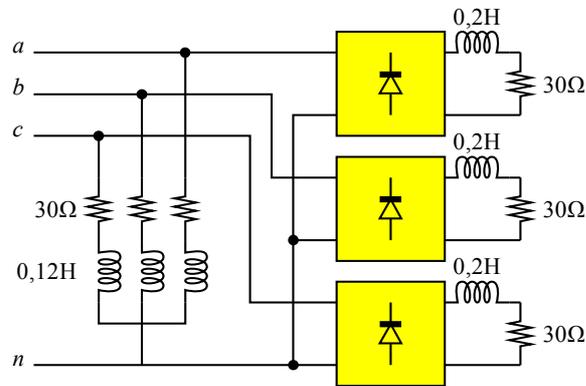
A topologia FH-V tem desempenho semelhante ao desempenho da topologia FH-IV, porém apresenta uma redução no número de componentes.

2.7 – Análise e comparação das potências das topologias

A fim de comparar a eficácia das topologias apresentadas, foi definido que o filtro deveria compensar totalmente os harmônicos de ordem menor ou igual a 15 e a energia reativa de

uma carga. A carga utilizada, composta por três retificadores monofásicos e uma carga RL trifásica, é mostrada na Figura 11.

Figura 11 - Carga utilizada para análise e comparação das topologias



Fonte: Produção do próprio autor.

As características da carga, mostrada na Figura 11, e do sistema, apresentadas em valores RMS, são mostradas no Quadro 1.

Quadro 1 - Características do sistema e da carga

Grandeza	Símbolo	Valor
Potência aparente da carga	S_{carga}	2048,01VA
Fator de potência	fp	0,8625 ind.
Componente fundamental da tensão do sistema - linha	V_1	220V
Componente fundamental da corrente de carga	I_1	5,3777A
Parcela reativa da componente fundamental da corrente	I_{1Q}	2,6261A
3° harmônico da corrente de carga - seq. zero	I_3	1,0286A
5° harmônico da corrente de carga - seq. negativa	I_5	0,6120A
7° harmônico da corrente de carga - seq. positiva	I_7	0,4280A
9° harmônico da corrente de carga - seq. zero	I_9	0,3245A
11° harmônico da corrente de carga - seq. negativa	I_{11}	0,2564A
13° harmônico da corrente de carga - seq. positiva	I_{13}	0,2080A
15° harmônico da corrente de carga - seq. zero	I_{15}	0,1716A

Fonte: Produção do próprio autor.

A Equação (2.3) fornece a potência S_{FA} necessária para implementar o filtro ativo.

$$S_{FA} = 3V_{FA}I_{FA} \quad (2.3)$$

Onde:

V_{FA} tensão no filtro ativo
 I_{FA} corrente no filtro ativo

Os FPs projetados para esta análise compensa totalmente a potência reativa da carga e possuem sintonia simples ou dupla, de acordo com a topologia de filtro híbrido analisada. Os valores do capacitor de fase (C_f), do indutor de fase (L_f) e do indutor de neutro (L_n) para cada uma das possíveis sintonias utilizadas nos FHs analisados são mostrados na Tabela 1. Os procedimentos para a determinação destes parâmetros são mostrados posteriormente nesta dissertação.

Tabela 1 - Parâmetros dos filtros passivos utilizados nas análises

Sintonia	C_f (F)	L_f (mH)	L_n (mH)
3°	48,75	16,04	-
5°	52,65	5,35	-
3° e 5°	52,65	5,35	3,17

Fonte: Produção do próprio autor.

A análise a seguir é semelhante a feita por SENINI e WOLFS (1999).

2.7.1 – Potência na topologia FA puro

No FA puro, V_{FA} é igual à tensão do sistema V_1 e I_{FA} é a combinação da parcela reativa da componente fundamental da corrente (I_{1Q}) e das correntes harmônicas da carga ($I_3, I_5, I_7, I_9, I_{11}, I_{13}, I_{15}$). Assim, a tensão e a corrente na entrada do inversor são dadas pelas Equações (2.4) e (2.5), respectivamente.

$$V_{FA} = V_1 \quad (2.4)$$

$$I_{FA} = \sqrt{I_{1Q}^2 + \sum_{h=3,5,7,9,11,13,15} I_h^2} \quad (2.5)$$

Substituindo os valores apresentados no Quadro 1 nas Equações (2.4) e (2.5), é calculado que $V_{FA} = 127,02V$ e $I_{FA} = 2,96A$. Logo, $S_{FA} = 1127,38VA$.

2.7.2 – Potência na topologia FH-I

Na topologia FH-I, V_{FA} é igual a V_1 . Entretanto, como o FP é responsável pela compensação de I_{1Q} e de I_3 , I_{FA} é reduzida consideravelmente. A tensão e a corrente na entrada do inversor são dadas pelas Equações (2.6) e (2.7), respectivamente.

$$V_{FA} = V_1 \quad (2.6)$$

$$I_{FA} = \sqrt{\sum_{h=5,7,9,11,13,15} I_h^2} \quad (2.7)$$

Substituindo os valores apresentados no Quadro 1 nas Equações (2.6) e (2.7), tem-se que $V_{FA} = 127,02V$ e $I_{FA} = 0,90A$. Logo, $S_{FA} = 340,95VA$.

2.7.3 – Potência na topologia FH-II

Na topologia FH-II, a frequência de ressonância do FP é sintonizada no 5º harmônico (LAM e WONG, 2009). Assim, V_{FA} é reduzida, visto que a componente fundamental da tensão está sob o FP, e o 5º harmônico de tensão ΔV_{FP5} é nulo, já que esta é a frequência na qual o filtro é sintonizado. A queda de tensão no FP é dada pela Equação (2.8).

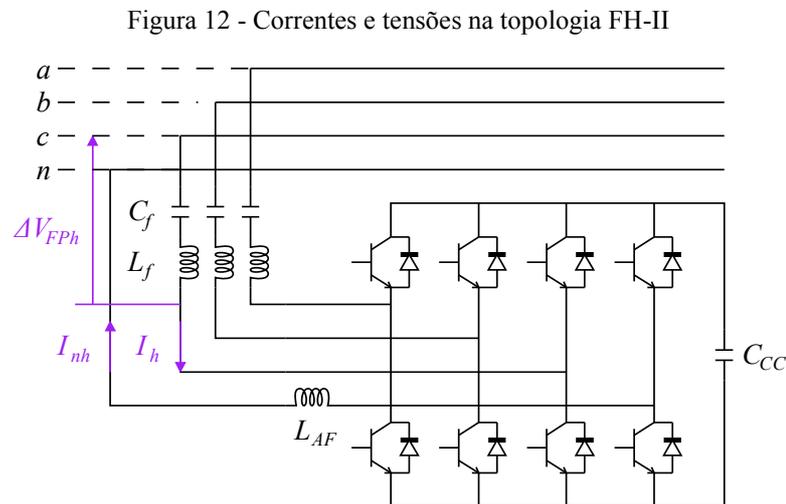
$$\Delta V_{FP_h} = I_h \left(\frac{X_{Cf1}}{h} - X_{Lf1} h \right) \quad (2.8)$$

Onde:

- X_{Cf1} impedância do capacitor de fase na frequência fundamental
- X_{Lf1} impedância do indutor de fase na frequência fundamental
- I_h harmônico h da corrente de carga
- h ordem do harmônico

Sabendo que $C_f = 52,65\mu F$ e $L_f = 5,35mH$, é possível determinar que $X_{Cf1} = 50,38\Omega$ e $X_{Lf1} = 2,02\Omega$.

Entretanto, devido à conexão em série, as correntes I_{1Q} , I_3 , I_5 , I_7 , I_9 , I_{11} , I_{13} e I_{15} circulam pelo inversor do FA. O fluxo das correntes de fase (I_h) e de neutro (I_{nh}) e a queda de tensão no FP (ΔV_{FP_h}) são mostrados na Figura 12.



Fonte: Produção do próprio autor.

A tensão e a corrente na entrada do inversor são dadas pelas Equações (2.9) e (2.10), respectivamente.

$$V_{FA} = \sqrt{\sum_{h=3,7,9,11,13,15} \Delta V_{FP_h}^2} \quad (2.9)$$

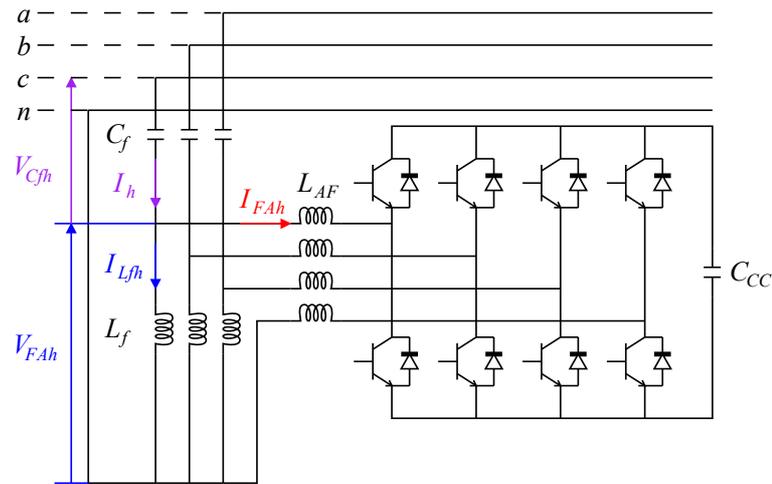
$$I_{FA} = \sqrt{I_{1Q}^2 + \sum_{h=3,5,7,9,11,13,15} I_h^2} \quad (2.10)$$

Assim, é calculado que $V_{FA} = 14,51V$ e $I_{FA} = 2,96A$. Consequentemente, $S_{FA} = 128,77VA$.

2.7.4 – Potência na topologia FH-III

A fim de que o filtro híbrido FH-III se comporte como um caminho de baixíssima impedância para as correntes harmônicas da carga, é utilizada a premissa em que a queda de tensão sobre o FP da estrutura deve ser nula. As tensões e as correntes nestas condições são mostradas na Figura 13.

Figura 13 - Correntes e tensões na topologia FH-III



Fonte: Produção do próprio autor.

As tensões harmônicas V_{FAh} de fase na entrada do inversor, cujo cálculo é mostrado na Equação (2.11), são calculadas através das tensões harmônicas do sistema V_h e das quedas de tensão harmônica V_{CFh} causada pelas correntes harmônicas I_h no capacitor C_f .

$$V_{FAh} = V_h - I_h \frac{X_{Cf1}}{h} \quad (2.11)$$

Onde:

V_{FAh} harmônico h da tensão no filtro ativo

Como a tensão do sistema não possui distorção, é possível afirmar que todas as tensões harmônicas do sistemas são nulas para $h \neq 1$. A Tabela 2 mostra as tensões harmônicas no filtro ativo.

Tabela 2 - Tensões harmônicas no filtro ativo da topologia FH-III

h	$\frac{X_{Cf1}}{h} [\Omega]$	I_h [A]	V_h [V]	V_{Cfh} [V]	V_{FAh} [V]
1	54,4146	2,626	127	142,8942	15,8771
3	18,1382	1,028	0	18,6463	18,6463
5	10,8829	0,612	0	6,6566	6,6566
7	7,7735	0,428	0	3,3252	3,3252
9	6,0461	0,324	0	1,9608	1,9608
11	4,9468	0,256	0	1,2676	1,2676
13	4,1857	0,208	0	0,8701	0,8701
15	3,6276	0,172	0	0,6225	0,6225

Fonte: Produção do próprio autor.

O valor RMS da tensão do filtro ativo (V_{FA}) é determinado através da Equação (2.12).

$$V_{FA} = \sqrt{\sum_{h=1,3,5,7,9,11,13,15} V_{FAh}^2} \quad (2.12)$$

A partir da Equação (2.12) e dos valores de V_{FAh} apresentados na Tabela 2 é possível determinar que $V_{FA} = 25,72V$.

A partir da premissa proposta e das quedas de tensão mostradas na Figura 13, é possível de escrever a Equação (2.13).

$$V_{Cfh} + V_{FAh} = 0 \quad (2.13)$$

Onde:

V_{Cfh} harmônico h da tensão no capacitor de fase do filtro passivo

As quedas de tensão harmônicas V_{Cfh} e V_{FAh} são dadas pelas Equações (2.14) e (2.15), respectivamente.

$$V_{Cfh} = -I_h \frac{X_{Cf1}}{h} \quad (2.14)$$

$$V_{FAh} = I_{Lfh} X_{Lf1} h \quad (2.15)$$

Substituindo as Equações (2.14) e (2.15) na Equação (2.13) é possível determinar o harmônico h da corrente do indutor de fase (I_{Lfh}), dada pela Equação (2.16).

$$I_{Lfh} = \frac{I_h X_{Cf1}}{h^2 X_{Lf1}} \quad (2.16)$$

Do fluxo das correntes mostradas na Figura 13 é possível determinar a Equação (2.17).

$$I_{FAh} = I_h - I_{Lfh} \quad (2.17)$$

Onde:

I_{FAh} harmônico h da corrente do filtro ativo

Substituindo a Equação (2.16) em (2.17) é possível determinar o harmônico h da corrente do filtro ativo, dado pela Equação (2.18).

$$I_{FAh} = I_h \left(1 - \frac{1 X_{Cf1}}{h^2 X_{Lf1}} \right) \quad (2.18)$$

A parcela da corrente de carga que o filtro ativo deve compensar, definida como G_h , é dada pela Equação (2.19).

$$G_h = 1 - \frac{1 X_{Cf1}}{h^2 X_{Lf1}} \quad (2.19)$$

Um harmônico de corrente do filtro ativo (I_{FAh}) é dado pela Equação (2.20).

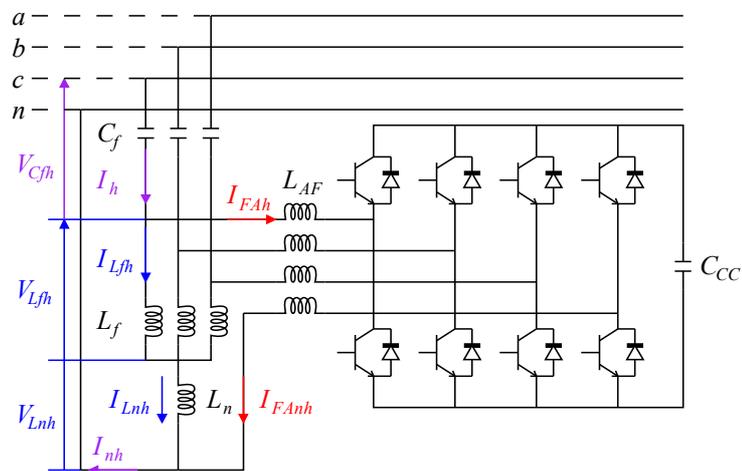
$$I_{FAh} = G_h I_h \quad (2.20)$$

A Tabela 3 mostra as correntes de carga e as parcelas destas correntes que o filtro ativo da topologia FH-III deve sintetizar.

Logo, é possível afirmar que a parcela da corrente da carga que o FH deve compensar também é dada pela Equação (2.19).

Assim como foi feito na seção 2.7.4, é possível determinar a tensão no inversor do FA de acordo com a Equação (2.11). O FP desta estrutura é sintonizado no 3º harmônico de sequência zero e no 5º harmônico de sequência positiva/negativa e os valores projetados de C_f , L_f e L_n são mostrados na Tabela 1. A circulação das correntes de sequência zero no filtro híbrido FH-IV é mostrada na Figura 15.

Figura 15 - Correntes e tensões de sequência zero na topologia FH-IV



Fonte: Produção do próprio autor.

Os valores das tensões harmônicas no filtro híbrido FH-IV são mostradas na Tabela 4.

Tabela 4 - Tensões harmônicas no filtro ativo da topologia FH-IV

h	$\frac{X_{Cf1}}{h} [\Omega]$	I_h [A]	V_h [V]	V_{Cfh} [V]	V_{FAh} [V]
1	50,384	2,626	127	132,309	5,292
3	16,795	1,028	0	17,265	17,265
5	10,077	0,612	0	6,163	6,163
7	7,198	0,428	0	3,079	3,079
9	5,598	0,324	0	1,816	1,816
11	4,580	0,256	0	1,174	1,174
13	3,876	0,208	0	0,806	0,806
15	3,359	0,172	0	0,576	0,576

Fonte: Produção do próprio autor.

Aplicando os valores de V_{FAh} apresentados na Tabela 4 à Equação (2.12) é possível determinar que $V_{FA} = 19,47V$.

Adotando a mesma premissa proposta no item anterior, é considerado que o FP da topologia FH-IV deve se comportar como um caminho de baixíssima impedância para as correntes de sequência zero. Assim, a queda de tensão no FP da estrutura deve ser nula, como mostrada na Equação (2.22).

$$V_{Cfh} + V_{Lfh} + V_{Lnh} = 0 \quad (2.22)$$

Onde:

V_{Cfh} harmônico h da tensão sobre o capacitor de fase

V_{Lfh} harmônico h da tensão sobre o indutor de fase

V_{Lnh} harmônico h da tensão sobre o indutor de neutro

De acordo com a Figura 15, as tensões V_{Cfh} , V_{Lfh} e V_{Lnh} podem ser descritas pelas Equações (2.23), (2.24) e (2.25), respectivamente.

$$V_{Cfh} = -I_h \frac{X_{Cf1}}{h} \quad (2.23)$$

$$V_{Lfh} = I_{Lfh} X_{Lf1} h \quad (2.24)$$

$$V_{Lnh} = I_{Lnh} X_{Ln1} h \quad (2.25)$$

Onde:

X_{Ln1} impedância do indutor de neutro na frequência fundamental

Sabendo que $L_n = 3,17mH$, é possível determinar que $X_{Ln1} = 1,19\Omega$.

Como $I_{Lnh} = 3I_{Lfh}$, a Equação (2.25) pode ser reescrita como a Equação (2.26).

$$V_{Lnh} = 3I_{Lfh} X_{Ln1} h \quad (2.26)$$

Substituindo as Equações (2.23), (2.24) e (2.25) em (2.22) é possível determinar I_{Lfh} , que é dada pela Equação (2.27).

$$I_{Lfh} = I_h \left(\frac{1}{h^2} \frac{X_{Cf1}}{X_{Lf1} + 3X_{Ln1}} \right) \quad (2.27)$$

Da Figura 15 é possível determinar a Equação (2.28).

$$I_{FAh} = I_h - I_{Lfh} \quad (2.28)$$

A Equação (2.29) é obtida substituindo a Equação (2.27) em (2.28).

$$I_{FAh} = I_h \left(1 - \frac{1}{h^2} \frac{X_{Cf1}}{X_{Lf1} + 3X_{Ln1}} \right) \quad (2.29)$$

A parcela da corrente de sequência zero de carga que o filtro ativo na Topologia FH-IV deve compensar é dada pela Equação (2.30).

$$G_{0h} = 1 - \frac{1}{h^2} \frac{X_{Cf1}}{X_{Lf1} + 3X_{Ln1}} \quad (2.30)$$

A Tabela 5 mostra as correntes de carga e a parcelas destas correntes que o filtro ativo da topologia FH-IV deve sintetizar.

Tabela 5 - Correntes harmônicas sintetizadas pelo filtro ativo da topologia FH-IV

h	I_h (Arms)	G_h	I_{FAh} (Arms)	I_{0h} (Arms)	G_{0h}	I_{FA0h} (Arms)
3	0	-1,7778	0	1,0280	0	0
5	0,6117	0,0000	0	0	0,6400	0
7	0,4278	0,4898	0,2095	0	0,8163	0
9	0	0,6914	0	0,3243	0,8889	0,2883
11	0,2563	0,7934	0,2033	0	0,9256	0
13	0,2079	0,8521	0,1771	0	0,9467	0
15	0	0,8889	0	0,1716	0,9600	0,1647

Fonte: Produção do próprio autor.

O valor RMS da corrente do filtro ativo pode ser determinado pela Equação (2.31).

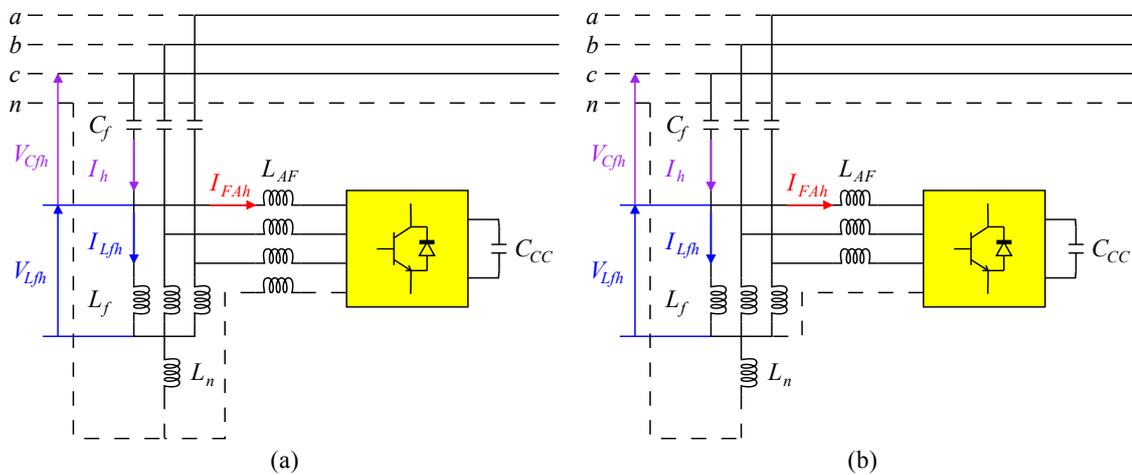
$$I_{FA} = \sqrt{\sum_{h=3,9,15} I_{FA0h}^2 + \sum_{h=5,7,11,13} I_{FAh}^2} \quad (2.31)$$

Com base nos valores apresentados na Tabela 5, é determinado que $I_{FA} = 0,48A$. Como $V_{FA} = 19,47V$, tem-se que $S_{FA} = 27,82VA$.

2.7.6 – Potência na topologia FH-V

A Figura 16 compara a circulação das correntes de seqüências positiva e negativa e a tensão no inversor do filtro ativo nas topologias FH-IV e FH-V. Assim como na topologia FH-IV, o filtro passivo da topologia FH-V é sintonizado no 3º harmônico de seqüência zero e no 5º harmônico de seqüência positiva/negativa e os valores projetados de C_f , L_f e L_n são mostrados na Tabela 1.

Figura 16 - Fluxo das correntes de seqüência positiva/negativa nas topologias (a) FH-IV e (b) FH-V

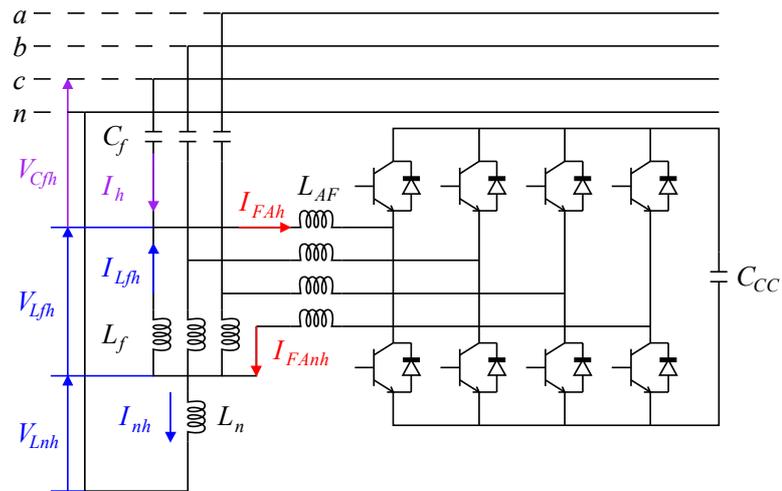


Fonte: Produção do próprio autor.

Como pode ser observada, a circulação das correntes de seqüência positiva e negativa e a tensão no inversor do filtro ativo são idênticas. Assim, é possível afirmar que G_n é dado pela Equação (2.19) e que $V_{FA} = 19,47V$.

A circulação das correntes de seqüência zero na topologia FH-V é mostrada na Figura 17.

Figura 17 - Correntes e tensões de sequência zero na topologia FH-V



Fonte: Produção do próprio autor.

Assim como nos dois itens anteriores, foi considerado que a queda de tensão no FP da estrutura deve ser nula, como mostrado na Equação (2.32).

$$V_{Cfh} + V_{Lfh} + V_{Lnh} = 0 \quad (2.32)$$

A partir da Figura 17, obtêm-se a Equação (2.33).

$$I_{FA0h} = I_h + I_{Lfh} \quad (2.33)$$

As Equações (2.34), (2.35) e (2.36) definem as quedas de tensão nos elementos que compõem o filtro passivo.

$$V_{Cfh} = -I_h \frac{X_{Cf1}}{h} \quad (2.34)$$

$$V_{Lfh} = -I_{Lfh} X_{Lf1} h \quad (2.35)$$

$$V_{Lnh} = I_{nh} X_{Ln1} h \quad (2.36)$$

Como $I_{nh} = 3I_h$, a Equação (2.36) pode ser reescrita como a Equação (2.37).

$$V_{Lnh} = 3I_h X_{Ln1} h \quad (2.37)$$

Substituindo as Equações (2.34), (2.35) e (2.37) em (2.32) é possível determinar a corrente I_{Lfh} , mostrada na Equação (2.38).

$$I_{Lfh} = I_h \left(\frac{3X_{Ln1}h^2 - X_{Cf1}}{X_{Lf1}h^2} \right) \quad (2.38)$$

Ao substituir a Equação (2.38) em (2.33) é possível determinar a corrente de sequência zero do filtro ativo (I_{FA0h}), que corresponde a uma parcela da corrente de sequência zero da carga (I_{0h}), a ser gerada pelo filtro ativo é definida na Equação (2.39).

$$I_{FA0h} = I_h \left(1 + \frac{3X_{Ln1}h^2 - X_{Cf1}}{X_{Lf1}h^2} \right) \quad (2.39)$$

A parcela da corrente de sequência zero de carga que o filtro ativo na Topologia FH-V deve compensar é dada pela Equação (2.40).

$$G_{0h} = 1 + \left(\frac{3X_{Ln1}h^2 - X_{Cf1}}{X_{Lf1}h^2} \right) \quad (2.40)$$

A Tabela 6 mostra as correntes de carga e a parcelas destas correntes que o filtro ativo da topologia FH-V deve sintetizar.

Tabela 6 - Correntes harmônicas sintetizadas pelo filtro ativo da topologia FH-V

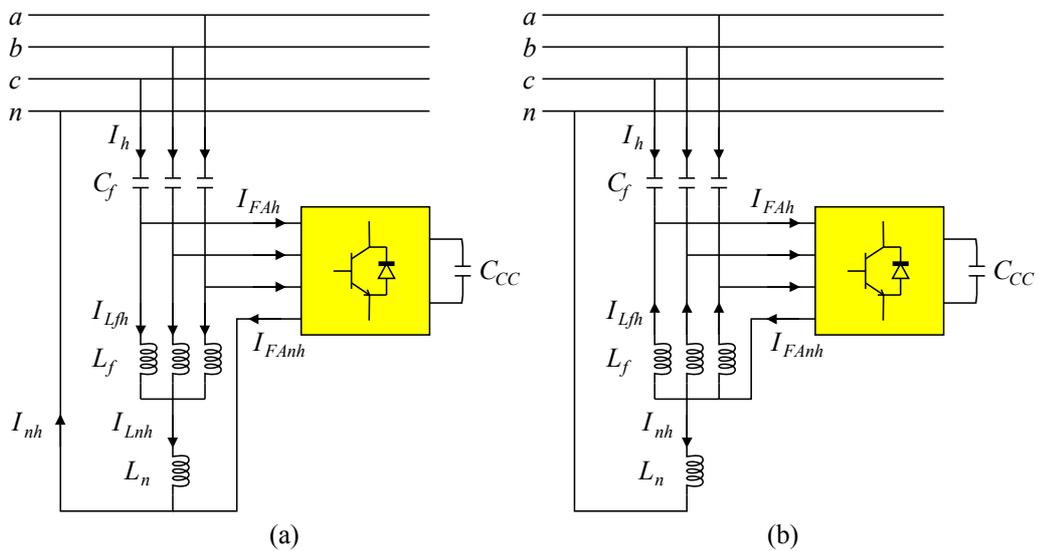
h	I_h (Arms)	G_h	I_{FAh} (Arms)	I_{0h} (Arms)	G_{0h}	I_{FA0h} (Arms)
3	0	-1,7778	0	1,0280	0	0
5	0,6117	0,0000	0	0	1,7778	0
7	0,4278	0,4898	0,2095	0	2,2676	0
9	0	0,6914	0	0,3243	2,4691	0,8008
11	0,2563	0,7934	0,2033	0	2,5712	0
13	0,2079	0,8521	0,1771	0	2,6298	0
15	0	0,8889	0	0,1716	2,6667	0,4576

Fonte: Produção do próprio autor.

O valor RMS da corrente do filtro ativo pode ser determinado pela Equação (2.21). Com base nos valores apresentados na Tabela 6, é determinado que $I_{FA} = 0,98A$. Como $V_{FA} = 19,47V$, tem-se que $S_{FA} = 57,46VA$.

A conexão do braço do condutor neutro do inversor entre o conjunto de indutores torna a tensão no indutor de neutro elevada, fazendo com que a corrente no indutor de fase I_{Lfh} tenha o sentido invertido em relação a corrente I_{Lfh} encontrada na topologia FH-IV. Assim, as correntes de compensação de sequência zero são mais elevadas na topologia FH-V. Os fluxos das correntes nas topologias FH-IV e FH-V podem ser vistos na Figura 18.

Figura 18 - Fluxo de corrente nas topologias (a) FH-IV e (b) FH-V



Fonte: Produção do próprio autor.

2.8 – Considerações finais

A Tabela 7 mostra os valores das tensões, das correntes, das potências e percentual da potência da carga necessária para a implementação de cada uma das topologias analisadas.

Tabela 7 - Potências dos filtros ativos

Topologia	V_{FA} (V)	I_{FA} (A)	S_{FA} (VA)	S_{FA}/S_{carga} (%)
FA	127,02	2,96	1127,38	55,05
FH-I	127,02	0,90	340,95	16,65
FH-II	14,51	2,96	128,77	6,29
FH-III	25,72	0,69	53,49	2,61
FH-IV	19,47	0,48	27,82	1,36
FH-V	19,47	0,98	57,46	2,81

Fonte: Produção do próprio autor.

Analisando os resultados obtidos na Tabela 7, é possível verificar que a potência do inversor do FA pode ser reduzida consideravelmente, dependendo da topologia de FH adotada. A topologia proposta, apesar de apresentar uma potência superior à exigida pelas topologias FH-III e FH-IV, necessita de uma baixa potência do inversor.

CAPÍTULO 3: ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Este capítulo apresenta as duas estratégias de controle utilizadas no controlador do FH. A primeira, baseada na topologia apresentada por MONTEIRO, ENCARNAÇÃO e AREDES (2010), mede as correntes da rede e atua de maneira que as potências geradas por determinadas correntes harmônicas se anulem, eliminando estes harmônicos da corrente da rede. A segunda, proposta neste trabalho, mede a corrente da carga e, usando os parâmetros do FP, determina a parcela de cada harmônico desta corrente que o inversor do FA deve sintetizar, de maneira que o FH compense totalmente cada uma das harmônicas de interesse. Com o uso desta estratégia, deixam de ser usados seis controladores PIs na detecção de cada componente harmônica da corrente e estas componentes passam a ser calculadas de modo mais simples. Também são apresentados a Teoria p-q, que é a base das duas estratégias, o circuito detector de sequência positiva e a malha de controle.

3.1 – Teoria p-q

A Teoria p-q é baseada em um conjunto de potências instantâneas definidas no domínio do tempo. Esta teoria pode ser aplicada a sistemas trifásicos com ou sem o condutor neutro e, como não há restrições quanto às formas de onda de tensão e de corrente, ela é válida para os estados estacionário e transitório.

Na Teoria p-q, através da aplicação da transformada de Clarke, as tensões e correntes nas coordenadas abc são transformadas em tensões e correntes em um sistema de referência estacionário $\alpha\beta 0$ e, então, as potências são definidas nessas coordenadas. Assim, esta teoria sempre considera o sistema trifásico como uma unidade, não uma superposição ou soma de três circuitos monofásicos. A transformada de Clarke e sua inversa de um sistema genérico de tensões trifásicas instantâneas (v_a , v_b e v_c) são mostradas nas Equações (3.1) e (3.2), respectivamente.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Processo similar pode ser realizado para um sistema genérico de correntes trifásicas instantâneas e é mostrado nas Equações (3.3) e (3.4).

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Uma das vantagens do uso da transformação de Clarke é a separação da componente de sequência zero das componentes de fase abc , visto que os eixos α e β não contribuem para componentes de sequência zero. Assim, em situações em que não há tensão de sequência zero no sistema, v_0 pode ser eliminado das matrizes de transformação, como pode ser visto nas Equações (3.5) e (3.6).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

De maneira similar, a mesma simplificação pode ser aplicada as matrizes de transformação de corrente, caso não haja corrente de sequência zero no sistema.

Três potências são definidas a partir das tensões de fase e das correntes de linha nas coordenadas $\alpha\beta 0$: a potência instantânea de sequência zero p_0 , a potência instantânea real p e a potência instantânea imaginária q . Estas três potências são mostradas na Equação (3.7).

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

A partir da Equação (3.7) é possível escrever a Equação (3.8)

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Estas duas potências, p e q , podem ser separadas em duas partes. A potência real p pode ser dividida em potência real constante \bar{p} e potência real oscilante \tilde{p} e a potência imaginária q pode ser dividida em potência imaginária constante \bar{q} e potência imaginária oscilante \tilde{q} .

A potência real p representa o fluxo total de potência no circuito. A potência real constante \bar{p} representa o fluxo unidirecional de potência. A potência real oscilante \tilde{p} , por sua vez, representa o fluxo oscilante de potência que não contribui para a transferência de potência entre a fonte e a carga ou vice-versa. Esta potência possui valor médio nulo.

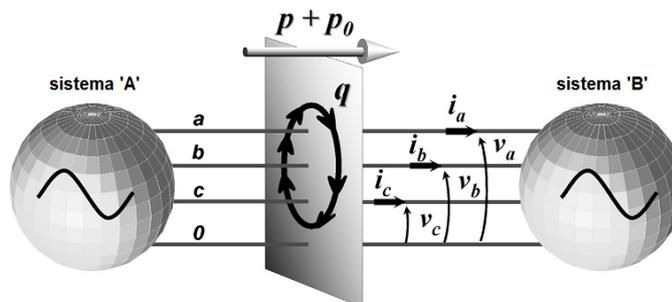
A potência imaginária q é proporcional à quantidade de energia trocada entre as fases do sistema e não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga. Esta potência fornece a magnitude da potência reativa correspondente nas coordenadas abc . A potência constante \bar{q} corresponde ao fluxo unidirecional de potência trocado entre as fases a potência imaginária oscilante \tilde{q} representa o fluxo oscilante de potência trocado entre as fases.

A potência de sequência zero p_0 também pode ser separada em potência constante e oscilante. A potência de sequência zero constante \bar{p}_0 representa um fluxo unidirecional de energia e tem as mesmas características da parcela constante da potência ativa convencional. A parcela oscilante \tilde{p}_0 , apesar de transferir energia, apresenta valor médio nulo, visto que é oscilante. Na potência de sequência zero p_0 , a parcela constante \bar{p}_0 sempre é associada com a parcela oscilante \tilde{p}_0 . Desta maneira, se um compensador elimina a parcela oscilante \tilde{p}_0 , ele também elimina a parcela constante \bar{p}_0 .

Em relação às potências p e q , é importante ressaltar que somente o produto de harmônicos de tensão e de corrente que têm a mesma frequência e a mesma sequência (positiva ou negativa) pode contribuir para as potências constantes \bar{p} e \bar{q} . A presença de mais de um harmônico e/ou componente de sequência também produz potências oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} . Ao contrário do que ocorre com a potência instantânea de sequência zero p_0 , é possível compensar as potências instantâneas oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} de modo que a fonte forneça as potências instantâneas constantes \bar{p} e \bar{q} (AKAGI; WATANABE e AREDES, 2007).

A Figura 19 resume alguns conceitos expostos sobre as potências instantâneas p_0 , p e q .

Figura 19 - Significado físico das potências definidas nas coordenadas $\alpha\beta 0$

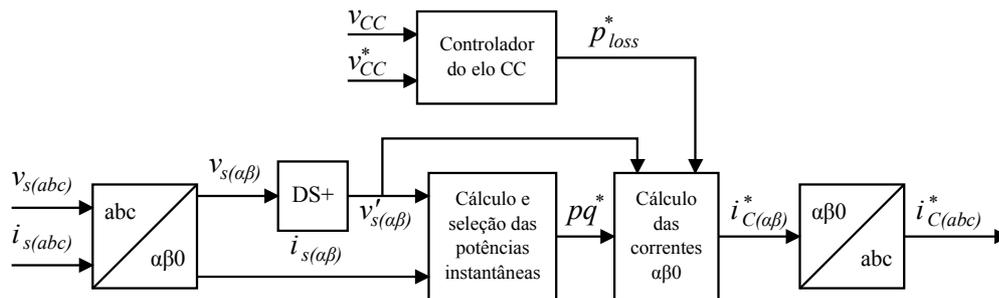


Fonte: Adaptada de AKAGI; WATANABE e AREDES (2007).

3.1.1 - Compensação de corrente em circuitos trifásicos a três fios

A Figura 20 mostra um método de controle generalizado usado em controladores de um FA paralelo para sistemas trifásicos a três fios.

Figura 20 - Diagrama de blocos da estratégia de controle para filtros ativos trifásicos a três fios



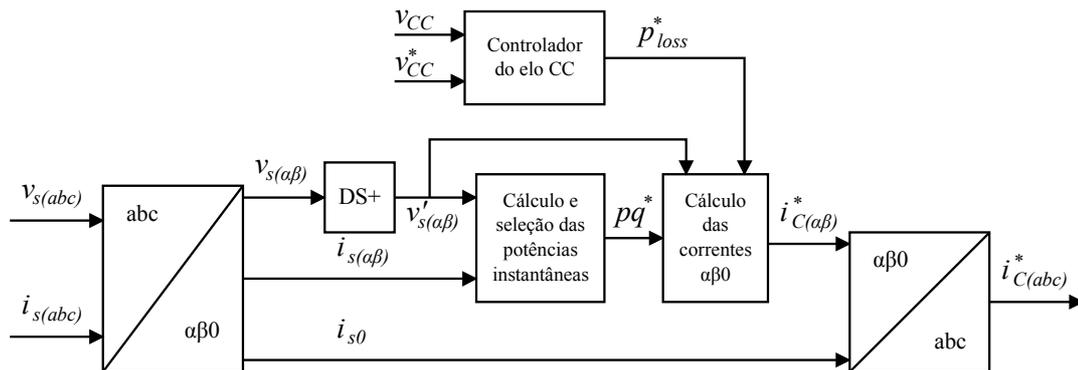
Fonte: Adaptada de AKAGI; WATANABE e AREDES (2007).

Inicialmente, as correntes e tensões nas coordenadas abc são transformadas em tensões e correntes nas coordenadas $\alpha\beta$. Então, um circuito detector de sequência positiva (DS+) extrai as tensões v'_α e v'_β a partir de v_α e v_β . As tensões v'_α e v'_β correspondem ao fator \dot{V}_{+1} da componente fundamental de sequência positiva da tensão do sistema. O circuito responsável pelo cálculo das potências instantâneas determina as potências p e q , que podem ser separadas em parcelas constantes e oscilantes, como mostrado anteriormente. Como v'_α e v'_β correspondem à componente fundamental de sequência positiva da tensão, é possível afirmar que as potências constantes \bar{p} e \bar{q} obtidas no cálculo são produzidas somente por \dot{I}_{+1} . As parcelas das potências a serem compensadas são representadas por p^* e q^* e são selecionadas de acordo com a característica de compensação desejada. Com as potências de compensação definidas, é possível calcular as correntes de compensação nas coordenadas $\alpha\beta$ ($i_{C\alpha}^*$ e $i_{C\beta}^*$) e, então usar a transformada inversa de Clarke para transformar estas correntes em correntes de compensação nas coordenadas abc (i_{Ca}^* , i_{Cb}^* , e i_{Cc}^*). O circuito utilizado para controlar a tensão do elo CC é mostrado posteriormente nesta dissertação.

3.1.2 - Compensação de corrente em circuitos trifásicos a quatro fios

A Figura 21 mostra o diagrama de blocos de um método utilizado para calcular as correntes de compensação de um FA trifásico a quatro fios.

Figura 21 - Diagrama de blocos da estratégia de controle para filtros ativos trifásicos a quatro fios



Fonte: Adaptado de AKAGI; WATANABE e AREDES (2007).

Assumindo que toda a corrente de sequência zero é indesejada e deve ser compensada, a corrente i_0 em sua totalidade é compensada pelo filtro ativo. Assim, não é necessário calcular a potência de sequência zero p_0 e definir uma potência de compensação p_{C0}^* para, então, determinar a corrente i_{C0}^* .

Na estratégia mostrada na Figura 21, o filtro ativo pode fornecer potências médias de seqüências negativa e zero à carga enquanto absorve potência fundamental de seqüência positiva da carga. Esta estratégia garante que a corrente do sistema elétrico seja balanceada e senoidal.

3.2 - Detector de seqüência positiva

Detectores de seqüência positiva são circuitos utilizados para determinar a amplitude, a frequência e o ângulo de fase da componente fundamental do fasor de tensão \dot{V}_{+1} . Neste trabalho são apresentados dois circuitos detectores de seqüência positiva: o detector de seqüência positiva com q-PLL e o DSOGI-FLL.

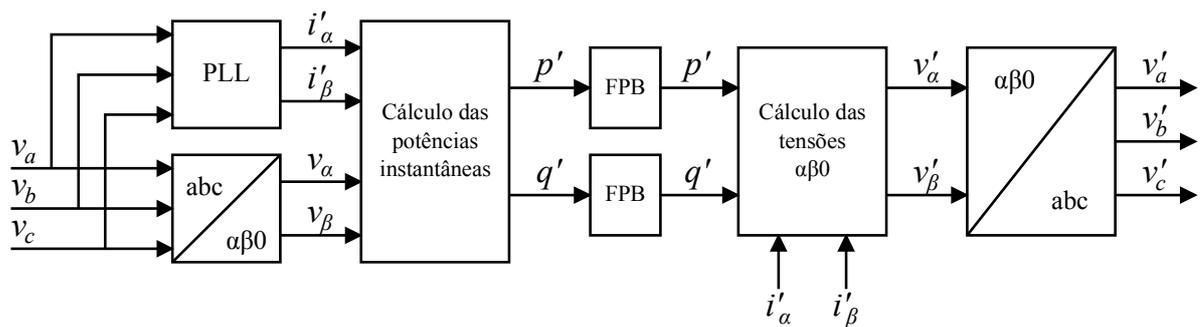
3.2.1 - Detetor de sequência positiva com q-PLL

O detetor de sequência positiva apresentado pode ser dividido em dois circuitos. O q-PLL é responsável por rastrear a frequência e o ângulo de fase e o circuito principal é responsável por determinar a amplitude da tensão da rede.

3.2.1.1 - Circuito principal

O diagrama de blocos do circuito principal deste detetor de sequência positiva é mostrado na Figura 22.

Figura 22 - Circuito principal do detetor de sequência positiva da componente fundamental



Fonte: Adaptado de AKAGI, WATANABE e AREDES (2007).

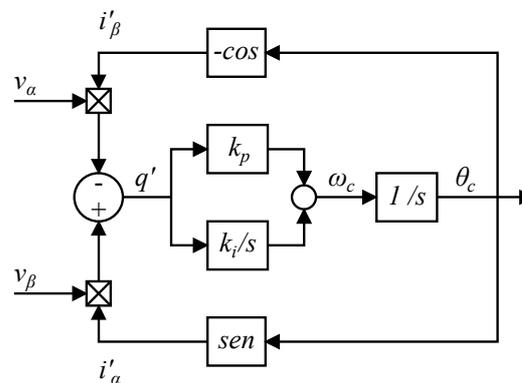
O circuito *Phase-Locked Loop* (PLL) é usado para rastrear o ângulo de fase da tensão da rede. O PLL é responsável por gerar correntes fictícias i'_α e i'_β . As tensões do sistema (v_a , v_b e v_c) são transformadas em tensões nos eixos de referência. Como as correntes auxiliares são compostas somente da componente fundamental de sequência positiva, é possível afirmar que as potências constantes instantâneas, extraídas por filtros passa baixa (FPB) são produzidas somente por \dot{V}_{+1} . Com o uso da Teoria p-q, é possível determinar as tensões v'_α e v'_β a partir de correntes e potências conhecidas. Por fim, é possível determinar a componente fundamental de sequência positiva da tensão da rede (v'_a , v'_b e v'_c) com o uso da transformada inversa de Clarke (AKAGI; WATANABE e AREDES, 2007). A Equação (3.9) é utilizada para calcular as tensões $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i'_\alpha + i'_\beta} \begin{bmatrix} i'_\alpha & -i'_\beta \\ i'_\beta & i'_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}' \\ \bar{q}' \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

3.2.1.2 - q-PLL

Proposto por SASSO e outros (2002), o circuito do q-PLL é mostrado na Figura 23.

Figura 23 - Diagrama de blocos do q-PLL



Fonte: Adaptado de SASSO e outros (2002).

Neste circuito, as tensões do sistema v_α e v_β são multiplicadas por corrente fictícias i'_α e i'_β , resultando em uma potência imaginária fictícia q' que é comparada com uma referência feita igual a zero. A potência q' se anula quando as correntes fictícias tiverem a mesma frequência angular e o mesmo ângulo de fase das tensões do sistema.

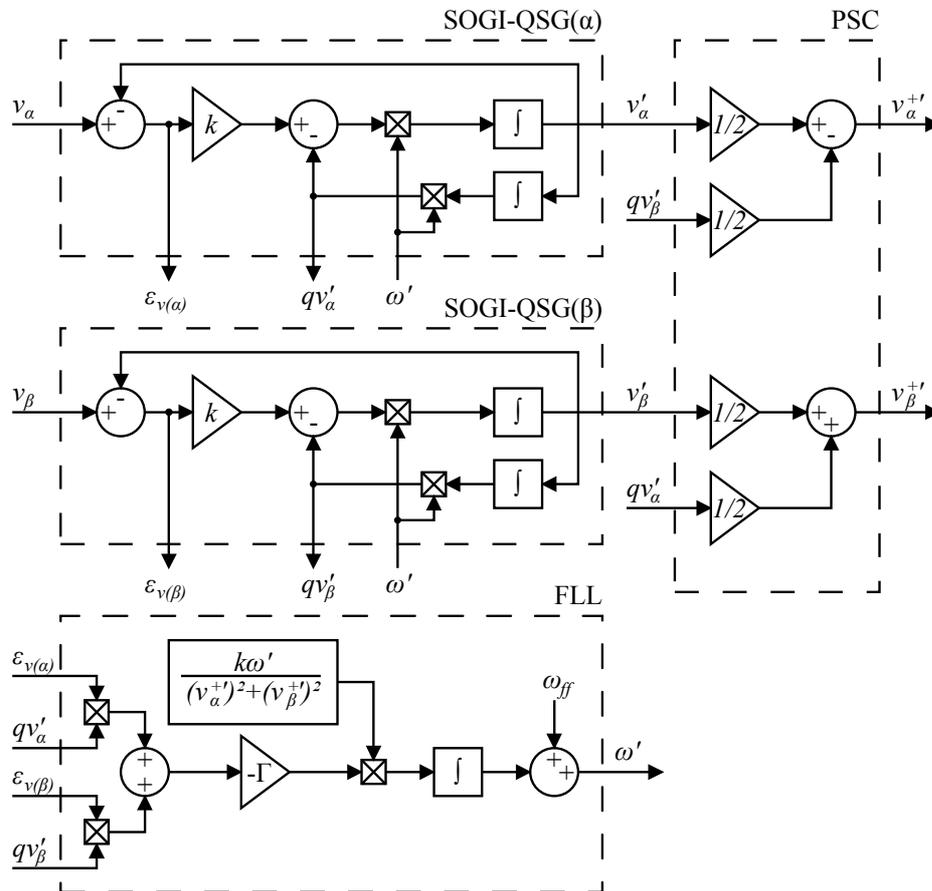
Como este PLL detecta somente o ângulo de fase da componente fundamental da tensão referente a fase "a", os sinais referentes as fases "b" e "c" são obtidos pelo defasamento de -120° e -240° (SASSO et al, 2002).

3.2.2 - DSOGI-FLL

O *Dual Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop* (DSOGI-FLL) é um sistema frequência-adaptativo de sincronização da rede. Este sistema resulta da aplicação do método das componentes simétricas instantâneas nos eixos de referência $\alpha\beta$. O diagrama de

blocos do DSOGI-FLL é mostrado na Figura 24 (RODRÍGUEZ et al, 2006; RODRÍGUEZ et al, 2011).

Figura 24 - Diagrama de blocos do DSOGI-FLL



Fonte: Adaptado de RODRÍGUEZ e outros (2011).

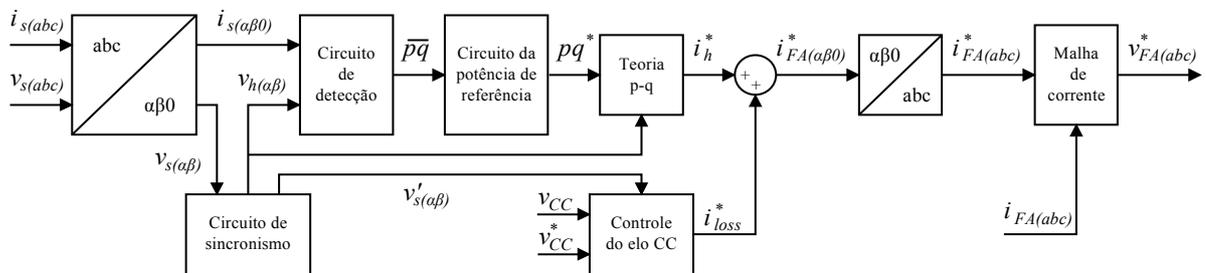
O *Second Order Generalized Integrator* é responsável pela geração dos sinais em quadratura usados nos eixos de referência $\alpha\beta$. A característica de adaptação à frequência é alcançada através do uso de malhas de controle simples, sem o uso de ângulos de fase ou funções trigonométricas. O DSOGI-FLL é bastante robusto frente a transitórios visto que a frequência da rede é mais estável que o ângulo de fase da tensão. Este é o detector de sequência positiva adotado neste trabalho.

3.3 - Estratégias de controle

3.3.1 – Estratégia de controle I

A Figura 25 mostra o diagrama de blocos da estratégia de controle I. Baseada na estratégia de controle proposta por MONTEIRO, ENCARNAÇÃO e AREDES (2010), as entradas do sistema são as tensões do sistema ($v_{S\alpha}$, $v_{S\beta}$, e v_{SC}), as correntes do sistema ($i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$, e i_{SC}), as correntes do filtro ativo ($i_{FA\alpha}$, $i_{FA\beta}$, e i_{FAC}) e a tensão do elo CC (v_{CC}).

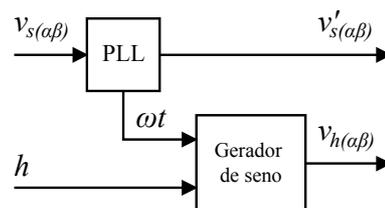
Figura 25 - Diagrama de blocos da estratégia de controle I



Fonte: Adaptado de MONTEIRO; ENCARNAÇÃO e AREDES (2010).

Inicialmente, as correntes e tensões do sistema nas coordenadas abc são transformadas em tensões ($v_{S\alpha}$ e $v_{S\beta}$) e correntes ($i_{S\alpha}$ e $i_{S\beta}$) nas coordenadas $\alpha\beta$. O circuito de sincronização, composto pelo detector de sequência positiva com q-PLL e pelo gerador de seno, detecta a frequência e o ângulo de fase da sequência positiva da tensão na frequência fundamental do sistema ($v'_{S\alpha}$ e $v'_{S\beta}$) e gera as tensões harmônicas de referência ($v_{h\alpha}$ e $v_{h\beta}$) usadas no circuito de detecção, que extrai o ângulo de fase e a magnitude de uma determinada componente harmônica. Este circuito é mostrado na Figura 26.

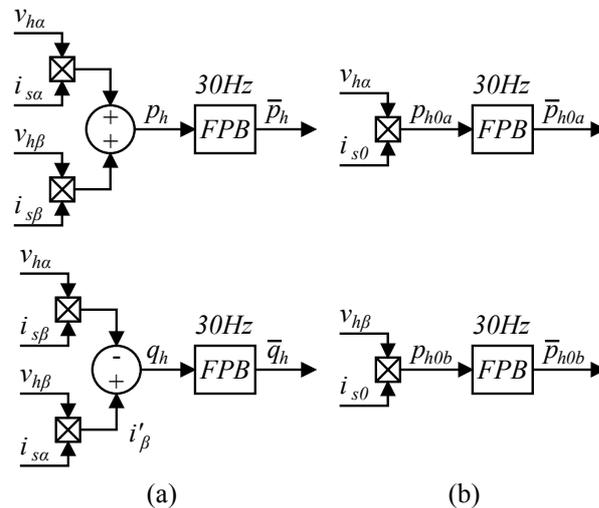
Figura 26 - Circuito de sincronismo



Fonte: Adaptado de MONTEIRO; ENCARNAÇÃO e AREDES (2010).

A Figura 27 mostra os diagramas de blocos dos circuitos usados para extrair as seqüência positiva, negativa e zero a partir das tensões $v_{h\alpha}$ e $v_{h\beta}$ e das correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$.

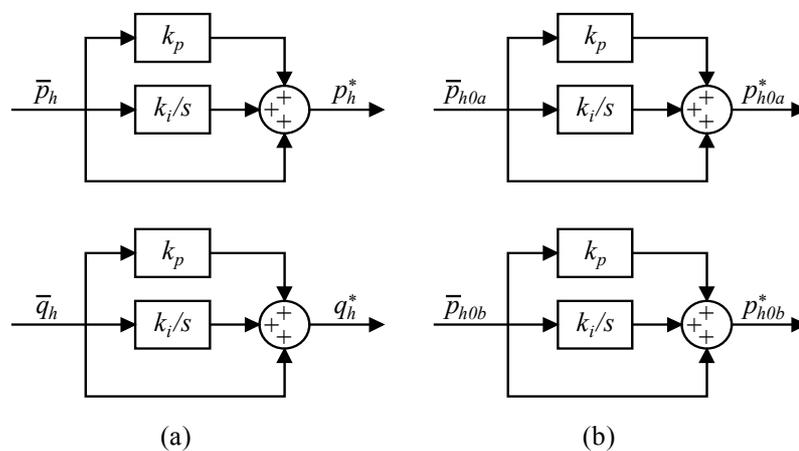
Figura 27 - Circuito de detecção para as componentes de (a) seqüências positiva e negativa e de (b) seqüência zero



Fonte: Adaptado de MONTEIRO; ENCARNAÇÃO e AREDES (2010).

O circuito da potência de referência é responsável pela determinação do ângulo de fase e da magnitude da componente harmônica de interesse da corrente do sistema de modo dinâmico, visto que as componentes harmônicas da corrente do sistema mudam à medida que a compensação é realizada. O diagrama de blocos deste circuito é mostrado na Figura 28.

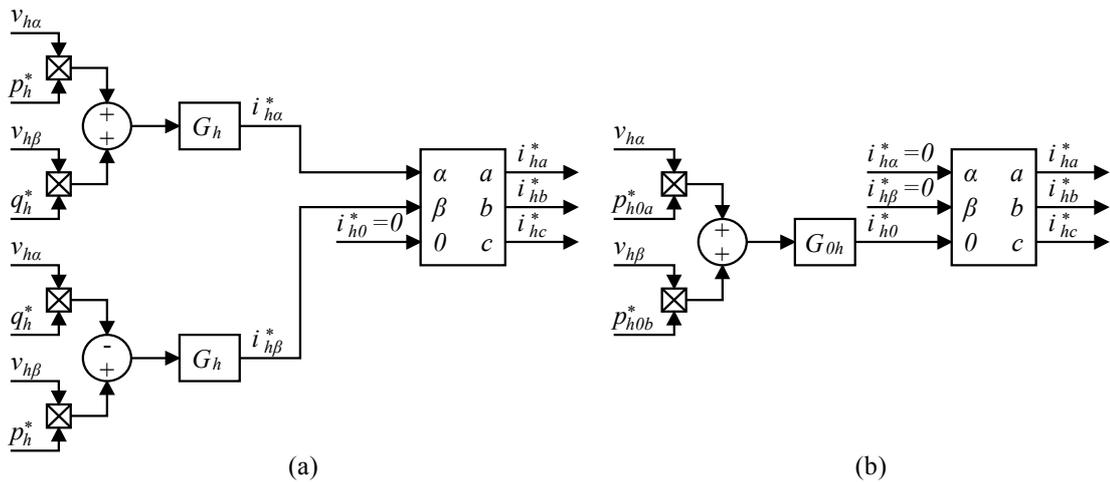
Figura 28 - Circuito de potência de referência para as componentes de (a) seqüências positiva e negativa e de (b) seqüência zero



Fonte: Adaptado de MONTEIRO; ENCARNAÇÃO e AREDES (2010).

A partir das potências p_h^* e q_h^* e das tensões v_{ha} e v_{hb} é possível, com o uso da Teoria p-q, determinar as componentes harmônicas das correntes de compensação (i_{ah}^* , i_{bh}^* e i_{ch}^*). O diagrama de blocos deste circuito é mostrado na Figura 29.

Figura 29 - Cálculo das correntes de referência e transformada inversa de Clarke

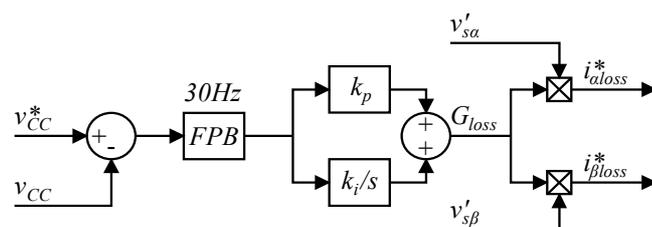


Fonte: Adaptado de MONTEIRO; ENCARNAÇÃO e AREDES (2010).

Os sinais de controle G_h e G_{0h} podem ser entendidos como condutâncias, que podem ser determinadas com base nos valores nominais das tensões do sistema e das correntes da carga.

O regulador do elo CC é responsável pela determinação das correntes $i_{\alpha loss}^*$ e $i_{\beta loss}^*$ necessárias para manter a tensão do elo CC em um nível de referência definido. Essas correntes estão em fase com $v'_{s\alpha}$ e $v'_{s\beta}$, o que significa que o filtro drena uma pequena quantidade de energia ativa do sistema. O diagrama de blocos do regulador do elo CC é mostrado na Figura 30.

Figura 30 - Diagrama de blocos do regulador de tensão do elo CC



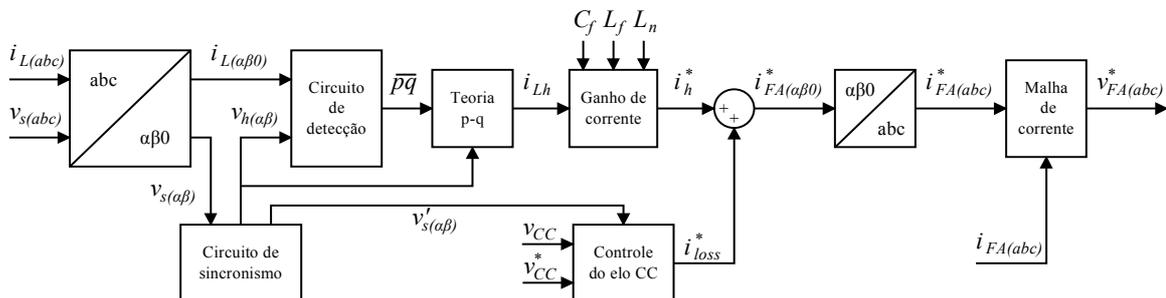
Fonte: Adaptado de MONTEIRO; ENCARNAÇÃO e AREDES (2010).

As correntes do regulador do elo CC nas coordenadas abc (i_{aloss}^* , i_{bloss}^* e i_{closs}^*) são obtidas através da aplicação da transformada inversa de Clarke. Por fim, as correntes de referência do filtro ativo nas coordenadas abc (i_{FAa}^* , i_{FAb}^* e i_{FAc}^*) são determinadas através da soma de i_{ah}^* , i_{bh}^* e i_{ch}^* com i_{aloss}^* , i_{bloss}^* e i_{closs}^* .

3.3.2 – Estratégia de controle II

Proposta neste trabalho, a estratégia de controle II utiliza os parâmetros do FP para determinar i_{ah}^* , i_{bh}^* e i_{ch}^* para $h > 5$. Assumindo que o FH deve fornecer integralmente as componentes harmônicas da corrente da carga em um intervalo de frequência definido, é possível determinar as correntes de referência. O diagrama de blocos desta estratégia é mostrado na Figura 31.

Figura 31 - Diagrama de blocos da estratégia de controle II



Fonte: Produção do próprio autor.

Nesta estratégia, o bloco circuito da potência de referência, que utiliza seis controladores PIs para detectar as sequências um harmônico de corrente, é eliminado e os sinais de controle G_h e G_{0h} são determinadas pelo bloco ganho de corrente. As entradas são as tensões do sistema (v_{Sa} , v_{Sb} , e v_{Sc}), as correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , e i_{Lc}), as correntes do filtro ativo (i_{FAa} , i_{FAb} , e i_{FAc}) e a tensão do elo CC (v_{CC}). O bloco ganho de corrente é responsável pelo cálculo da parcela da corrente de carga que o inversor do filtro ativo deve sintetizar a fim de que o filtro híbrido compense um harmônico de corrente específico. As equações que definem as parcelas das correntes de sequências positiva e negativa (G_h) e das correntes de sequência negativa (G_{0h}) da carga que o filtro ativo deve compensar foram desenvolvidas previamente nas seções 2.7.4 e 2.7.6 e são mostrados nas Equações (3.10) e (3.11), respectivamente.

$$G_h = 1 - \frac{1}{h^2} \frac{X_{cf1}}{X_{Lf1}} \quad (3.10)$$

$$G_{0h} = 1 + \left(\frac{3X_{Ln1}h^2 - X_{cf1}}{X_{Lf1}h^2} \right) \quad (3.11)$$

Nesta estratégia, as correntes de compensação são determinadas sem o uso de controladores PI.

3.4 – Considerações finais

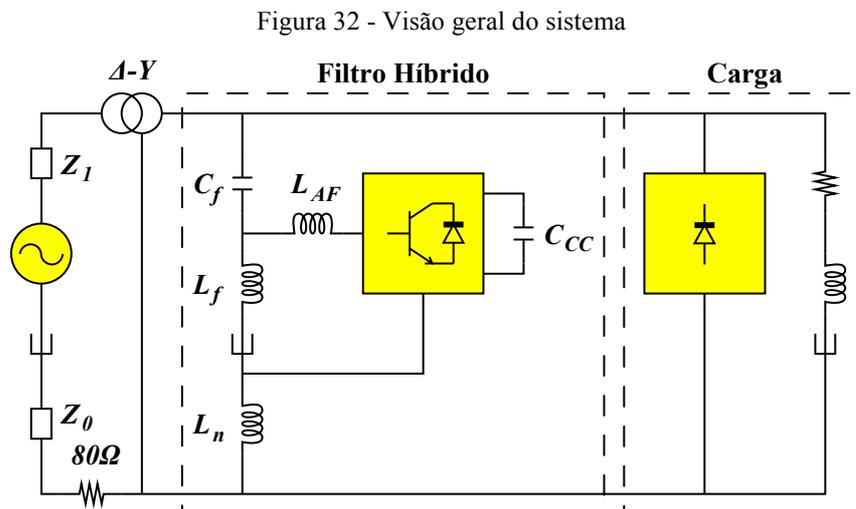
Na estratégia de controle proposta, usada para determinar as correntes harmônicas a partir do harmônico de 7ª ordem, o circuito de potência de referência é removido da estratégia e os sinais de controle G_h e G_{0h} são calculados pelo circuito ganho de corrente. Neste circuito, os ganhos de corrente são calculados a partir dos parâmetros do filtro e não é necessário o uso de controladores PI. Conseqüentemente, não há ganhos a serem ajustados. Entretanto, a Estratégia de Controle I continua a ser usada para determinar as correntes harmônicas de ordem 3 e 5 visto que, de acordo com a premissa utilizada para determinar os G_h e G_{0h} na estratégia proposta, o FP deveria compensar totalmente o 3º harmônico de corrente de sequência zero e o 5º harmônico de corrente de sequências negativa e positiva. Assim, $G_5 = G_{03} = 0$ nessas situações e a corrente de compensação gerada pelo controlador do filtro ativo seria nula nesses harmônicos.

CAPÍTULO 4: RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Este capítulo apresenta os resultados de simulações realizadas no *software* EMTDC/PSCAD®. As características do sistema e das cargas são apresentadas e, com base nesses parâmetros, os filtros passivo e ativo são projetados. O FH é usado para compensar cargas balanceadas e desbalanceadas e os resultados são mostrados e discutidos.

4.1 – Características do sistema elétrico simulado

A Figura 32 mostra a configuração do sistema utilizado na simulação.



Fonte: Produção do próprio autor.

O sistema de distribuição é composto por um transformador abaixador 11,4kV / 220V com a configuração delta-estrela aterrado com potência nominal igual a 75kVA. O ponto de neutro do enrolamento de baixa tensão é aterrado por um resistor de 80Ω, que é um valor típico de resistor de aterramento. Os parâmetros do sistema podem ser vistos na Quadro 2.

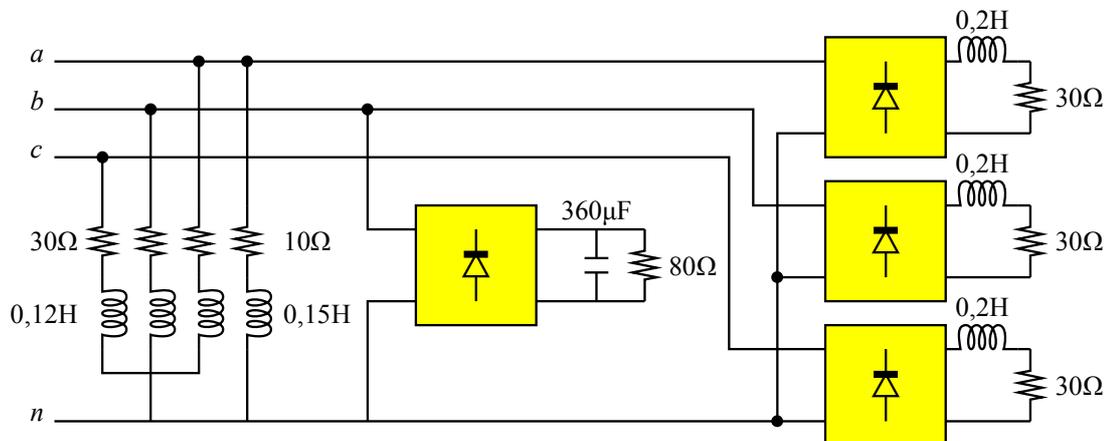
Quadro 2 - Características do sistema simulado

Grandeza	Símbolo	Valores
Média tensão / baixa tensão	V_S	11,4kV / 220V
Impedância de seq. positiva	Z_1	2,03313 Ω
Ângulo de fase da impedância de seq. positiva	θ_1	89,9°
Impedância de seq. zero	Z_0	2,242471 Ω
Ângulo de fase da impedância de seq. zero	θ_0	89,9°
Reatância de dispersão de seq. positiva	x_s	0,035p.u.
Perdas em vazio	P_{noload}	0,0044p.u.
Perdas no cobre	P_{copper}	0,0153p.u.

Fonte: Produção do próprio autor.

As cargas usadas na simulação são similares às cargas existentes em uma bancada no Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico (LEPAC) da UFES. A carga total consiste em cargas lineares e não lineares. As cargas lineares, monofásica e trifásica equilibrada, são cargas RL e as cargas não lineares, monofásica e trifásica equilibrada, são retificadores de onda completa. A Figura 33 mostra a configuração destas cargas.

Figura 33 - Configuração das cargas utilizadas na simulação



Fonte: Produção do próprio autor.

As potências destas cargas são mostradas na Tabela 8.

Tabela 8 - Potências das cargas utilizadas nas simulações

Carga	S (VA)
Linear monofásica	0,2775
Não linear monofásica	0,0950
Linear trifásica	0,8886
Não linear trifásica	1,3184

Fonte: Produção do próprio autor.

4.2 – Projeto do filtro híbrido

4.2.1 – Projeto do filtro passivo

O capacitor (C_f) e o indutor de fase (L_f) do FP podem ser determinados de acordo dos procedimentos propostos em IEEE Std. 519 (1993). Assim, usando a Equação (4.1), é possível determinar a reatância efetiva do filtro passivo (X_{eff}) a partir da potência reativa efetiva (Q_{eff}) para melhorar o fator de potência e da tensão de linha nominal do sistema (V_{LLsys}).

$$X_{eff} = \frac{V_{LLsys}^2}{Q_{eff}} \quad (4.1)$$

As reatâncias capacitiva (X_{Cf1}) e indutiva (X_{Lf1}) do filtro passivo na frequência fundamental são definidas nas equações (4.2) e (4.3), respectivamente.

$$X_{Cf1} = \left(\frac{h^2}{h^2 - 1} \right) X_{eff} \quad (4.2)$$

$$X_{Lf1} = \frac{X_{Cf1}}{h^2} \quad (4.3)$$

Onde:

h harmônico no qual o filtro passivo será sintonizado

No sistema a ser analisado, $V_{LLsys} = 220V$, $Q_{eff} = 1000,65VA$ e $h = 5$. Substituindo estes valores nas Equações (4.1), (4.2) e (4.3), encontra-se que $X_{eff} = 48,37\Omega$, $X_{Cf1} = 50,38\Omega$ e

$X_{L_{f1}} = 2,02\Omega$. Conseqüentemente, $C_f = 52,65\mu F$ e $L_f = 5,35mH$. Substituindo C_f e L_f na Equação (2.2) é possível determinar L_n , que é igual a $3,17mH$.

4.2.2 – Projeto do filtro ativo

Para determinar a tensão (V_{CC}) e o capacitor (C_{CC}) do elo CC, é necessário saber qual a tensão de pico na entrada do inversor do FA. Conforme determinado na seção 2.7.6, foi calculado que $V_{FAfase(RMS)} = 19,47V$. Conseqüentemente, pode se determinar que $V_{FAlinha(RMS)} = 33,73V$. Logo, $V_{FAlinha(pico)} = 47,40V$. Empiricamente, foi adotado $V_{CC} = 50V$, valor superior a tensão de linha de pico na entrada do filtro ativo. Conforme observado nos resultados mostrados posteriormente neste capítulo, o inversor consegue sintetizar satisfatoriamente as correntes de compensação utilizando este valor de V_{CC} .

O capacitor do elo CC C_{CC} e o indutor de acoplamento L_{AF} podem ser dimensionados através das Equações (4.4) e (4.5), respectivamente, conforme os procedimentos propostos por VILLALVA e outros (2006).

$$C_{CC} \geq \frac{3V_{FAfase(pico)}I_{1carga(pico)}}{4\omega V_{CC}\Delta V_{CC}} \quad (4.4)$$

$$L_{AF} \geq \frac{V_{CC}}{I_{1carga(pico)}4\pi f_s \Delta I(\%)} \quad (4.5)$$

Onde:

$V_{FAfase(pico)}$	tensão de fase do filtro ativo - pico [V]
$I_{1carga(pico)}$	componente fundamental da corrente da carga - pico [A]
ω	frequência [rad/s]
ΔV_{CC}	ondulação da tensão do elo CC [V]
f_s	frequência de chaveamento [kHz]
$\Delta I(\%)$	ondulação de corrente [%]

O Quadro 3 mostra os valores dos parâmetros utilizados para determinar C_{CC} e L_{AF} .

Quadro 3 - Características desejadas e parâmetros para dimensionamento do filtro ativo

Grandezas	Valores
$V_{FAfase(pico)}$	27,53V
V_{CC}	50V
ΔV_{CC} (%)	0,03%
$I_{1carga(pico)}$	7,62A
ω	377rad/s
ΔV_{CC}	0,05%
f_s	10kHz

Fonte: Produção do próprio autor.

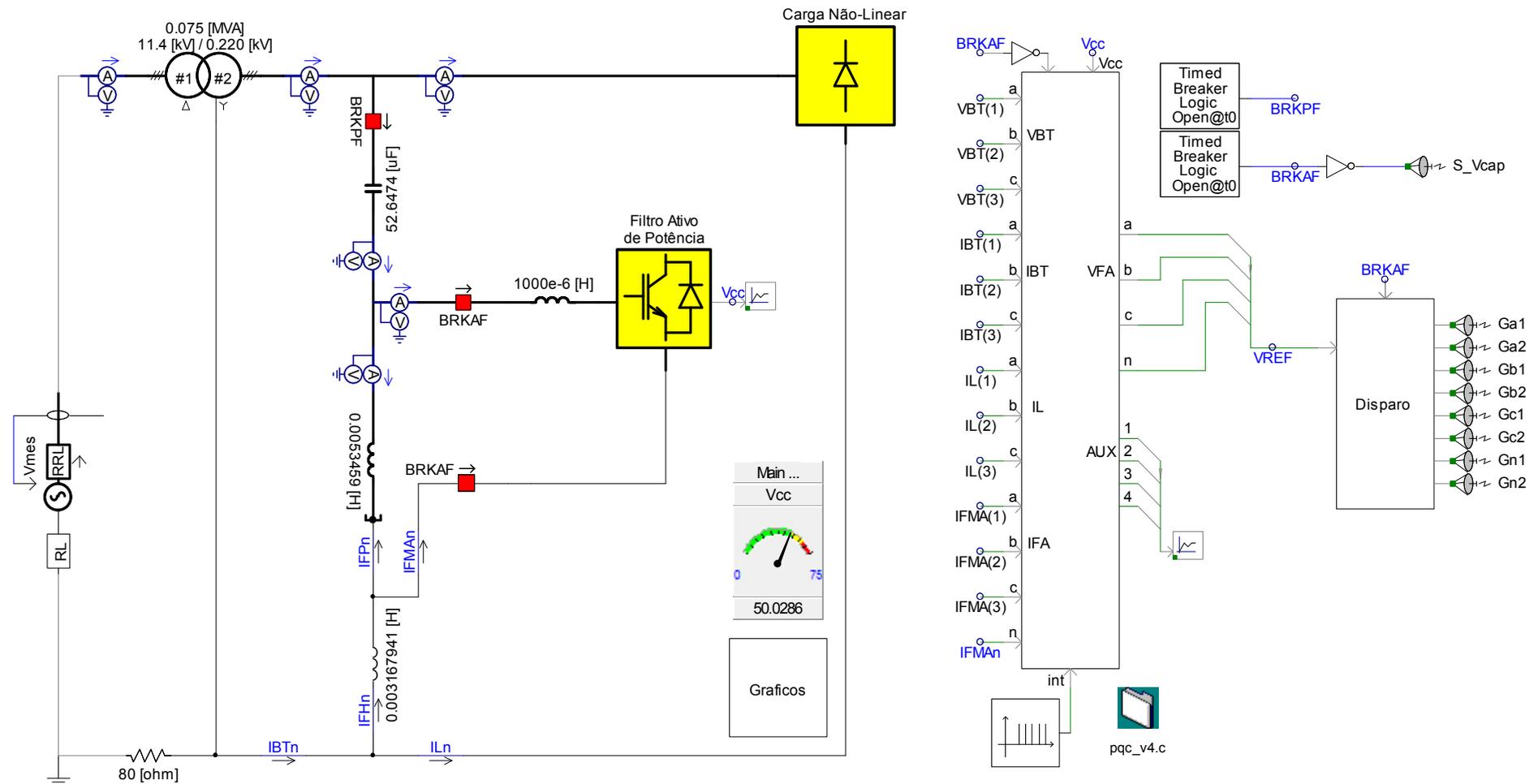
A partir destes valores foi possível determinar que $C_{CC} \geq 5567\mu F$ e $L_{AF} \geq 1,04mH$. Adotando valores comerciais para capacitores e indutores, foi escolhido que $C_{CC} = 5600\mu F$ e que $L_{AF} = 1,00mH$.

4.3 – Resultados das simulações

Inicialmente, foi realizada uma simulação em que somente as cargas trifásicas balanceadas estão conectadas ao sistema. A fim de extrair os resultados, foram feitas duas simulações. Na primeira, usando somente o FP, o mesmo é conectado após 0,3s. Na segunda, utilizando o FH, ambos os filtros estão desconectados e o FP é conectado em 0,3s e o FA em 3,0s. Procedimento semelhante foi utilizado para obter os dados do sistema com as cargas desequilibradas.

A Figura 34 mostra a visão geral do sistema no ambiente PSCAD/EMTDC.

Figura 34 - Visão geral do sistema no ambiente PSCAD/EMTDC

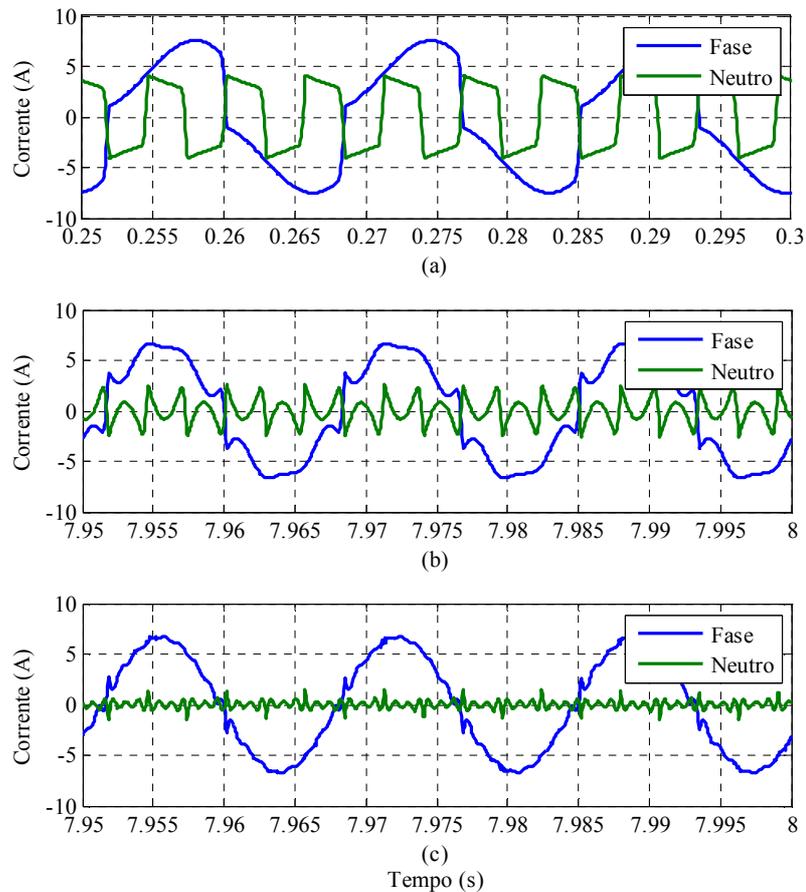


Fonte: Produção do próprio autor.

4.3.1 – Carga balanceada

A Figura 35 mostra as correntes de fase I_{Sn} e de neutro I_{Snh} do sistema antes da compensação e após as compensações passiva e híbrida. Nesta simulação, foram compensados os harmônicos de ordem igual ou menor a 15.

Figura 35 - Correntes de fase e de neutro da rede (a) sem compensação e (b) com compensação passiva e (c) híbrida



Fonte: Produção do próprio autor.

As taxas de distorção harmônica (TDH) da corrente da rede sem compensação, com compensação passiva e com compensação híbrida são, respectivamente, 28,84%, 14,91% e 5,82%.

O conteúdo harmônico da corrente do sistema nas três situações é mostrado na Tabela 9. Nesta tabela é possível observar que os 17º, 19º e 21º harmônicos não sofreram alterações, visto que a estratégia adotada não contempla a compensação destes harmônicos.

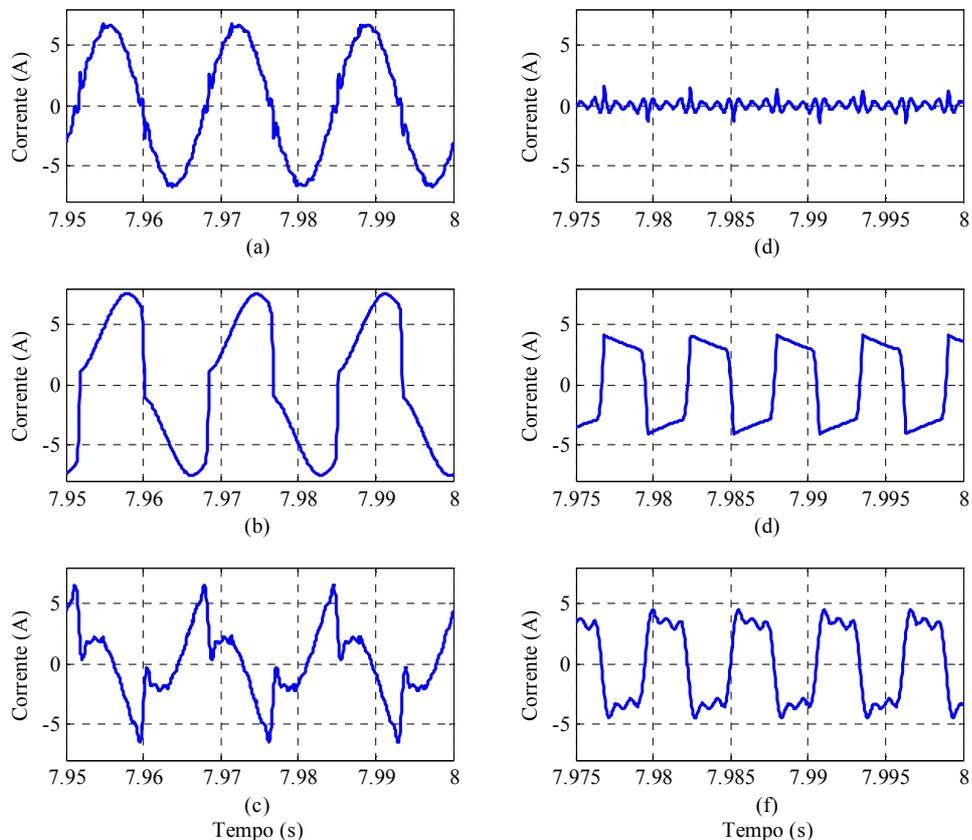
Tabela 9 - Conteúdo harmônico das correntes de fase e de neutro antes e após a compensação

h	I_{Sh} (A)			I_{Snh} (A)		
	s/ comp.	FP	FH	s/ comp.	FP	FH
1	5,3756	4,6887	4,6918	0,0002	0,0003	0,0011
3	1,0283	0,0544	0,0198	3,0848	0,1630	0,0557
5	0,6118	0,0316	0,0269	0,0001	0,0001	0,0020
7	0,4286	0,4192	0,0493	0,0004	0,0005	0,0019
9	0,3244	0,3234	0,0082	0,9732	0,9703	0,0278
11	0,2563	0,2530	0,0032	0,0000	0,0001	0,0027
13	0,2079	0,2054	0,0070	0,0009	0,0009	0,0006
15	0,1715	0,1710	0,0142	0,5142	0,5128	0,0402
17	0,1429	0,1414	0,1420	0,0000	0,0001	0,0007
19	0,1199	0,1186	0,1263	0,0022	0,0021	0,0022
21	0,1011	0,1008	0,1031	0,3017	0,3009	0,3026

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 36 mostra as correntes de fase e de neutro do sistema, da carga e do filtro híbrido durante a compensação.

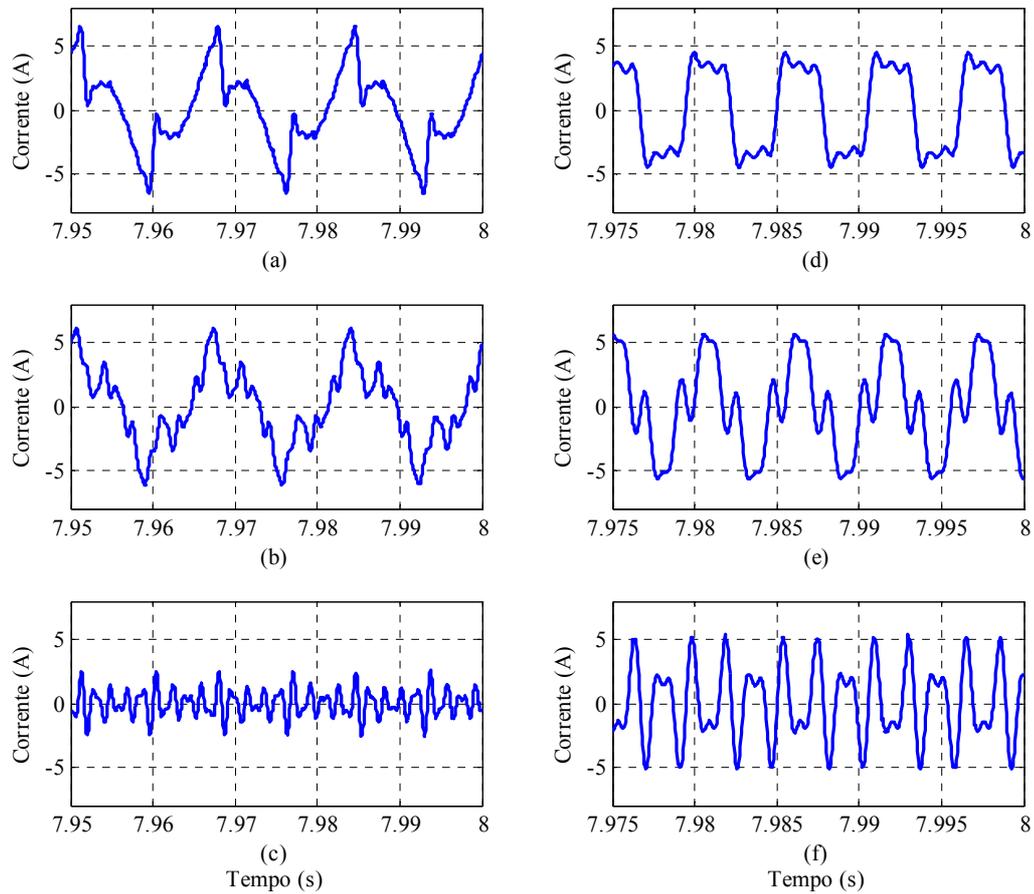
Figura 36 - Corrente de fase (a) da rede, (b) da carga e (c) do filtro híbrido e corrente de neutro (d) da rede, (e) da carga e (f) do filtro híbrido



Fonte: Produção do próprio autor.

A forma de onda da corrente de fase e de neutro de compensação no capacitor de fase C_f e as das correntes nos indutores L_f e L_{AF} pode ser vista na Figura 37.

Figura 37 - Correntes de fase (a) do capacitor do FP, (b) do indutor do FP e (c) do FA e corrente de neutro (d) do capacitor do FP, (e) do indutor do FP e (f) do FA



Fonte: Produção do próprio autor.

As correntes e tensões harmônicas e RMS do FA são mostradas na Tabela 10.

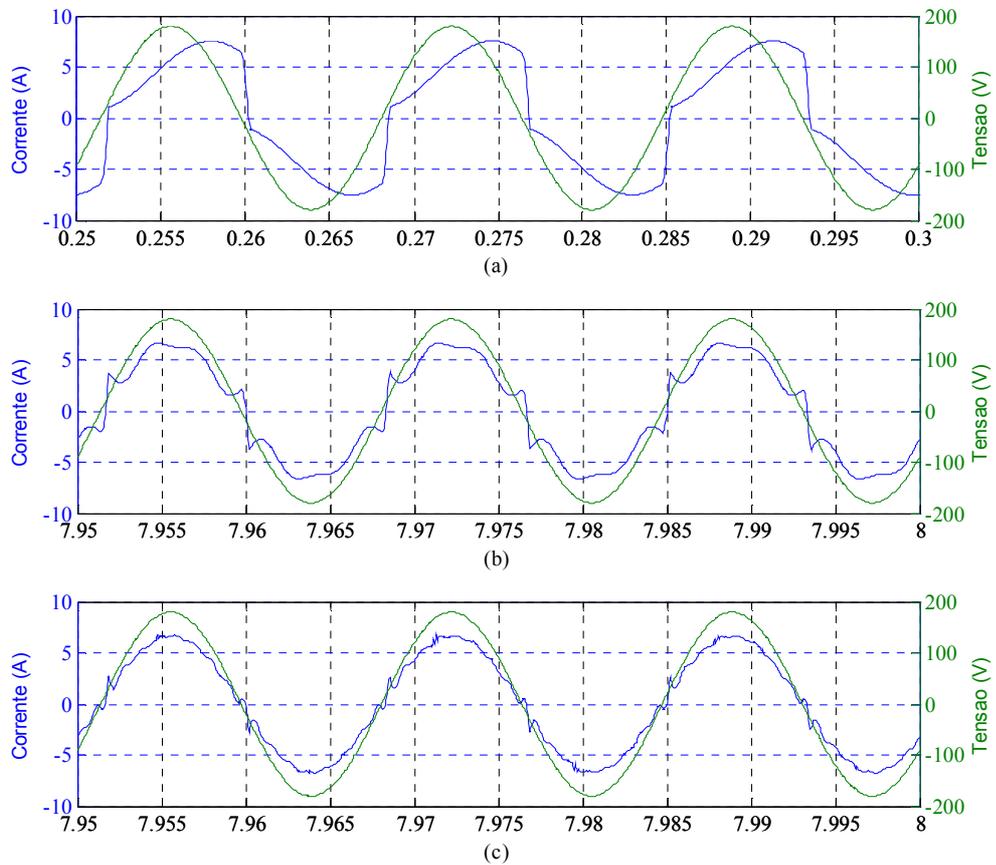
Tabela 10 - Tensões e correntes harmônicas do filtro ativo

h	V_{FAh} (V)	I_{FAh} (A)
1	5,3262	0,0622
3	17,4620	0,0055
5	5,8945	0,0030
7	2,8623	0,1941
9	1,8540	0,8191
11	1,1929	0,2055
13	0,7751	0,1753
15	0,5809	0,4892
Eficaz	19,5455	1,0123

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 38 mostra relação entre a tensão e a corrente da rede.

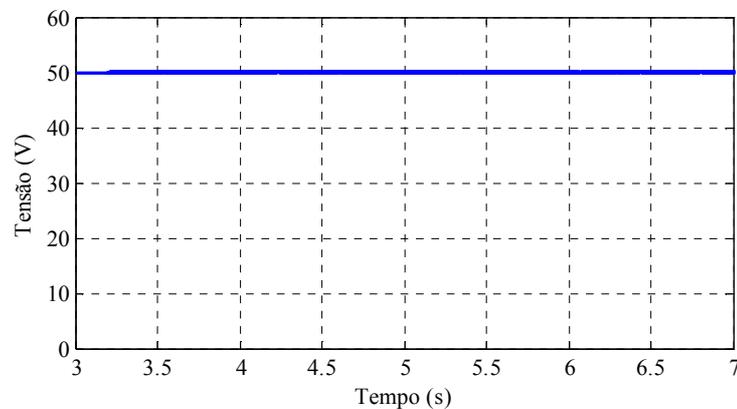
Figura 38 - Defasamento entre a tensão e a corrente da rede (a) sem compensação e (b) com compensação passiva e (c) híbrida



Fonte: Produção do próprio autor.

A tensão regulada do elo CC do inversor é mostrada na Figura 39.

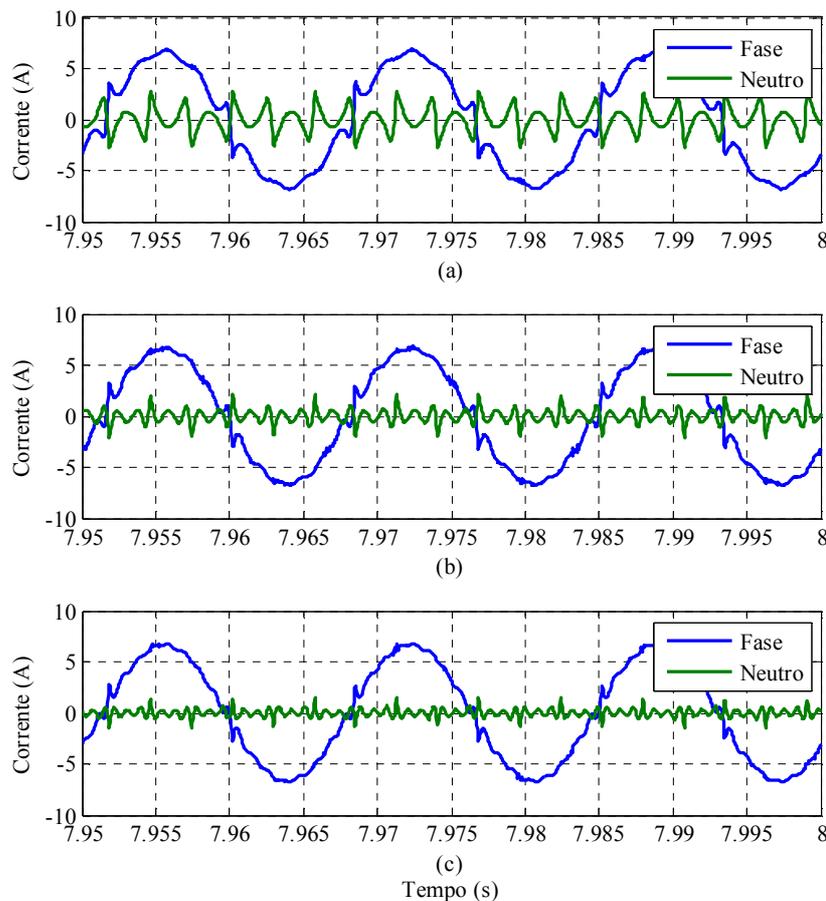
Figura 39 - Tensão no elo CC



Fonte: Produção do próprio autor.

A fim de comprovar a seletividade e o efeito da quantidade de harmônicas compensadas pelo filtro no desempenho da compensação e na potência do filtro ativo, foram simulados três cenários de compensação: compensação dos harmônicos de ordem menor ou igual a 7, dos harmônicos de ordem menor ou igual a 11 e dos harmônicos de ordem menor ou igual a 15. O resultado dessas simulações é mostrado na Figura 40.

Figura 40 - Correntes de fase e de neutro da rede compensada (a) até o 7º harmônico, (b) até o 11º harmônico e (c) até o 15º harmônico



Fonte: Produção do próprio autor.

As TDHs da corrente da rede quando o filtro híbrido compensa até o 7º harmônico, até o 11º harmônico e até o 15º harmônico são, respectivamente, 12,06%, 8,13% e 5,82%.

O conteúdo harmônico das correntes de fase e de neutro da rede nos três cenários de compensação é mostrado na Tabela 11.

Tabela 11 - Conteúdo harmônico das correntes de fase e de neutro da rede de acordo com os harmônicos compensados

h	Corrente de fase - I_{Sh} (A)			Corrente de neutro - I_{Snh} (A)		
	até 7°	até 11°	até 15°	até 7°	até 11°	até 15°
1	4,6907	4,6921	4,6918	0,0006	0,0006	0,0011
3	0,0333	0,0346	0,0198	0,1005	0,0980	0,0557
5	0,0418	0,0255	0,0269	0,0008	0,0006	0,0020
7	0,0413	0,0422	0,0493	0,0006	0,0010	0,0019
9	0,3234	0,0137	0,0082	0,9706	0,0378	0,0278
11	0,2569	0,0078	0,0032	0,0001	0,0004	0,0027
13	0,2079	0,2143	0,0070	0,0011	0,0011	0,0006
15	0,1699	0,1734	0,0142	0,5132	0,5163	0,0402
17	0,1455	0,1409	0,1420	0,0002	0,0010	0,0007
19	0,1207	0,1176	0,1263	0,0024	0,0021	0,0022
21	0,0995	0,1000	0,1031	0,3024	0,3020	0,3026

Fonte: Produção do próprio autor.

Como pode ser observado, à medida que mais harmônicos são incluídos na corrente de referência de compensação do filtro ativo, mais a corrente da rede se aproxima da corrente puramente senoidal e menor a corrente de neutro da rede. No entanto, à medida que a qualidade da corrente da rede aumenta, a corrente total sintetizada pelo filtro aumenta. O aumento da corrente total pode ser verificado na Tabela 12, que mostra as correntes e as tensões no filtro ativo para cada uma das três possibilidades de compensação propostas.

Tabela 12 - Tensões e correntes no filtro ativo de acordo com os harmônicos compensados

h	Tensão e corrente do filtro ativo					
	até 7°		até 11°		até 15°	
	V_{FAh} (V)	I_{FAh} (A)	V_{FAh} (V)	I_{FAh} (A)	V_{FAh} (V)	I_{FAh} (A)
1	5,2897	0,0507	5,3002	0,0529	5,3262	0,0622
3	16,7600	0,0052	17,0009	0,0041	17,4620	0,0055
5	6,1255	0,0013	5,9503	0,0020	5,8945	0,0030
7	2,8788	0,1949	2,9312	0,1988	2,8623	0,1941
9	0,0745	0,0007	1,8694	0,8264	1,8540	0,8191
11	0,0628	0,0045	1,1534	0,1988	1,1929	0,2055
13	0,0497	0,0037	0,0533	0,0085	0,7751	0,1753
15	0,0430	0,0034	0,0300	0,0028	0,5809	0,4892
Eficaz	18,8335	0,2015	19,1298	0,8746	19,5455	1,0123

Fonte: Produção do próprio autor.

Assim, a potência consumida por cada uma destas três possibilidades é mostrada na Tabela 13.

Tabela 13 - Potência do filtro ativo de acordo com os harmônicos compensados

Harmônicos compensados	S_{FA} (VA)
Até 7°	11,3870
Até 11°	50,1919
Até 15°	59,3587

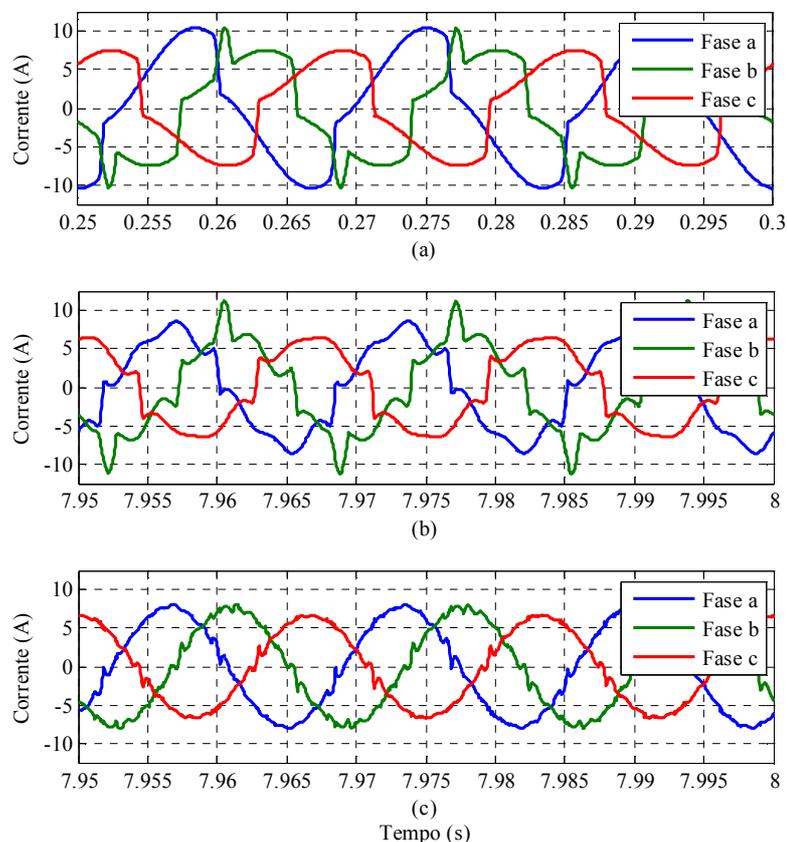
Fonte: Produção do próprio autor.

A partir dos dados apresentados na Tabela 13 é possível observar que o número de harmônicos compensados pelo filtro ativo pode aumentar significativamente a potência necessária para a implementação do mesmo.

4.3.2 – Carga desbalanceada

Nesta simulação, as cargas monofásicas também foram conectadas ao sistema. Assim, a corrente da carga torna-se desbalanceada. A Figura 41 mostra as correntes de fase do sistema antes de ocorrer a compensação e após as compensações passiva e híbrida.

Figura 41 - Correntes de fase da rede (a) antes da compensação e após as compensações (b) passiva e (c) híbrida



Fonte: Produção do próprio autor.

O conteúdo harmônicos das correntes mostradas na Figura 41 é mostrado na Tabela 14.

Tabela 14 - Conteúdo harmônico das correntes da rede antes da compensação e após as compensações passiva e híbrida

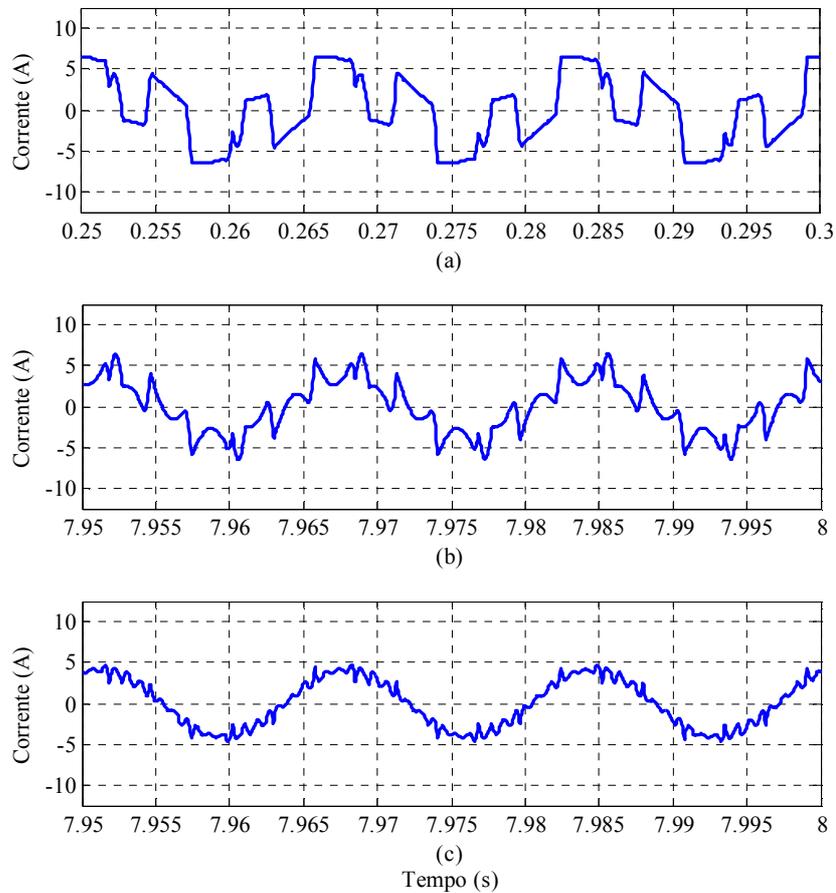
h	I_{Sah} (A)			I_{Sbh} (A)			I_{Sch} (A)		
	s/ comp.	FP	FH	s/ comp.	FP	FH	s/ comp.	FP	FH
1	6,9865	5,5238	5,5255	5,9494	5,4266	5,4285	5,3753	4,6887	4,6933
3	1,0274	0,1604	0,0278	0,8395	0,6100	0,0320	1,0282	0,1605	0,0322
5	0,6113	0,2532	0,0154	0,8332	0,1676	0,0015	0,6118	0,2542	0,0144
7	0,4282	0,4156	0,0270	0,9343	0,9166	0,0393	0,4285	0,4200	0,0111
9	0,3241	0,3213	0,0060	0,1354	0,1319	0,0129	0,3243	0,3214	0,0148
11	0,2561	0,2517	0,0172	0,5690	0,5642	0,0256	0,2561	0,2529	0,0055
13	0,2077	0,2047	0,0171	0,2915	0,2879	0,0191	0,2076	0,2058	0,0030
15	0,1713	0,1707	0,0054	0,1732	0,1738	0,0061	0,1710	0,1704	0,0036
17	0,1428	0,1412	0,1461	0,2150	0,2134	0,2297	0,1422	0,1404	0,1423
19	0,1198	0,1186	0,1234	0,0889	0,0874	0,0840	0,1189	0,1176	0,1201
21	0,1010	0,1008	0,1063	0,1247	0,1243	0,1239	0,0995	0,0993	0,1009
TDH (%)	19,87	13,75	5,30	28,22	23,93	6,12	25,77	16,17	5,51

Fonte: Produção do próprio autor.

Analisando a Tabela 14 é possível verificar que a estratégia adotada faz com que o FH compense e equilibre os harmônicos da 3^a até a 15^a. Como a estratégia de controle não contempla a compensação das sequências negativa e zero da componente fundamental da corrente, esta componente manteve-se desequilibrada.

A corrente de neutro da rede antes da compensação e após as compensações passiva e híbrida é mostrada na Figura 42. Como a componente de sequência zero da componente fundamental da corrente não é compensada pelo FH, ela ainda circula pelo condutor neutro após a compensação, como é possível observar na Figura 42(c).

Figura 42 - Correntes de neutro da rede (a) antes da compensação e após as compensações (b) passiva e (c) híbrida



Fonte: Produção do próprio autor.

O conteúdo harmônico da corrente de neutro mostrada na Figura 42 é mostrado na Tabela 15.

Tabela 15 - Conteúdo harmônico da corrente de neutro da rede antes da compensação e após as compensações passiva e híbrida

h	I_{Snh} (A)		
	s/ comp.	FP	FH
1	2,9032	2,9067	2,9081
3	2,7228	0,4641	0,0921
5	0,6553	0,6517	0,0002
7	0,5654	0,5630	0,0118
9	0,5132	0,5109	0,0084
11	0,3501	0,3505	0,0092
13	0,2444	0,2448	0,0054
15	0,4679	0,4676	0,0126
17	0,0815	0,0827	0,0883
19	0,0370	0,0378	0,0374
21	0,3241	0,3232	0,3307

Fonte: Produção do próprio autor.

Como esperado, o FP reduziu significativamente a amplitude da componente harmônica de 3ª ordem da corrente de neutro. Entretanto, com o funcionamento do filtro híbrido, a compensação do harmônico de 3ª ordem foi otimizada e os harmônicos de ordem $5 \leq h \leq 15$ foram compensados. As tensões e correntes no filtro ativo em cada uma das fases são mostradas na Tabela 16.

Tabela 16 - Tensões e correntes em cada uma das fases do filtro ativo

h	V_{FAha} (V)	I_{FAha} (A)	V_{FAhb} (V)	I_{FAhb} (A)	V_{FAhc} (V)	I_{FAhc} (A)
1	5,3212	0,0880	5,3097	0,0859	5,3188	0,0872
3	16,8744	0,4319	13,9739	0,8515	16,8274	0,4340
5	6,0332	0,3898	8,1491	0,3874	6,1587	0,3901
7	2,9430	0,1755	6,6009	0,7761	3,0154	0,4126
9	1,7976	0,5228	0,7786	0,2230	1,7682	0,5193
11	1,1016	0,0558	2,5046	0,6369	1,1847	0,3341
13	0,7579	0,0910	1,1736	0,3876	0,7951	0,3180
15	0,5847	0,4009	0,4605	0,3637	0,5630	0,4002
Eficaz	19,0652	0,9069	18,4908	1,4909	19,0775	1,0775

Fonte: Produção do próprio autor.

Como as correntes do filtro são desbalanceadas, a potência pode ser calculada através da Equação (4.8).

$$S_{FA} = V_{FAa}I_{FAa} + V_{FAb}I_{FAb} + V_{FAc}I_{FAc} \quad (4.8)$$

Substituindo os valores das tensões e correntes mostradas na Tabela 16, é possível determinar que $S_{FA} = 67,56VA$.

4.4 – Considerações finais

De acordo com as características do sistema e da carga, os elementos dos filtros passivo e ativo foram dimensionados e o controlador do filtro ativo foi projetado de maneira que os harmônicos de 3ª até 15ª fossem compensados.

Inicialmente, foram realizadas simulações em que a carga utilizada era equilibrada. De acordo com os resultados apresentados, é possível afirmar que o filtro híbrido projetado compensa de maneira satisfatória o fator de corrente e os harmônicos de corrente nas frequências de

interesse. Também foi mostrado que à medida que a quantidade de harmônicos de corrente a serem compensados pelo inversor aumenta, a potência necessária para implementar o inversor do filtro aumenta. Posteriormente, foi realizada uma simulação em que a carga do sistema era desequilibrada e, conforme os resultados apresentados, o FH compensa satisfatoriamente o fator de potência, os harmônicos e o desequilíbrio de corrente nas frequências de interesse.

CAPÍTULO 5: CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES DE TRABALHOS FUTUROS

A principal contribuição desta dissertação foi propor uma topologia de FH de baixa potência e uma estratégia de controle seletiva capaz de compensar harmônicos e desequilíbrio de corrente da corrente da rede.

Na topologia de FH proposta, a perna de neutro do inversor é conectada diretamente no FP, sem a necessidade de um indutor de acoplamento, o que poderia reduzir os custos necessários para a implementação desta topologia. Entretanto, esta conexão faz com que as correntes de sequência zero aumentem e, conseqüentemente, que a potência do inversor do FA aumente 106,5% em relação a potência necessária para implementar a topologia FH-IV. Apesar da topologia FH-V ser uma alternativa de baixa potência, a topologia FH-IV, dentre as topologias apresentadas, seria a escolha óbvia para a implementação do FH.

A estratégia de controle proposta utiliza os parâmetros do filtro passivo *four-branch star* para calcular as parcelas de cada harmônico de corrente de carga que o inversor do FA deve sintetizar de modo que o FH mitigue o efeito de uma determinada componente harmônica da corrente do sistema. Comparada com a estratégia proposta por MONTEIRO; ENCARNAÇÃO e AREDES (2010), a estratégia proposta utiliza menos controladores PI e, conseqüentemente, são necessários menos ajustes de ganhos. Mesmo utilizando um controle mais simples, ainda é possível atingir bons resultados de compensação, conforme mostrado ao longo do Capítulo 4. No entanto, esta estratégia não foi utilizada para determinar os harmônicos de 3ª e 5ª ordens e, por este motivo, uma estratégia baseada na proposta por MONTEIRO; ENCARNAÇÃO e AREDES (2010) foi adotada para mitigar os efeitos destes harmônicos na rede. Assim, além dos medidores da corrente da rede, também são necessários três medidores adicionais para medir a corrente da carga. O envelhecimento dos componentes do filtro passivo também podem mudar os valores dos ganhos e isto não foi previsto neste trabalho.

As simulações realizadas no *software* EMTDC/PSCAD® comprovam que a aplicação da topologia e da estratégia de controle propostas mitigam os efeitos de todas as componentes

dos harmônicos selecionados na estratégia. É possível verificar que a potência do inversor do filtro ativo aumenta à medida que se aumenta a quantidade de harmônicos sintetizados pelo inversor. Assim, quanto maior a qualidade de energia exigida, maior será a potência exigida pelo inversor do filtro ativo para sintetizar as correntes de compensação.

5.1 – Recomendações de trabalhos futuros

Alguns tópicos pertinentes ficam com sugestão para trabalhos futuros.:

- Implementar o FH projetado em uma bancada experimental;
- Adaptar a estratégia de controle na topologia FH-IV;
- Adaptar a estratégia de controle proposta para compensar harmônicos de 3^a e 5^a ordem;
- Determinar os parâmetros do FP a partir de medições de tensão e de corrente;
- Propor uma estratégia de controle seletiva que utilize menos filtros passa-baixa;
- Propor uma estratégia de controle não-seletiva em que a corrente de referência do filtro híbrido seja gerada, ao invés da corrente do inversor do FA;
- Verificar sensibilidade a variação de parâmetros passivos.

REFERÊNCIAS

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**, IEEE Press Series on Power Engineering. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.

DAS, J. C., Passive Filters, Potentialities and Limitations. **IEEE Trans. on Industry Applications**, vol. 40, no. 1, pp. 232-241, 2004.

ENCARNAÇÃO, L. F.; MOOR NETO, J. A.; REIS, M. S.; AREDES, M. Redução de Perdas e Melhoria da Qualidade de Energia na Rede de Distribuição BT Utilizando Filtros Ativos de Potência. In: CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, 9., 2011, Cuiabá. **IX Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (IX CBQEE)**, pp. 56-61.

ENCARNAÇÃO, L. F.; MOOR NETO, J. A.; REIS, M. S.; AREDES, M. Improved Structure for Three-Phase Four-Wires Hybrid Active Power Filters. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGIES AND POWER QUALITY, 2013, Bilbao. **International Conference on Renewable Energy and Power Quality Journal (ICREPPQ'13)**. pp. 1-6.

IEEE. **IEEE Std. 519-2014**: IEEE Recommended Practices and Requirments for Control in Electrical Power Systems, 2014.

IEEE. **IEEE Std. 1531-2003**. IEEE Guide for Application and Specification of Harmonic Filters, 2003.

FUKUDA, S.; YODA, T. A Novel Current-Tracking Method for Active Filters Based on a Sinusoidal Internal Model. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 37, no. 3, 2001, pp. 888-895.

KEDRA, B. Comparison of an Active and Hybrid Power Filter Devices. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER, 16., 2014, Bucharest. **IEEE 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)**, pp. 556-560.

LAM, C.-S.; WONG, M.-C. A novel b-shaped L-type transformerless hybrid active power filter in three-phase four-wire systems. In: NORTH AMERICAN POWER SYMPOSIUM, 38., 2006, Carbondale. **38th North American Power Symposium (NAPS)**, pp. 235-241.

LAM, C.-S.; WONG, M.-C. System and control design of a hybrid active power filter in three-phase four-wire system. In: INTERNATIONAL CONFERENCE POWER ELECTRONICS SYSTEMS AND APPLICATIONS, 2009, Hong Kong. **3rd International Conference Power Electronics Systems and Applications (PESA 2009)**.

MOHAN, N.; UNDERLAND, T. M.; ROBBINS, W.P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**, John Wiley & Sons, 2003.

MONTEIRO, L. F. C.; ENCARNAÇÃO, L. F.; AREDES, M. A novel selective control algorithm for the shunt active filter, In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2010, Sapporo. 2010 **International Power Electronics Conference (IPEC)**, pp. 2288–2293, 2010.

MORÁN, L.; DIXON, J. **Active Filters**. In: RASHID, M. H. (Org.) **Power Electronics Handbook**. 2. ed. Burlington: Academic, 2006. p. 1067-1102.

PARK, S; SUNG, J.-H.; NAM, K. A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 30., 1999, Charleston. **30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 99)**. vol. 1, 1999, pp. 400-405.

POMILIO, J. A. **Uma breve história da eletricidade industrial e da eletrônica de potência**. Disponível em: <www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/hist.pdf>. Acesso em: 25 jan. 2016.

RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F; BLAABJERG, F. Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions. In: Conference of the IEEE Industrial Electronics, 32., 2006, Paris. **32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics (IECON 2006)**, pp. 5173 - 5178.

RODRIGUEZ, P.; CANDELA, J. I.; LUNA, A.; ASIMINOAEI, L.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Current Harmonics Cancellation in Three-Phase Four-Wire Systems by

Using a Four-Branch Star Filtering Topology. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 24, pp. 1939-1950, 2009.

RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CANDELA, J. I.; MUJAL, R.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 58, no. 1, 2011. p. 127 - 138.

SASSO, E. M.; SOTELO, G. G.; FERREIRA, A. A.; WATANABA, E. H.; AREDES, M.; BARBOSA, P. G. Investigação dos Modelos de Circuitos de Sincronismo Trifásicos Baseados na Teoria das Potências Real e Imaginária Instantâneas (p-PLL e q-PLL). In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 15, 2002, Natal. **XV Congresso Brasileiro de Automática (XV CBA)**, pp. 480–485.

SENINI, S.; WOLFS, P. Analysis and Comparison of New and Existing Hybrid Active Filter Topologies for Current Harmonic Removal. In: AUSTRALASIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE, 1999, Darwin. **Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)**. pp. 227-232.

VILLALVA, M. G.; MARAFÃO, F. P.; KUBO, M. M.; RUPPERT F., E. Practical Rules for Designing a Shunt Active Power Filter for Non-Linear Unbalanced Loads. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 16., 2006, Salvador. **XVI Congresso Brasileiro de Automática (XVI CBA)**, pp. 2802-2807.

WATANABE, E. H.; STEPHAN, R. M.; AREDES, M. New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 8, no. 2. p. 697-703,1993.

APÊNDICE A: PRODUÇÃO CIENTÍFICA

Durante a realização deste trabalho, o seguinte artigo foi publicado:

AMORIM, T. S.; ENCARNAÇÃO, L.F. Low Rating Hybrid Power Filter for Application in Distribution Systems. In: 13th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP and 1st Southern Power Electronics Conference - SPEC, 2015, Fortaleza. Anais do 13th COBEP and 1st SPEC. Meio eletrônico.