

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO**



Uma contribuição à aplicação dos filtros ativos em  
sistemas elétricos de potência

Giordanni da Silva Troncha

Uberlândia, 2019

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO**

Uma contribuição à aplicação dos filtros ativos em  
sistemas elétricos de potência

Dissertação apresentada por Giordanni da  
Silva Troncha à Universidade Federal de  
Uberlândia para a obtenção do título de  
Mestre em Ciências.

**Banca Examinadora:**

Ivan Nunes Santos (Orientador) - UFU

Gustavo Brito de Lima - UFU

Alex Reis - UnB

# Uma contribuição à aplicação dos filtros ativos em sistemas elétricos de potência

Giordanni da Silva Troncha

Dissertação apresentada por Giordanni da Silva Troncha à Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

---

Ivan Nunes Santos, Dr.  
(Orientador) – UFU

---

José Rubens Macedo Jr, Dr.  
(Coordenador do PPGEE) – UFU

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)  
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

---

T852c Troncha, Giordanni da Silva, 1993-  
2019 Uma contribuição à aplicação dos filtros ativos em sistemas elétricos de potência [recurso eletrônico] / Giordanni da Silva Troncha. - 2019.

Orientador: Ivan Nunes Santos.  
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2019.319>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. 2. Redes inteligentes de energia. 3. Energia elétrica - Controle de qualidade. 4. Energia elétrica - Transmissão. I. Santos, Ivan Nunes, 1979- (Orient.) II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

---

CDU: 621.3

Maria Salete de Freitas Pinheiro - CRB6/1262

*Dedico este trabalho à minha  
família e amigos pelo apoio e carinho, que  
foram essenciais neste período. A eles deixo  
meus sinceros votos de gratidão.*

# AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pela força, graças e bênçãos concedidas ao longo de minha vida.

Aos meus pais Júlio César e Kennia Márcia, bem como meu irmão Vinícius, pelo apoio, carinho e suporte durante todo este trajeto.

A minha namorada, Beatriz, pelo carinho, suporte, força e alegrias proporcionadas sempre.

Ao professor, orientador e amigo Ivan Nunes Santos, pela confiança, comprometimento, apoio e amizade, que ajudaram a idealizar e realizar esse trabalho.

Aos amigos do Núcleo de Qualidade de Energia Elétrica e demais laboratórios de pesquisa, em especial os de maior convivência no dia a dia: Arthur Costa, Celso Azevedo, Bárbara Giancesini, Vinícius Brito, Michelly de Lima, Camila Borges, Andréia Crico, Raquel Gregory, João Paulo, Fabrício, Henrique Neto e Humberto Cunha, pelo companheirismo e amizade.

Aos amigos de longa data e familiares pelo suporte e apoio de sempre.

Agradeço, por fim, a Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia pela oportunidade e ao CNPq pelo incentivo financeiro.

*“O sucesso nasce do querer, da determinação  
e persistência em se chegar a um objetivo.  
Mesmo não atingindo o alvo, quem busca e  
vence obstáculos, no mínimo fará coisas  
admiráveis”.*

*(José de Alencar)*

# RESUMO

O trabalho em questão tem por objetivo fazer um estado da arte consistente das principais tecnologias de filtragem ativa trifásicas existentes, bem como analisar os princípios de funcionamento e controle das mesmas. De forma complementar são realizadas implementações computacionais para testes e estudos de casos a fim de melhor avaliar algumas condições específicas de operação destes equipamentos e também as respostas fornecidas pelos algoritmos de controle implementados frente a situações de contorno diversas. Além das investigações realizadas, estudos adicionais são feitos com o intuito de se perfazer algumas avaliações iniciais das tendências de otimização de conversores convencionais para atuação como condicionadores de energia. Por fim, discussões no que tange a viabilidade técnico-financeira da aplicação destas soluções são realizadas tendo em vista o cenário atual.

Palavras-chave: filtros ativos, implementações computacionais, Matlab/Simulink®, qualidade da energia, otimização.

# ABSTRACT

The work in question aims to raise a state of the art consistent with the main three-phase active power filtering technologies, as well as to analyze the principles of operation and control of the same. In this way, computational implementations are performed for tests and case studies in order to evaluate some operating conditions of these equipment's and the answers provided by the control algorithms implemented in various contour situations. In addition to the investigations carried out, complementary studies are done to present and perform some initial evaluations of the optimization trends of conventional converters to act as energy conditioners. Furthermore, discussions regarding the technical-financial feasibility of applying these solutions are carried out throughout the text, for the current scenario.

Key words: active filters, computational implementations, Matlab/Simulink®, power quality, optimization.

# SUMÁRIO

CAPÍTULO I .....	17
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	18
1.2 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO .....	21
1.3 OBJETIVOS .....	21
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO.....	22
CAPÍTULO II.....	23
2.1 PRINCIPAIS NORMAS E RECOMENDAÇÕES SOBRE DISTORÇÕES HARMÔNICAS .....	24
2.2 SOLUÇÕES PARA MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS.....	27
2.3 FILTROS ATIVOS COMERCIAIS NO MERCADO NACIONAL .....	32
2.4 SÍNTESE DO CAPÍTULO .....	35
CAPÍTULO III.....	36
3.1 FILTROS HARMÔNICOS ATIVOS EM DERIVAÇÃO.....	37
3.1.1 PRINCÍPIOS FUNDAMENTAIS DE FUNCIONAMENTO DOS FILTROS ATIVOS <i>SHUNT</i> ..	37
3.1.2 PARTES CONSTITUINTES E LÓGICA DE CONTROLE - <i>FHAD</i> .....	39
3.2 FILTROS HARMÔNICOS ATIVOS EM SÉRIE .....	81
3.2.1 PRINCÍPIOS FUNDAMENTAIS DE FUNCIONAMENTO DOS FILTROS ATIVOS SÉRIE.....	82
3.2.2 PARTES CONSTITUINTES E LÓGICA DE CONTROLE - <i>FHAS</i> .....	84
3.3 FILTROS HÍBRIDOS E UPQCs – UNIFIED POWER QUALITY CONDITIONERS .....	97
3.4 DISCUSSÕES GERAIS ACERCA DAS TECNOLOGIAS DE FILTRAGEM ATIVA .....	100
3.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO .....	101
CAPÍTULO IV.....	102
4.1 OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES PARA ATUAÇÃO COMO CONDICIONADORES DE ENERGIA ELÉTRICA.....	103
4.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO .....	103

4.3 OTIMIZAÇÃO DE UNIDADES FOTOVOLTAICAS COM VISTAS A MELHORAR A QUALIDADE DA REDE.....	105
4.4 SÍNTESE DO CAPÍTULO .....	111
CAPÍTULO V.....	112
5.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	113
5.2. ESTUDOS DE CASOS PARA AVALIAÇÃO DAS PRINCIPAIS TÉCNICAS DE CONTROLE E ARRANJOS .....	113
5.2.1 CASO I – SISTEMA COM FONTE DE SUPRIMENTO IDEAL E CARGA RETIFICADORA DE 6 PULSOS .....	114
5.2.2 CASO II – SISTEMA COM FONTE DE SUPRIMENTO IDEAL E VARIAÇÕES DINÂMICAS DE CARREGAMENTO E DA REDE LOCAL.....	118
5.2.3 CASO III – CONVERSOR DE UNIDADE FOTOVOLTAICA ATUANDO COMO CONDICIONADOR DE ENERGIA .....	121
5.3. SÍNTESE DO CAPÍTULO .....	134
CAPÍTULO VI.....	135
REFERÊNCIAS .....	138
APÊNDICE A .....	152
DETALHES DOS CONTROLES EMPREGADOS NO SISTEMA IMPLEMENTADO NO CASO III.....	152

# LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1 – Filtros passivos série	28
Fig. 2.2 – Filtros passivos shunt	28
Fig. 2.3 – Fluxograma generalizado do funcionamento dos filtros ativos	29
Fig. 2.4 – Filtros de qualidade da energia PQFI-PQFM-PQFS – ABB	33
Fig. 2.5 – Filtro de qualidade da energia StacoSine Plus	34
Fig. 2.6 – Filtro ativo linha AIM	34
Fig. 2.7 – Filtro ativo linha AccuSine PCS	35
Fig. 3.1 – Diagrama da compensação da corrente da carga	38
Fig. 3.2 – Diagrama simplificado do compensador em paralelo ideal e sistema equivalente CA	38
Fig. 3.3 - Diagrama de um Filtro Ativo Shunt do tipo CSC	41
Fig. 3.4 - Diagrama de um Filtro Ativo Shunt do tipo VSC	41
Fig. 3.5 - Conversor trifásico em ponte	43
Fig. 3.6 - Conversor do tipo “NPC”	44
Fig. 3.7 - Conversor do tipo quatro polos	44
Fig. 3.8 - Conversor do tipo Ponte H	44
Fig. 3.9 – Classes de tensão e corrente dos dispositivos semicondutores	45
Fig. 3.10 - IGBTs modulares de classe (1,7-kV e 3,3-kV/1,2-kA)	46
Fig. 3.11 – Característica de chaveamento	46
Fig. 3.12 – SPWM	48
Fig. 3.13 – Diagrama de vetores espaciais em conversores de dois níveis	51
Fig. 3.14 – Cálculo de $\vec{V}_{ref}$ em função de $\vec{V}_1$ , $\vec{V}_2$ e $\vec{V}_0$	53
Fig. 3.15 – Sequência de chaveamento de sete segmentos para $\vec{V}_{ref}$ no setor I	55
Fig. 3.16 – Conversor “split-capacitor”	57
Fig. 3.17 – HBCC PWM	57
Fig. 3.18 – Regulação de tensão CC para a topologia “split-capacitor” da Figura 3.16	59
Fig. 3.19 – Metodologia para a escolha da frequência de chaveamento	61
Fig. 3.20 – Disposição do(s) capacitor(es) no elo CC	61
Fig. 3.21 – Filtro LCL	63
Fig. 3.22 – Filtro LC série	63
Fig. 3.23 – Filtro LC paralelo	64
Fig. 3.24 – Atenuação do ripple	66
Fig. 3.25 – Algoritmos para controle de filtros ativos shunt	67
Fig. 3.26 – Algoritmo de controle de um FHAD baseado na Teoria P-Q	69

Fig. 3.27 – Circuito detector de sequência positiva	71
Fig. 3.28 – Circuito PLL	72
Fig. 3.29 – Algoritmo de controle de um FHAD baseado na Teoria SRF	73
Fig. 3.30 – Circuito PLL alternativo	73
Fig. 3.31 – Algoritmo de controle de um FHAD baseado na Teoria das correntes generalizadas de Fryze	76
Fig. 3.32 – Ilustração do exemplo numérico	81
Fig. 3.33 – Forma de onda característica da compensação shunt	81
Fig. 3.34 – Diagrama simplificado do compensador em série	83
Fig. 3.35 – Diagrama detalhado do sistema de compensação série	84
Fig. 3.36 – Formas de onda de tensão no PAC	84
Fig. 3.37 – Corte para análise do núcleo de um transformador coaxial	85
Fig. 3.38 – Controle via teoria p-q	89
Fig. 3.39 – Esquema de controle para eliminação de tensões harmônicas no FHAS via teoria SRF	90
Fig. 3.40 – Esquema de controle para eliminação de correntes harmônicas do FHAS via teoria SRF	91
Fig. 3.41 – Ilustração do exemplo numérico	96
Fig. 3.42 – Formas de onda no PAC	96
Fig. 3.43 – Filtro híbrido formado por FHAS paralelo com filtro passivo LC shunt	97
Fig. 3.44 – Filtro híbrido formado por FHAD paralelo com filtro passivo LC série	98
Fig. 3.45 – Filtro híbrido formado por FHAS em série com filtro passivo LC	98
Fig. 3.46 – <i>UPQC</i>	99
Fig. 4.1 – Otimização de conversores CC-CA para atuação como filtro ativo	104
Fig. 4.2 (a) – Estratégia de controle <i>MPHC</i>	105
Fig. 4.2 (b) – Estratégia de controle <i>MPHC</i>	106
Fig. 4.3 – UFVPQ – Conversores aplicados	106
Fig. 4.4 – Estratégia de Controle via Teoria PQ	110
Fig. 5.1 – Diagrama básico do filtro ativo usado nas implementações dos Casos I e II	114
Fig. 5.2 – Sistema para o caso I	115
Fig. 5.3 – Formas de onda de tensão e corrente – Caso I	117
Fig. 5.4 – Corrente à montante (em vermelho) e à jusante (em azul) do ponto de conexão do FHAD – Caso I	117
Fig. 5.5 – Histograma no lado da carga – a jusante do filtro – Caso I	118
Fig. 5.6 – Histograma no lado da fonte – a montante do filtro – Caso I	118
Fig. 5.7 – Circuito para o caso II	119
Fig. 5.8 – Formas de onda de tensão e corrente a jusante e a montante do filtro – Caso II - Situação A	120
Fig. 5.9 – Formas de onda de tensão e corrente a jusante e a montante do filtro – Caso II - Situação B	121
Fig. 5.10 – Arranjo implementado – Caso III	122
Fig. 5.11 – Princípio de funcionamento do controle da UFVPQ com base na teoria PQ	124

Fig. 5.12 – Formas de onda de tensão e corrente – Caso III – Situação A	125
Fig. 5.13 – Detalhes das formas de onda de corrente – Caso III – Situação A	126
Fig. 5.14 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da carga – Caso III – Situação A	127
Fig. 5.15 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da fonte – Caso III – Situação A	127
Fig. 5.16 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da UFV – Caso III – Situação A	127
Fig. 5.17 – Formas de onda de tensão e corrente – Caso III – Situação B	128
Fig. 5.18 – Formas de onda de corrente – Caso III – Situação B	129
Fig. 5.19 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da carga – Caso III – Situação B	129
Fig. 5.20 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da fonte – Caso III – Situação B	129
Fig. 5.21 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da UFV – Caso III – Situação B	130
Fig. 5.22 – Formas de onda de tensão e corrente – Caso III – Situação C	131
Fig. 5.23 – Formas de onda de corrente – Caso III – Situação C	131
Fig. 5.24 – Formas de onda de tensão e corrente – Caso III – Situação D	132
Fig. 5.25 – Formas de onda de corrente – Caso III – Situação D	133

# LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Limites das distorções harmônicas totais (em % da fundamental) – PRODIST	24
Tabela 2.2 – Terminologia adotada pelo PRODIST	25
Tabela 2.3 – Limites globais inferiores de tensão (em % da fundamental) – Procedimentos de Rede	25
Tabela 2.4 – Limites individuais (em 5 da fundamental) – Procedimentos de rede	25
Tabela 2.5 – Lista de recomendações internacionais para equipamentos quanto a emissão de harmônicos	26
Tabela 2.6 – Tabela resumo dos tipos de filtros ativos existentes	31
Tabela 2.7 – Filtros Ativos Comercializados	32
Tabela 3.1 – Estados de chaveamento	50
Tabela 3.2 – Vetores espaciais, Estados de chaveamento, Status da chave (Ligado)	50
Tabela 3.3 – Localização de $\vec{V}_{ref}$ e Tempo de espera	54
Tabela 3.4 – Condições de variação de $V_{cc1}$ e $V_{cc2}$	58
Tabela 3.5 – Dados da Concessionária	77
Tabela 3.6 – Dados da ponte retificadora	77
Tabela 3.7 – Dados da Concessionária	92
Tabela 3.8 – Dados da ponte retificadora	92
Tabela 5.1 – Parâmetros para simulação - Caso I	115
Tabela 5.2 – Síntese dos resultados das distorções harmônicas de corrente - Caso I	116
Tabela 5.3 – Parâmetros para simulação – Caso II	119
Tabela 5.4 - Dados do sistema supridor– Caso III	122
Tabela 5.5 - Características da Ponte Retificadora a Diodos– Caso III	122
Tabela 5.6 - Dados das Cargas Concentradas– Caso III	123
Tabela 5.7 – Parâmetros do compensador para a simulação– Caso III	123
Tabela 5.8 – Parâmetros do arranjo FV– Caso III	123
Tabela 5.9 – Fontes Harmônicas– Caso III	123
Tabela 5.10 – Resultados das distorções harmônicas – Caso III – Situação A	127
Tabela 5.11 – Potências na carga e na unidade de geração FV – Caso III – Situação A	127
Tabela 5.12 – Resultados das distorções harmônicas – Caso III – Situação B	130
Tabela 5.13 – Potências na carga e na unidade de geração FV– Caso III – Situação B	130
Tabela 5.14 – Potências na carga e na unidade de geração FV– Caso III – Situação C	132

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

QEE – Qualidade da Energia Elétrica  
PRODIST – Procedimentos de Distribuição  
SIN - Sistema Interligado Nacional  
*FAs* – Filtros Ativos  
FHAD – Filtro Harmônico Ativo em Derivação  
FHAS – Filtro Harmônico Ativo Série  
UPQC – Unified Power Quality Conditioner  
UFV – Unidade de Geração Fotovoltaica  
CC – Corrente Contínua  
CA – Corrente Alternada  
PAC – Ponto de Acoplamento Comum  
ONS – Operador nacional do Sistema  
*IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor*  
LCL – Indutor-Capacitor-Indutor;  
PI – Proporcional-Integral;  
PLL – Phase-Locked Loop;  
SPWM – Sinusoidal Pulse Width Modulation;  
SVPWM – Space Vector Pulse Width Modulation  
FPB – Filtro Passa Baixa  
FPF – Filtro Passa Faixa  
PHC – Perfect Harmonic Compensation  
MPPT – Maximum Power Point Tracking  
SRF – Synchronous Reference Frame  
IRTP – Instantaneous Reactive Power Theory

---

# CAPÍTULO I

## INTRODUÇÃO

---

Este capítulo inicial tem como foco realizar uma introdução ao tema, levando em consideração tópicos correlatos ao cenário atual do setor elétrico, um breve histórico sobre o desenvolvimento da tecnologia de filtros ativos, bem como expor aspectos gerais enfatizando a motivação e os objetivos para os estudos aqui documentados.

## 1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Atualmente o setor elétrico vivencia desafios discrepantes de qualquer outro momento na história, o que é tratado como a segunda revolução do setor, sendo a primeira ocorrida em meados de 1885 [1]. Esses desafios são motivados por dois imperativos políticos mundiais. O primeiro faz menção à necessidade de adotar políticas que reduzam os impactos nas mudanças climáticas globais e o segundo diz respeito à necessidade de maior segurança energética. Neste contexto, o novo panorama do setor elétrico mundial deve ter em mente três objetivos principais: criar um paradigma de controle descentralizado, reequipar o sistema com fontes de baixa emissão de gás carbônico e encontrar um modelo de negócios que promova maior eficiência e qualidade [2]. Estes imperativos juntos definirão o futuro da energia elétrica.

A quebra de paradigmas e a modernização dos processos voltados para a geração de energia elétrica, ou seja, usar os recursos com maior eficiência e de forma sustentável, têm causado mudanças nas tecnologias de geração, transmissão, distribuição e consumo [3]. Em assim sendo, se faz necessário progredir constantemente para um sistema ou uma rede inteligente, do inglês, “*smart grid*”. Uma rede inteligente, em síntese consiste no uso de sensores, dispositivos de comunicação, capacidade computacional e controle de alguma forma para melhorar a funcionalidade e confiabilidade da entrega de energia. No caso de um sistema de energia, existem diversas formas de se aplicar esse conceito, as quais permitem a otimização da geração em grande escala e dos sistemas armazenadores, da transmissão e da distribuição, dos recursos distribuídos e do consumidor final em direção às metas que asseguram maior confiabilidade e otimizem ou minimizem o uso de energia, além de mitigar os impactos ambientais, gerenciar de forma mais eficiente os ativos envolvidos e promover um modelo de negócio mais eficiente [4]. Inserido nessa realidade, além das inúmeras vantagens, tem-se também as desvantagens. Uma delas, a qual será foco da pesquisa, é o problema relativo ao agravamento dos distúrbios de Qualidade da Energia Elétrica (QEE) e surgimento de novos problemas até então não percebidos, ocasionados pela inserção de novos equipamentos que lançam mão da tecnologia dita de eletrônica de potência. De modo a retratar algumas destas fontes de problemas de QEE, nos diversos níveis de tensão e em cenário nacional, a seguir serão evidenciados aspectos gerais do sistema elétrico em âmbito nacional.

No quesito geração, verificou-se no ano de 2018 uma crescente inserção, no que tange à geração eólica de energia elétrica dita centralizada, totalizando uma potência instalada de 13400,34 MW, o que representa cerca de 8,34% da matriz energética [5]. Em sentido ascendente também está a geração de energia a partir de fazendas fotovoltaicas, que contribuem, hoje, com cerca de 1404,37 MW de

potência outorgada e fiscalizada, cerca de 0,87% da matriz energética [6]. Estas duas formas de geração renováveis possuem interfaceamento com a rede via conversores de potência, além de necessitarem de estratégias de controle complexas, o que acaba ocasionando a geração de distorções na forma de onda da corrente e tensão da rede, exigindo especial atenção por parte do Operador Nacional do Sistema Elétrico Brasileiro, antes mesmo de suas conexões.

No que concerne ao sistema de transmissão, tem-se o crescimento do número de elos de transmissão *HVDC (High Voltage Direct Current)* no Sistema Interligado Nacional (SIN) [7]. Neste tocante, destacam-se as linhas do sistema de Itaipu, que interligam a usina de Itaipu ao estado de São Paulo, as linhas do Complexo do Rio Madeira à Araraquara e também as redes provenientes de Belo Monte que contemplam a região sudeste. Verifica-se, ainda, o surgimento de novas estações *back-to-back*, a exemplo das instaladas em Porto Velho para conexão desta geração à região norte. Tais dispositivos também apresentam características não lineares, sendo potenciais geradoras de distorções harmônicas, dentre outros problemas [8].

Além dos sistemas *HVDC's*, os sistemas de transmissão em corrente alternada estão sendo dotados de dispositivos que contribuem para a otimização do sistema, porém, também podem gerar alguns malefícios no âmbito da qualidade da energia. Elementos tais como *FACTS (Flexible AC Transmission Systems)*, que flexibilizam a transferência de energia, e equipamentos que visam a melhoria dos níveis tensão com controle eletrônico de reativo, tais como *os DVR's (Dynamic Voltage Regulator)*, *STATCOM's (Static Synchronous Compensator)* e sintetizadores de energia de uma forma geral, estão sendo inseridos à rede básica com o objetivo de otimizar a operação, aumentar a confiabilidade e estabilidade, mas, ao mesmo tempo, podem causar distorções harmônicas por terem operação caracterizada pela não linearidade [9].

A área do sistema elétrico em que estão ocorrendo as principais mudanças é a rede de distribuição, em evidência, pode-se citar a automação industrial que traz consigo o emprego massivo de *ASD's (Adjustable Speed Drives)* para controle de velocidade e torque de motores empregados em sistemas de esteiras, ventilação, bombeamento, aquecimento e refrigeração, os quais geram, via de regra, correntes harmônicas. Percebe-se também o advento do veículo elétrico [10] que possui carregamento com potencial geração de distorções harmônicas nas redes de distribuição, além da substituição de sistemas de iluminação e uso cada vez maior de produtos com alto grau de eficiência em ambientes residenciais e comerciais. Outra importante questão é o crescimento quase que exponencial da geração distribuída no Brasil [11], promovida principalmente por sistemas fotovoltaicos interfaceados via conversores eletrônicos.

Nesta conjuntura, percebe-se que apesar da existência de normas voltadas à garantia do fornecimento de energia com qualidade – PRODIST e Procedimentos de Rede – e os avanços em

pesquisas, a área ainda se mostra com uma diversidade iminente de desafios. Além dos distúrbios já conhecidos – distorções harmônicas, fator de potência degradado, VTCDs (Variações de Tensão de Curta Duração), desequilíbrios, flutuações de tensão, transitórios eletromagnéticos, etc [12] – tem-se no atual cenário o surgimento de outros que provocam a comunidade científica envolvida. Dentre estes, pode-se citar: surgimento de harmônicos não característicos [13] [14], inter-harmônicos [15], variações de tensão de média duração (ocasionadas pela intermitência de sistemas de geração eólico e fotovoltaicos) [16] e [17], sobretensões em redes de distribuição devido aos sistemas de geração distribuída [18], diminuição da capacidade de hospedagem da rede em termos de novas inserções de geração distribuída com foco nos novos distúrbios [19], supra-harmônicos [20], interações entre os equipamentos dos consumidores com as redes *PLCs* (*Power Line Communication*) [21], etc.

Assim sendo, se faz necessário o desenvolvimento e aplicação de tecnologias que permitam um maior controle e melhore o desempenho da rede. Visando atuar no que tange a um dos distúrbios de QEE mais incisivos nos sistemas elétricos de potência, as distorções harmônicas, serão realizados estudos para análise dos filtros ativos de potência.

Equipamentos com conceito de condicionamento da qualidade da energia (filtros ativos), assim como os *FACTS*, começaram a ser pensados a partir do final da década de 1960 por grupos diversos [22]. A primeira topologia de filtragem ativa idealizada foi a do tipo *shunt* usada para promover compensação paralela e surgiu graças a dois pesquisadores denominados Gyugyi e Strycula, por volta de 1976. A partir de então, um significativo número de publicações despontou no âmbito de filtros ativos trifásicos [23]. Além da topologia *shunt*, outras foram se desenvolvendo e evoluindo com o tempo, como por exemplo a série e a unificada, a qual faz uso das tecnologias séries e paralelas em conjunto [24].

Atualmente, os FAs não são apenas uma ficção, os mesmos já podem ser aplicados em diversos setores e em distintos níveis de potência, apesar de ainda requererem certo desenvolvimento em alguns aspectos. Os controles em geral permitem a determinação do sinal de referência em tempo real e forçam o conversor de potência a sintetizá-lo de forma eficaz [25]. Tendo em vista o avanço da eletrônica de potência, das tecnologias semicondutoras e de controle e ainda os novos conceitos de sistemas elétricos, a tendência é que equipamentos desta natureza sejam aplicados de forma significativa e aumentem a cada dia sua faixa de operação [26].

## 1.2 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

Analisando-se a gama de publicações e contribuições provenientes de diversos pesquisadores em todo o mundo, nota-se que o conhecimento acerca das tecnologias de filtragem ativa vem aumentando a cada dia. Contudo, ainda existem diversas análises e contribuições a serem realizadas, como por exemplo, análise de situações específicas em que a aplicação da lógica de controle dos filtros ativos e operação dos mesmos ainda apresentam lacunas a se preencher.

Uma delas é a aplicação da lógica de controle destes equipamentos para a otimização da operação de conversores convencionais, como os de unidades eólicas, fotovoltaicas, de armazenadores de energia e, ainda, os de conexão de cargas não lineares, tais como os veículos elétricos. Além do mais, outras análises, como por exemplo, a dinâmica dos equipamentos e a resposta destes frente a eventos transitórios necessitam de maiores investigações.

Assim sendo, um levantamento aprofundado do estado da arte, bem como, modelagem e análise de alguns tipos de filtros ativos serão realizados no decorrer dessa dissertação de mestrado, a fim de adentrar em uma análise de viabilidade técnica da aplicação dos mesmos em sistemas elétricos, bem como estudar a possibilidade da aplicação de suas técnicas de controle em outros conversores de tensão convencionais.

## 1.3 OBJETIVOS

Os objetivos desse trabalho de pesquisa podem ser sintetizados da seguinte maneira:

- Apresentar de um estado da arte acerca das tecnologias de filtragem ativa, destacando, sobremaneira, seus princípios de funcionamento, operação e controle;
- Realizar uma análise comparativa de algumas técnicas de controle apresentadas tanto para filtros ativos *shunt*, quanto para filtros ativos série, visando mostrar a acurácia de cada teoria para tal aplicação e destacar os principais aspectos positivos e negativos;
- Apresentar os princípios de otimização de conversores convencionais, usando-se a lógica de filtros ativos. Neste tocante, apresentar um exemplo de tal prática que vem ganhando, cada vez mais, relevância;
- Expor novas tendências para a aplicação dos filtros ativos e, por fim, propor tópicos para trabalhos futuros nessa área.

## 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Esta dissertação encontra-se estruturada em 06 (seis) capítulos, sendo o **Capítulo I** uma parte introdutória da mesma, na qual são abordados aspectos gerais do trabalho com a contextualização da temática estudada.

No **Capítulo II** é realizada uma descrição geral sobre a questão de harmônicos em sistemas elétricos. Para tanto, são apresentadas as principais normas e recomendações em âmbito nacional e internacional, assim como, as soluções normalmente adotadas para mitigação. Feito isto, e dando destaque aos filtros ativos, é apresentada uma pesquisa de mercado que avalia os principais fabricantes disponíveis para aquisição desses dispositivos no Brasil.

No **Capítulo III** são apresentadas as principais etapas constituintes do funcionamento dos filtros ativos, elucidando os itens componentes do processamento da potência e do sinal. A fim de se melhorar o entendimento, acerca dos mesmos, foi proposto um exemplo numérico do dimensionamento de cada um dos dispositivos, bem como uma implementação computacional inicial.

O **Capítulo IV** visa apresentar estudos adicionais com algumas propostas de otimização de conversores convencionais com vistas ao funcionamento dos mesmos como filtros ativos. Para tanto, além de um exemplo numérico de uma unidade fotovoltaica (UFVPQ – unidade fotovoltaica otimizada para melhorar os índices de QEE), serão expostas algumas aplicações, por exemplo, em sistemas eólicos e de armazenamento.

O **Capítulo V** é dedicado à apresentação dos estudos de casos computacionais acerca das implementações realizadas. Em um primeiro momento é realizada uma análise das técnicas de controle implementadas para filtros ativos *shunt*, destacando-se os principais aspectos positivos e negativos destas tecnologias. Em um segundo momento, é realizado um estudo de caso computacional, usando-se um sistema com carga não-linear (retificador de 12 pulsos), no intuito de avaliar a acurácia do sistema de controle em momentos de mudança abrupta de carga e de faltas. Os resultados serão apresentados e posteriormente discutidos. Além destes, será implementado o sistema UFVPQ discutido anteriormente, com vistas a se realizar algumas análises iniciais e discussões acerca da tecnologia.

Por fim, no **Capítulo VI** são sintetizadas as conclusões deste trabalho, ressaltando-se os principais resultados e contribuições. Também são apresentadas algumas sugestões de trabalhos futuros nessa área.

---

# CAPÍTULO II

## HARMÔNICOS: NORMAS, RECOMENDAÇÕES

### E SOLUÇÕES PARA MITIGAÇÃO

---

Com o objetivo de evidenciar os principais aspectos considerados no desenvolvimento do trabalho, neste capítulo é realizada uma revisão geral sobre as distorções harmônicas, apresentando os principais padrões nacionais e internacionais e as principais técnicas de mitigação. Ademais, é realizado um levantamento dos principais dispositivos comercialmente encontrados para soluções ativas de compensação em âmbito nacional, incluindo alguns fabricantes de atuação global.

## 2.1 PRINCIPAIS NORMAS E RECOMENDAÇÕES SOBRE

### DISTORÇÕES HARMÔNICAS

Essencialmente, existem dois conjuntos de recomendações no tocante as distorções harmônicas: o primeiro é voltado ao estabelecimento de condições gerais dos sistemas de potência e de distribuição das concessionárias e consumidores, e o segundo voltado para o estabelecimento de requisitos de emissividade e suscetibilidade de equipamentos elétricos.

#### 2.1.1. Recomendações direcionadas aos sistemas elétricos

No Brasil, por sua vez, dois documentos normativos regem as diretrizes no que diz respeito aos indicadores de energia elétrica, são eles: o Módulo 08 do PRODIST – Procedimentos de Distribuição da Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional [27] – e o Submódulo 2.8 dos Procedimentos de Rede do ONS – Operador Nacional do Sistema Elétrico Brasileiro [28]. Ambas regulamentações abordam o tema distorções harmônicas com foco na forma de onda da tensão.

O PRODIST abrange consumidores com instalações conectadas em qualquer classe de tensão de distribuição, tais como: centrais geradoras, distribuidoras, agentes importadores ou exportadores de energia elétrica, transmissoras detentoras de DITs (Demais Instalações de Transmissão), além do Operador Nacional do Sistema. Este documento é composto por quatro seções: uma introdução (8.0), qualidade do produto (8.1), qualidade do serviço (8.2) e qualidade do tratamento de reclamações (8.3). No que concerne às distorções harmônicas os limites são fornecidos pela Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Limites das distorções harmônicas totais (em % da fundamental) - PRODIST

Indicador	Tensão Nominal		
	$V_n \leq 1,0kV$	$1,0 \leq V_n \leq 69kV$	$69 \leq V_n \leq 230kV$
$DTT_{95\%}$	10,0%	8,0%	5,0%
$DTT_p_{95\%}$	2,5%	2,0%	1,0%
$DTT_l_{95\%}$	7,5%	6,0%	4,0%
$DTT_3_{95\%}$	6,5%	5,0%	3,0%

Em que:

Tabela 2.2 – Terminologia adotada pelo PRODIST

Distorção harmônica total de tensão	DTT%
Distorção harmônica total de tensão para as componentes pares não múltiplas de 3	DTT <sub>P</sub> %
Distorção harmônica total de tensão para as componentes ímpares não múltiplas de 3	DTT <sub>i</sub> %
Distorção harmônica total de tensão para as componentes múltiplas de 3	DTT <sub>3</sub> %

Já o Submódulo 2.8 dos Procedimentos de Rede dita as regras referentes aos indicadores de desempenho da rede básica e de seus componentes. Tem como principal objetivo regulamentar e estabelecer princípios e diretrizes para o gerenciamento de indicadores de qualidade da energia da rede básica e seus usuários. Este documento é estruturado de forma diferente do anteriormente abordado, porém se atém as mesmas metas. No que diz respeito às distorções harmônicas, têm-se estabelecidos duas classes de limites: os limites globais e os limites individuais (em função de tensões harmônicas fundamentais). As Tabelas 2.3 e 2.4 apresentam tais valores limítrofes.

Tabela 2.3 – Limites globais inferiores de tensão (em % da fundamental) – Procedimentos de Rede

V < 69 kV				V ≥ 69 kV			
ÍMPARES		PARES		ÍMPARES		PARES	
ORDEM	VALOR(%)	ORDEM	VALOR(%)	ORDEM	VALOR(%)	ORDEM	VALOR(%)
3, 5, 7	5%			3, 5, 7	2%		
		2, 4, 6	2%			2, 4, 6	1%
9, 11, 13	3%			9, 11, 13	1,5%		
		≥8	1%			≥8	0,5%
15 a 25	2%			15 a 25	1%		
≥27	1%			≥27	0,5%		
<b>DTHTS95% = 6%</b>				<b>DTHTS95% = 3%</b>			

Tabela 2.4 – Limites individuais (em % da fundamental) – Procedimentos de Rede

13,8 kV ≤ V < 69 kV				V ≥ 69 kV			
ÍMPARES		PARES		ÍMPARES		PARES	
ORDEM	VALOR(%)	ORDEM	VALOR(%)	ORDEM	VALOR(%)	ORDEM	VALOR(%)
3 a 25	1,5%			3 a 25	0,6%		
		todos	0,6%			todos	0,3%
≥27	0,7%			≥27	0,4%		
<b>DTHTS95% = 3%</b>				<b>DTHTS95% = 1,5%</b>			

Em que: DTHT é a Distorção de tensão Harmônica Total e DTHTS95% é o valor total após sofrer um tratamento estatístico denominado percentil 95.

No mais, em âmbito internacional, a título de menção, pode-se citar as seguintes resoluções adotadas com relação às distorções harmônicas:

- IEC 61000-3-6: rede de distribuição das concessionárias;
- IEC 61000-2-2: sistemas de baixa tensão de distribuição das concessionárias;
- IEEE 519: sistemas das concessionárias e dos consumidores em qualquer nível de tensão.

## 2.1.2. Recomendações voltadas aos equipamentos

A Tabela 2.5 apresenta uma lista dos principais padrões internacionais voltados ao estabelecimento de critérios de emissividade e suscetibilidade de equipamentos com relação às distorções harmônicas [29].

*Tabela 2.5 – Lista de recomendações internacionais para equipamentos quanto a emissão de harmônicos*

<b>Padrão</b>	<b>Descritivo</b>
IEC61000-2-2 Eletromagnetic Compability (EMC)	Estabelece os níveis de compatibilidade para distúrbios de baixa frequência em sistemas elétricos públicos de baixa tensão. Define, basicamente, os critérios de projeto para os fabricantes de equipamentos de forma a garantir características mínimas de imunidade.
IEC61000-2-4 Eletromagnetic Compability (EMC)	Semelhante ao acima apresentado, porém estabelece níveis de compatibilidade para redes industriais e privadas. São cobertas tanto redes de baixa tensão como de média, excluindo-se redes para embarcações, aeronaves, plataformas marítimas e ferrovias.
IEC61000-3-2 Eletromagnetic Compability (EMC)	Trata dos limites de emissão de correntes harmônicas de equipamentos individuais conectados a redes públicas.
IEC61000-3-4 Eletromagnetic Compability (EMC)	Determina os limites de emissão de correntes harmônicas para equipamentos individuais tendo corrente nominal variando na escala de (16 a 75) A, sendo aplicados a redes públicas com tensões nominais entre 230V monofásico a 600V trifásico.

Conhecer os padrões correlatos aos equipamentos é de grande importância para planejamento, aquisição e instalação dos mesmos, visto que sendo assim pode-se prever os impactos destes na

instalação elétrica onde serão empregados. No Brasil, a prática tem sido a adoção de normas internacionais, principalmente as normas *IEC*.

Atualmente, no Brasil, não existe uma regulamentação com vistas a limitar as distorções harmônicas produzidas por equipamentos, de forma rígida, tal qual é feito para violações do fator de potência. Isto implica que não são estabelecidas multas em caso de não atendimento aos critérios adotados. E, apesar do grande número de discussões acerca da temática, ações efetivas para mitigação de problemas harmônicos só são realizadas quando do mal funcionamento de sistemas elétricos, bem como queima de elementos conectados a eles.

Em contrapartida, tem-se verificado nos últimos anos uma intensa movimentação por parte dos agentes e pesquisadores envolvidos no sentido de estabelecer uma regulamentação prevendo taxaço, de acordo com sua responsabilidade, sob a poluição harmônica da rede.

## **2.2 SOLUÇÕES PARA MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS**

Nesta seção, as principais soluções utilizadas, na atualidade, para a mitigação de distorções harmônicas são abordadas. O objetivo é mostrar os tipos de soluções empregadas, dando-se foco nas alternativas ativas de compensação devido aos objetivos deste trabalho dissertativo.

### **2.2.1 Filtros Passivos**

A solução mais utilizada para atenuação de distorções harmônicas em sistemas elétricos consiste no uso de equipamentos passivos para composição de filtros sintonizados, quais são basicamente uma estrutura LCR série [30], [31], [32], [33], [34] e [35]. Geralmente são empregados de duas maneiras, ou como filtros de bloqueio (Figura 2.1), que consistem em caminhos de alta impedância entre a fonte e a carga, bem como filtros de confinamento (Figura 2.2) que consistem na criação de caminhos de baixa impedância para atração das correntes harmônicas [36], [37].

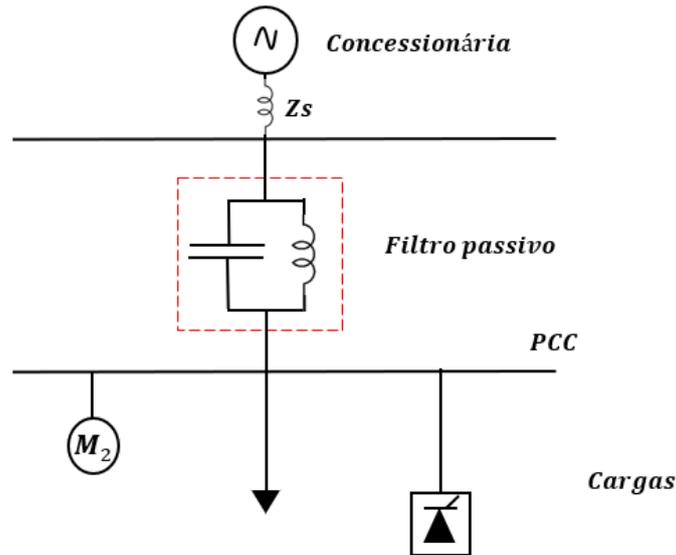


Fig. 2.1 – Filtros passivos série.

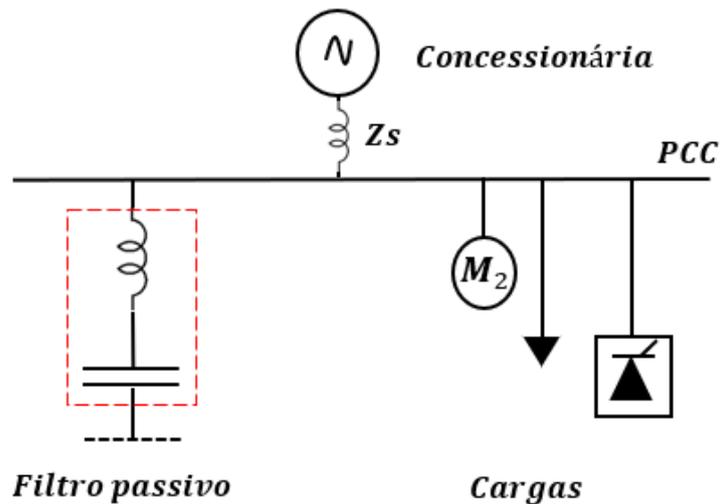


Fig. 2.2 – Filtros passivos shunt.

O parâmetro resistivo, em geral, é proporcionado pelas resistências própria dos indutores constituintes destes arranjos de filtragem. Os filtros passivos não possuem dinâmica de compensação, ou seja, apresentam características fixas. Sua utilização exige um estudo da rede onde será empregado, bem como prevenção de futuras alterações no sistema. Além de problemas de ressonâncias série e paralela pode-se citar como desvantagem dos filtros passivos o volume e peso físico significativo e o fato de que as características de filtragem dependem do conhecimento da impedância da rede, o que não se faz necessário nas tecnologias ativas [38]. Conforme já justificado, nesta dissertação será focada a problemática da filtragem harmônica ativa, portanto, não se pretende tecer maiores detalhamentos a estratégias de filtragem harmônica passivas.

## 2.2.2 Filtros Ativos

Uma solução eficaz e alternativa para a correção do fator de potência, minimização de distorções harmônicas de tensão e/ou corrente além de atenuação de outros distúrbios correlatos a qualidade da energia, são os filtros ativos [39], [40] e [41]. Estes se compõem basicamente de conversores estáticos conectados à rede de tal maneira que inserindo uma parcela de sinal em oposição ao medido, é possível obter uma atenuação das distorções na forma de onda e ainda aprimorar o fator de potência da instalação [42].

Um fluxograma ilustrativo genérico é apresentado na Figura 2.3 com o intuito de descrever a ideia geral de compensação *shunt* ou série.

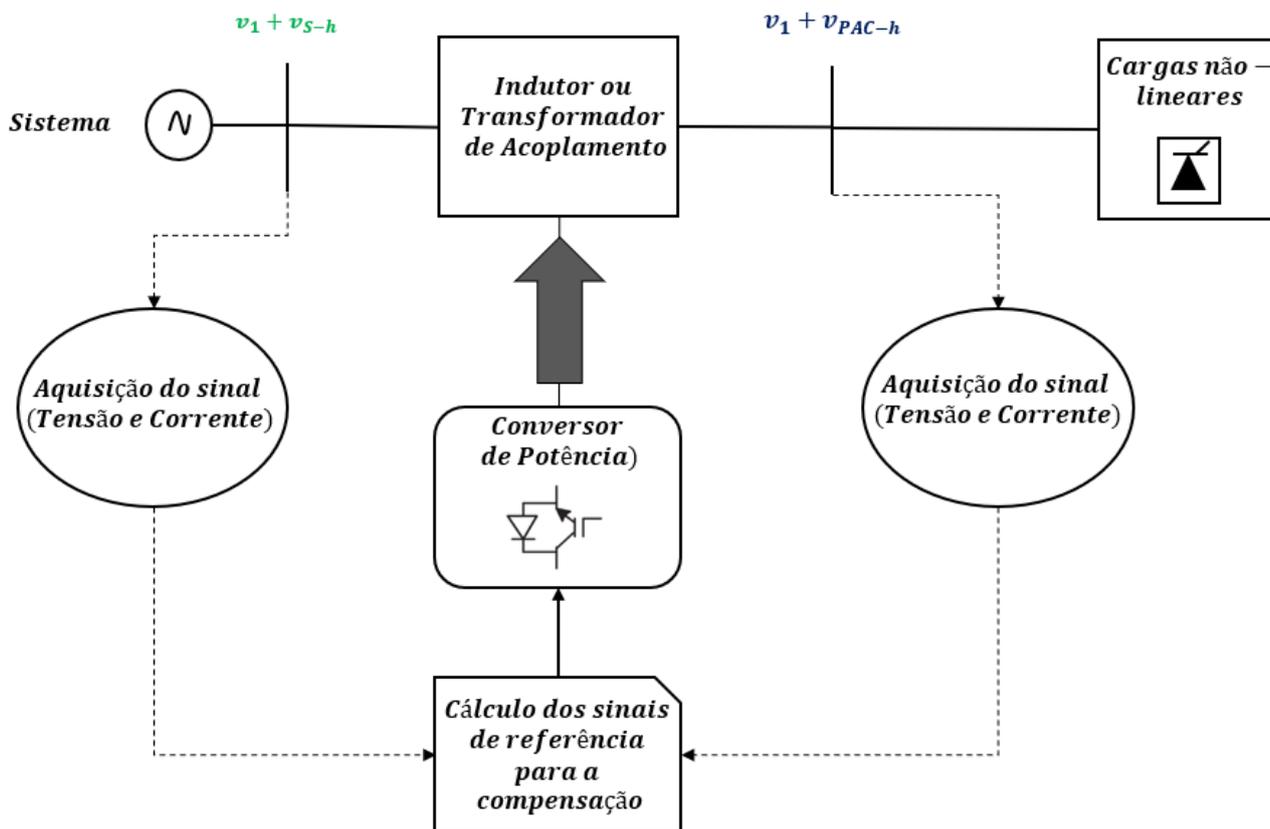


Fig. 2.3 – Fluxograma generalizado do funcionamento dos filtros ativos

Como pode ser observado na ilustração anterior, a informação relacionada ao sinal obtido do sistema é repassada a um estimador de sinal de referência (cérebro do equipamento), que realiza a estimação das componentes harmônicas e calcula as referências a serem utilizadas para geração de comandos de controle do circuito de potência do conversor, de forma a realizar a mitigação requerida

de modo dinâmico e de acordo com a estratégia escolhida. O sinal adquirido para realizar a compensação pode ser advindo tanto do lado da carga, quanto da fonte, ou ainda dos dois, o que não é comum na prática.

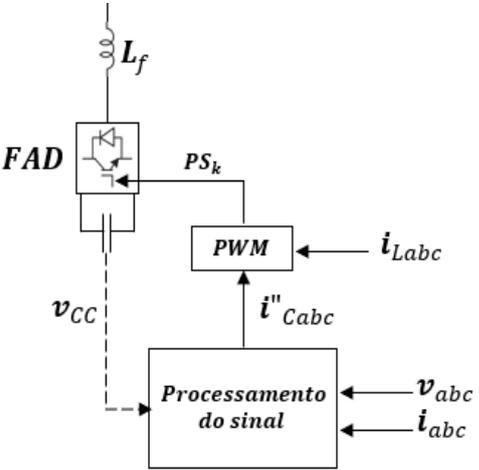
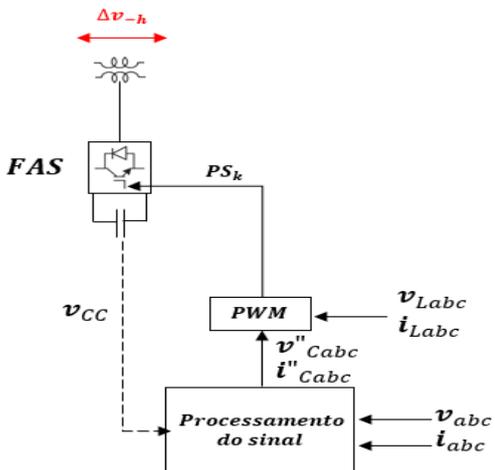
As topologias de filtragem ativa conhecidas são: paralelo (*shunt*), em série, híbrida e unificada. A configuração em paralelo é a mais difundida em termos de aplicações práticas e apresenta ampla gama de publicações na literatura técnica especializada. Filtros desta natureza atuam como fonte de corrente, compensando as componentes harmônicas de corrente causadas devido à presença de cargas não-lineares.

Outra tipologia bastante difundida na literatura, porém nem tanto no âmbito de mercado, são os filtros ativos em série. Estes têm os princípios de operação e controle semelhantes aos filtros em paralelo, no entanto, fazem uso de um transformador de acoplamento (ou de interface) em série com o alimentador para composição de altas impedâncias nas frequências harmônicas desejadas e baixa impedância na frequência fundamental, ou seja, configuram um filtro de bloqueio.

Além dessas duas configurações, existem, ainda, as ditas unificadas e híbridas. A estrutura unificada consiste em nada mais que a junção entre um filtro ativo série e paralelo, possibilitando a mitigação unificada de distúrbios. Já os formatos conhecidos como híbridos equivalem à conjunção dos dispositivos passivos com os ativos, caracterizando um conjunto de equipamentos, os quais podem ser aplicados em diversas situações.

A fim de sintetizar as topologias existentes, um resumo é confeccionado e mostrado na Tabela 2.6. Vale salientar que o detalhamento das estratégias de filtragem, bem como sua fundamentação matemática, serão realizados no Capítulo 3 deste documento.

Tabela 2.6 – Tabela resumo dos tipos de filtros ativos existentes

Ilustração	Funções
	<p><i>Compensação das correntes harmônicas provenientes do sistema. Possui maior eficiência frente a cargas do tipo fonte de corrente harmônica.</i></p>
	<p><i>Compensação de tensões harmônicas ou correntes provindas de cargas não-lineares do tipo fonte de tensão harmônica. A maioria das aplicações se resume a distúrbios de tensão.</i></p>

	<p><i>Existem diversas categorias de filtros híbridos, com diversas aplicações possíveis.</i></p>
	<p><i>Correção de problemas correlatos tanto a correntes e tensões harmônicas. Porém podem ser aplicados em outras funções.</i></p>

## 2.3 FILTROS ATIVOS COMERCIAIS NO MERCADO NACIONAL

Do ponto de vista comercial, existe um número satisfatório de fabricantes que comercializam filtros ativos no Brasil e no mundo. A grande maioria dos fabricantes possuem tradição no fornecimento de soluções em sistemas de energia, tais como: ABB, Schneider-Eletric, GE, EPCOS, RTA, APC e Schaffner. Outros fabricantes menores, que eram especializados na produção destes equipamentos, normalmente, são absorvidos pelos maiores, como é o caso da BlueWave [43].

A Tabela 2.7 resume um levantamento dos principais equipamentos, bem como seus fabricantes disponíveis no mercado nacional, incluindo alguns parâmetros, como níveis de operação e parâmetros característicos.

*Tabela 2.7 – Principais Filtros Ativos Comercializados no Brasil*

Modelo	Fabricante	Faixa de Compensação (h)	Tipo de Compensação	Capacidade para Compensação de Reativos	Corrente (A)	Tensão (V)
PQF/PQFI/PQFS/PQFM	ABB	2 a 50	3/4 fio-seletiva	SIM	250, 450 180, 320	$208 \leq V \leq 480V$ $408 \leq V \leq 690V$
StacoSine	Staco energy Products Co. (US)	3 a 51	3/4 fios - Global/Seletiva	SIM	25-200	480V (690 com uso de trafo)
AIM	AIM Europe (UK)	2 a 51	3/4 fios - Global	SIM	25, 400 100, 200	208-600V 690Vca
ECOsineTM	Schaffner	até 50	3 fios - Global/Seletiva	SIM	30-300	380-480V
AHF 005/010 VLT A AF006	Danfoss	**	3 fios	**	10-400	380-480V (60Hz) 380-690V (50Hz)
AccuSine PCS	Schneider-Eletric	2 a 50	3 fios - Global	SIM	50, 100 e 300	208-480V
AHF6000	EPCOS	2 a 50	...	...	50, 100 e 300	380-480Vca
MGETM SineWave	APC (Schneider)	2 a 25	3 fios - Global/Seletiva	SIM	20/30/45/60/90/120	400V
FILTERON	RTA	...	3 ou 4 fios	SIM	25-800	220/380/480/690V

Na sequência são apresentadas algumas ilustrações retiradas de catálogos de filtros ativos comercialmente encontrados em âmbito nacional.



*Fig. 2.4 – Filtros ativo PQFI-PQFM-PQFS - ABB*



*Fig. 2.5 – Filtro ativo StacoSine Plus*



*Fig. 2.6 – Filtro ativo linha AIM*



*Fig. 2.7 – Filtro ativo linha AccuSine PCS*

## **2.4 SÍNTESE DO CAPÍTULO**

Neste capítulo foi apresentada uma discussão geral sobre harmônicos, abordando os principais padrões nacionais e internacionais e as principais soluções para a mitigação dos mesmos. Também foi apresentada, em formato de tabela, um apanhado de referências correlatas às diversas estratégias de filtragem ativa.

Outro tópico abordado no capítulo foi a questão de mercado destes equipamentos no cenário atual, visando destacar os principais fabricantes e possibilidades de aplicação.

---

# CAPÍTULO III

## FILTROS HARMÔNICOS ATIVOS DE POTÊNCIA

---

O capítulo III tem por objetivo descrever todas as etapas no que tange ao dimensionamento dos filtros harmônico ativos e, complementarmente, realizar um exemplo numérico ilustrativo para cada configuração, resumindo todo o processo pertinente.

## 3.1 FILTROS HARMÔNICOS ATIVOS EM DERIVAÇÃO

A seguir serão destacadas e detalhadas todas as parcelas componentes do funcionamento e operação dos filtros ativos em derivação, são elas:

- Processamento da potência:
  - Conversor;
  - Filtro de *Ripple* (mitigar ruídos de chaveamento);
  - Elemento de *Buffer* (capacitor e indutor no elo CC);
  - Indutor de alisamento.
- Processamento do sinal:
  - Aquisição e controle do sinal.

### 3.1.1 PRINCÍPIOS FUNDAMENTAIS DE FUNCIONAMENTO DOS FILTROS ATIVOS

#### *SHUNT*

O princípio de funcionamento dos filtros ativos em derivação é explicado com auxílio de uma fonte de corrente ideal e por meio desta, é mostrado como se controla a injeção de potência para a compensação de distorções na forma de onda da corrente e, alternativamente, compensação de reativo.

Considerando os equivalentes de Thévenin do Filtro Harmônico Ativo em Derivação ou *Shunt* (FHAD) e do sistema elétrico ao qual o mesmo está conectado, estabelece-se o esquema elucidado na Figura 3.1. A compensação da corrente da carga é descrita pela Figura 3.2 e nota-se que a corrente terminal ( $i_S$ ) não é totalmente senoidal, isto se deve ao fato de que normalmente há uma distorção prévia (*background distortion*) no sistema supridor.

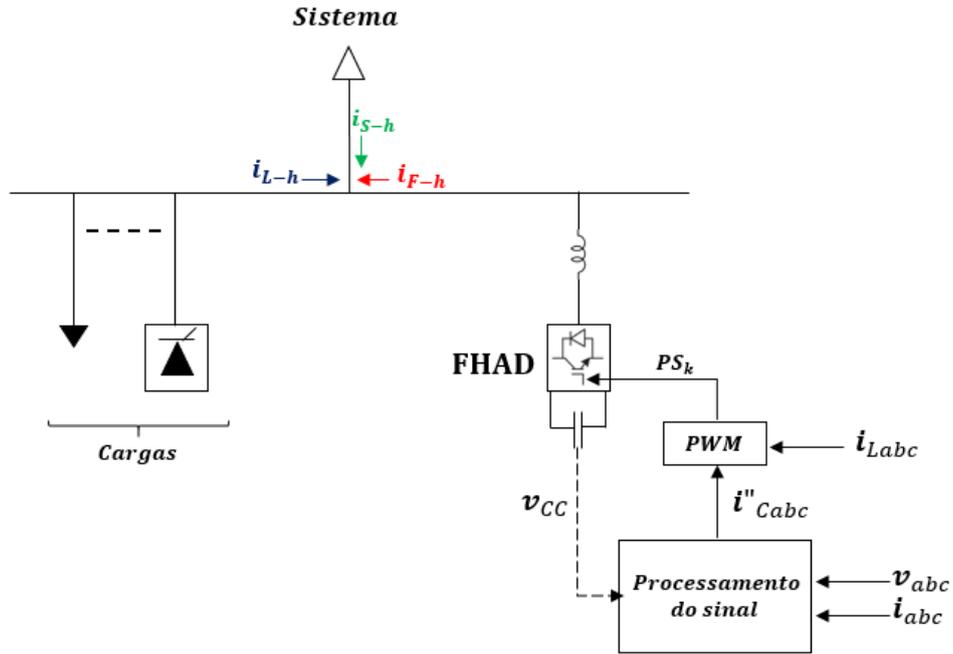


Fig. 3.1 – Diagrama simplificado do compensador em paralelo ideal e sistema equivalente CA.

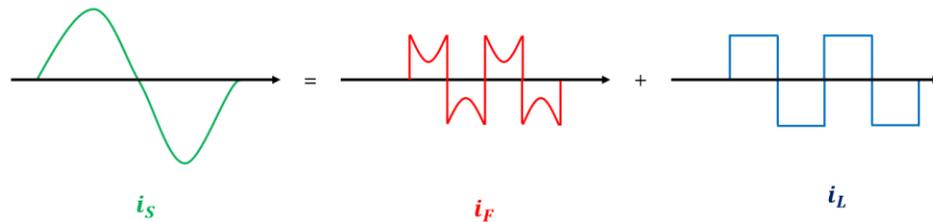


Fig. 3.2 – Diagrama da compensação da corrente da carga.

A Figura 3.1 sintetiza o conceito básico dos filtros ativos em derivação. Para tanto, considera-se uma carga não linear drenando uma corrente que possui componente fundamental ( $i_{L1}$ ) e componente harmônica ( $i_{Lh}$ ) do sistema de potência. Sistema este, previamente distorcido ( $v_{sh}$ ), o que ocasiona indiretamente uma corrente ( $i_{sh}$ ) devido à interação da tensão harmônica com a impedância ( $z_S$ ) do sistema. O FHAD pode compensar ambas correntes, ( $i_{sh}$  e  $i_{Lh}$ ) em teoria, no entanto, a principal aplicação do filtro ativo *shunt* é a compensação da corrente distorcida da carga  $i_{Lh}$ . Em suma, neste caso, o filtro faz com que a corrente  $i_{Lh}$  seja confinada nos terminais da mesma, evitando que ela vá de encontro à impedância equivalente do sistema  $z_S$ , visto que, se isto ocorrer, uma tensão harmônica seria causada ( $z_S \cdot i_{Lh}$ ), que, em consequente, pode ocasionar uma degeneração ainda maior da tensão terminal ( $v_{PAC}$ ), aumentando das perdas joulicas [44], [45].

O princípio de compensação de corrente *shunt* é extremamente efetivo para a mitigação das correntes harmônicas provenientes da carga, contudo, para a perfeita compensação da corrente harmônica nos terminais da carga, o FHAD deve compensar também uma porção adicional de corrente advinda do sistema supridor ( $i_{sh}$ ), fazendo, assim, com que a tensão terminal seja perfeitamente senoidal e igual a ( $v_{PAC} = v_{S1} - z_S \cdot i_{F1}$ ). A queda de tensão harmônica que surge sobre a impedância equivalente  $z_S$  é igual a ( $v_{Sh} = z_S \cdot i_{Fh}$ ), neste caso, ao compensar esta parcela harmônica, é possível se obter em termos de tensão terminal um sinal totalmente senoidal ( $v_{PACH} = 0$ ).

Em casos em que a impedância equivalente do sistema é muito pequena, o que implica em dizer que o nível de curto-circuito do sistema é deveras elevado, a corrente harmônica  $i_{Fh}$ , que deve ser sintetizada pelo dispositivo, será extremamente alta, ocasionando, com isso, uma elevação da classe de potência do equipamento, o que pode acarretar a impraticabilidade da aplicação do mesmo [46].

No caso descrito anteriormente, se faria necessário lançar mão de outras alternativas para fazer a compensação da componente de tensão harmônica proveniente do sistema, como por exemplo, o uso de filtro harmônico passivo ou até mesmo filtro harmônico ativo série (FHAS), os quais atuam diretamente sobre tensão  $v_{sh}$ . Note que o princípio de compensação série é complementar ao *shunt*, em outras palavras, se o FHAS gerar uma tensão de compensação  $v_{sh}$ , ele força a corrente  $i_{sh}$  a se tornar zero, por outro lado, se o FHAD desenha uma corrente de compensação igual a  $-i_{Lh}$ , ele confina esta parcela de corrente nos terminais da carga e evita sua propagação no sistema, forçando a tensão harmônica terminal a se tornar zero.

Em síntese, um filtro ativo *shunt* nada mais é que uma fonte de corrente controlada capaz de determinar uma corrente de referência, por meio de algoritmos de controle e comparações com medições em tempo real, injetando-a por meio de uma lógica de chaveamento *PWM*, em oposição a corrente a ser compensada. Desta maneira, e variando-se a lógica de controle, é possível obter resultados de compensação distintos para promover uma compensação seletiva, ou seja, ele pode compensar qualquer parcela de corrente incluindo-se um sinal arbitrário a desejar. Em se tratando de aplicações práticas, a maioria dos arranjos contemplam apenas a compensação da parcela harmônica da corrente da carga [47], [48].

### 3.1.2 PARTES CONSTITUINTES E LÓGICA DE CONTROLE - FHAD

Os filtros harmônicos ativos *shunt* têm seu funcionamento baseado nos princípios de compensação paralela elucidados anteriormente e são compostos por quatro partes constituintes

básicas: conversores, capacitor CC, filtro LC para altas frequências no lado CA e um sistema de controle. Existem variações das topologias utilizadas, porém o esquema básico é mantido e o funcionamento do FHAD, discutido anteriormente, não se altera.

A seguir, as parcelas constituintes deste equipamento serão destacadas e abordadas com maior grau de detalhamento, visando possibilitar maior compreensão de cada componente ao leitor. É importante destacar que serão trabalhados, neste documento, apenas arranjos trifásicos. Assim, na sequência, as seguintes partes constituintes serão pormenorizadas:

- Conversores trifásicos;
- Capacitor do elo CC;
- Filtro de *ripple*;
- Sistemas de controle do FHAD;
- Exemplo numérico – FHAD.

## A. Conversores trifásicos

Os conversores de potência são conjuntos de chaves estáticas com capacidade de corte e condução controlados cuja função nos filtros ativos é a geração de tensão alternada a partir de corrente contínua.

São duas as estruturas de conversores mais utilizadas para confecção de filtros ativos. A primeira recebe o nome, do inglês, *CSC – Current Source Converter* e faz uso de um indutor para composição do elo CC – Figura 3.3. Suas principais vantagens são: tempo de vida útil elevado do dispositivo armazenador, facilidade na proteção contra faltas, possui características de um “*boost*” e além disto permitem maior controlabilidade [49-51]. São considerados suficientemente confiáveis, contudo, possuem algumas desvantagens que causam repúdio à sua aplicação prática, tais como: elevadas perdas de condução, exigem elevado grau de compensação de reativos, portanto, grandes capacitores no lado CA e além disso não são indicados para aplicação em conversores multiníveis [52].

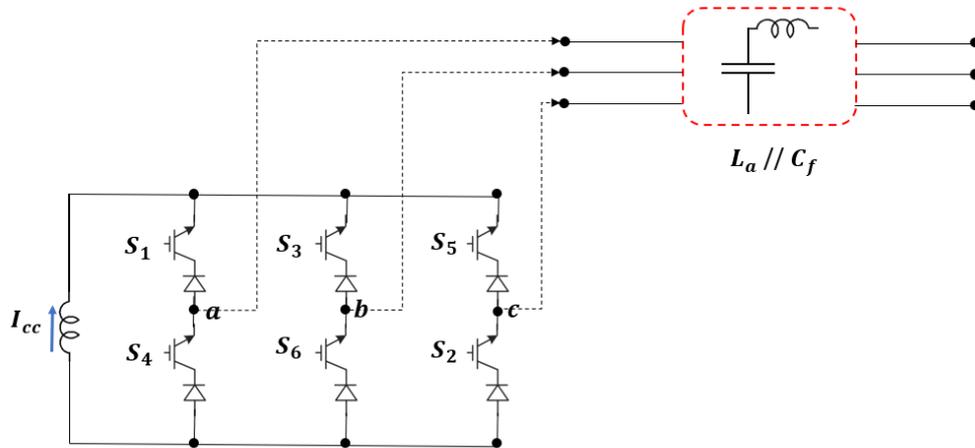


Fig. 3.3 - Diagrama de um Filtro Ativo Shunt do tipo CSC

A segunda estrutura de conversão utilizada recebe o nome de conversores *VSC – Voltage Source Converter* – Figura 3.4 – e têm maior difusão no que diz respeito à aplicação prática e comercial, além de serem recomendados por diversos pesquisadores [53]. Esta topologia dispõe de um capacitor no elo CC e dentre outras vantagens, é mais compacta, leve e passível de compor versões multiníveis [54].

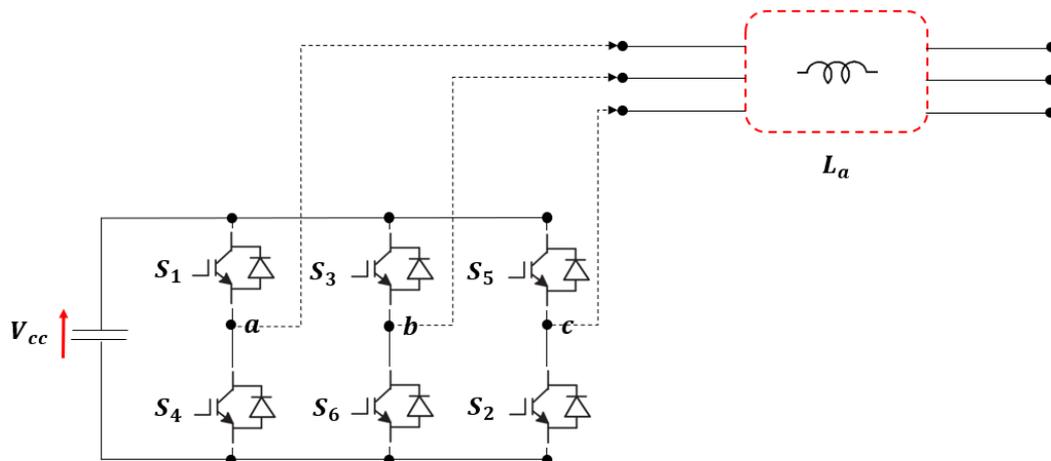


Fig. 3.4 - Diagrama de um Filtro Ativo Shunt do tipo VSC

Ademais, existem diversas configurações de conversores avançadas sendo introduzidas por pesquisadores na literatura técnica especializada. Estas configurações de inversores multiníveis, como por exemplo, os “*Inter-leaved Buck Full Bridge Inverters (IB-FB)*” vêm sendo utilizados em FAs para compensação de problemas de qualidade da energia de sistemas de média e alta potência. Estes conversores múltiplos elevam a confiabilidade do sistema e reduzem as solicitações “*dv/dt*” nas

chaves, porém, a complexidade dos circuitos de potência e algoritmos de controle é extremamente elevada. Alguns exemplos de configurações desta natureza são: “*Flying capacitor*”, “*H-bridge*” e os multiníveis modulares [55-56].

Devido a maior abrangência e aceitabilidade das topologias *VSC* convencionais [57-60], que fazem uso de um capacitor para composição do elo CC, nesta dissertação ter-se-á apenas aplicações e estudos em conversores com esta estratégia de conversão.

### ✓ **Classificação dos conversores trifásicos quanto ao sistema elétrico de conexão**

Os conversores CC-CA, comumente utilizados, se diferem em relação a topologia da rede elétrica de conexão. Por isso a seguir serão destacadas algumas configurações aplicadas a filtros ativos em derivação em sistemas trifásicos, a saber:

- Filtros Harmônicos Ativos em Derivação – Trifásicos a três condutores;
- Filtros Harmônicos Ativos em Derivação – Trifásicos a quatro condutores.

Para a primeira configuração, diversas aplicações, incluindo de alta potência, possuem essa configuração a três condutores, por exemplo, os sistemas industriais, redes de subtransmissão, etc. Desta forma, objetivando mitigar os problemas correlatos a distorções harmônicas e compensação de reativo, são aplicados os filtros ativos em derivação a três condutores. Destaca-se que a função de compensação de reativos é algo complementar, sendo o objetivo principal do filtro ativo é condicionar o sinal da corrente do sistema. Portanto, quando necessário compensar reativo de forma dinâmica é preciso lançar mão de dispositivos *FACTS*.

Os arranjos mais comuns de FHAD são compostos por conversores trifásicos em ponte, como o ilustrado na Figura 3.5, isto devido ao número reduzido de chaves e acurácia. Outra estrutura bastante aplicada faz uso de conjuntos de conversores monofásicos compondo uma estrutura trifásica. Além dessas duas, existem ainda as topologias ditas multiníveis, as quais podem ser vistas na referência [61].

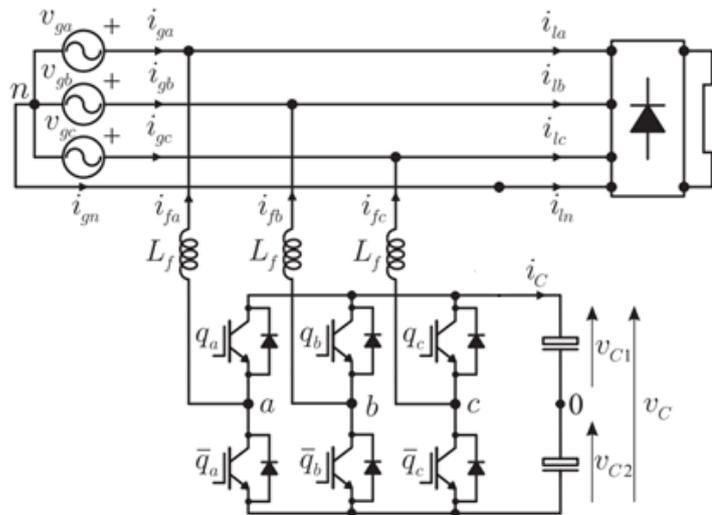


Fig. 3.5 - Conversor trifásico em ponte

Passando para o segundo grupo de conversores, tem-se os conversores a quatro fios. Cargas monofásicas ou mesmo sistemas de geração monofásicos podem vir a causar excesso de corrente circulando pelo neutro, ocasionando problemas como desequilíbrio, perdas inesperadas e até mesmo a queima de equipamentos. Para redução destes problemas, filtros ativos a quatro condutores vêm sendo inseridos nos sistemas de distribuição [62]. A título de ilustração, tem-se a seguir a descrição de três configurações típicas de conversores aplicadas a filtros ativos em derivação a quatro fios.

O conversor de dois níveis do tipo “Midpoint capacitor” é ilustrado na Figura 3.6 [63]. Esta configuração geralmente é usada em classes de potência menores e a corrente de neutro flui através dos capacitores do elo CC, que possuem elevada classificação [64]. Outro arranjo típico é o visto na Figura 3.7 [63], conhecido como arranjo de quatro polos. No entanto, pode-se notar que este lança mão de um maior número de chaves e em compensação permite maior controlabilidade e estabilidade do terminal de neutro no filtro ativo [65]. Já a Figura 3.8 mostra uma estrutura composta por três configurações monofásicas em ponte H, formando uma composição trifásica [63], a qual também é de comum emprego. Esta última versão usa um transformador próprio para equalização da tensão dos dispositivos de estado sólido e garantia de elevada confiabilidade ao sistema [65].

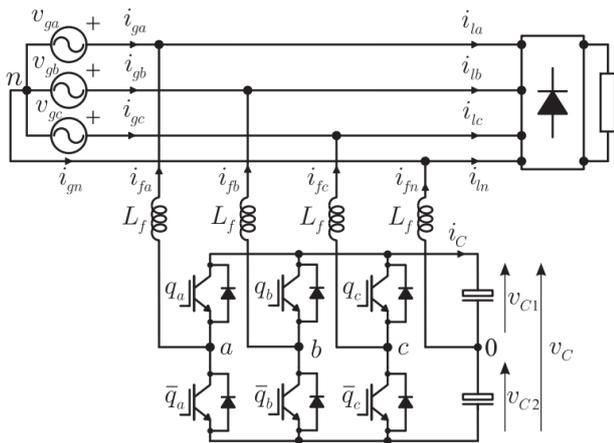


Fig. 3.6 - Conversor do tipo "Midpoint capacitor"

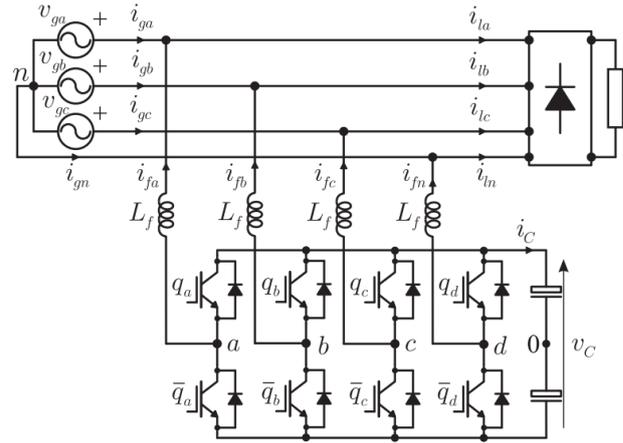


Fig. 3.7 - Conversor do tipo quatro polos

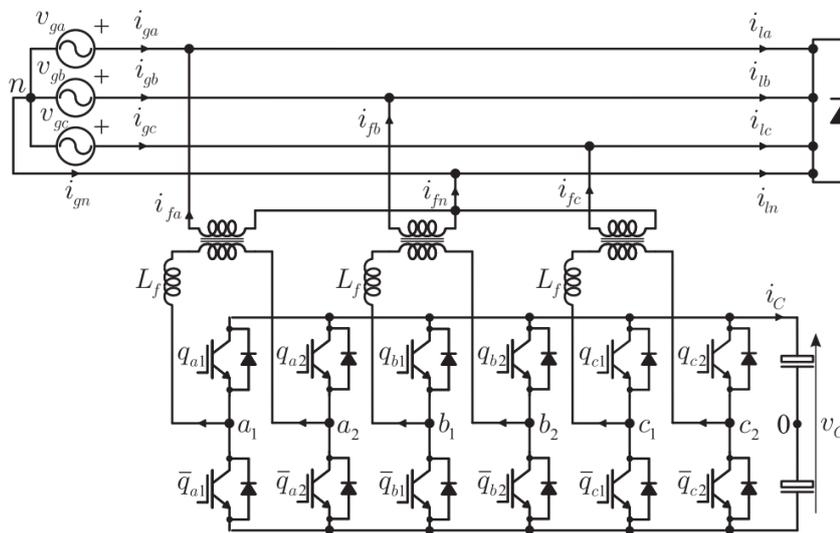


Fig. 3.8 - Conversor do tipo Ponte H

### ✓ Principais chaves empregadas na conversão

Neste item serão abordados os principais dispositivos semicondutores, com foco para os *IGBTs*, os quais são tidos como ideais para aplicações desta natureza e permitiram o avanço da tecnologia de filtragem ativa até este momento.

O desenvolvimento dos dispositivos de chaveamento semicondutores é essencialmente uma busca pela chave ideal. O esforço é realizado no intuito de reduzir as perdas de potência, aumentar as frequências de chaveamento e simplificar os circuitos do *gate drive*. A evolução dos dispositivos de chaveamento dita os passos do desenvolvimento dos CAP - Conversores de Alta Potência, além de elevar a confiabilidade dos dispositivos e reduzir os custos.

Existem duas topologias mais difundidas de dispositivos de CAPs: os tiristorizados e os baseados em transistores. Os mais antigos incluem os *SCR - Silicon-controlled rectifier*, *GTO - Gate turn-off thyristor*, e *GCT - Gate commutated thyristor*, enquanto os mais recentes englobam os *IGBT - Insulated gate bipolar transistor* e *IEGT - Injection-enhanced gate transistor*. Outros dispositivos como os *Mosfets* de potência, os *ETO - Emitter turn-off thyristor*, *MCT - MOS - Controlled thyristor*, e os *SIT - Static induction thyristor* não receberam importância significativa em aplicações de alta potência.

A Figura 3.9, mostra as classes de tensão e corrente da maioria dos dispositivos de chaveamento comercialmente viáveis para conversores em alta tensão [66]. Os fabricantes de semicondutores podem oferecer *SCRs* com classe de 12kV/1,5kA ou 4,8kV/5kA. Os *GTOs* e *GCTs* podem alcançar classes de 6kV e 6kA. As classes dos dispositivos *IGBTs* são relativamente baixas quando comparado com outras, porém eles conseguem, mesmo assim, atingir altos níveis de potência tais como 6,5kV/0,6kA ou 1,7kV/3,6kA.

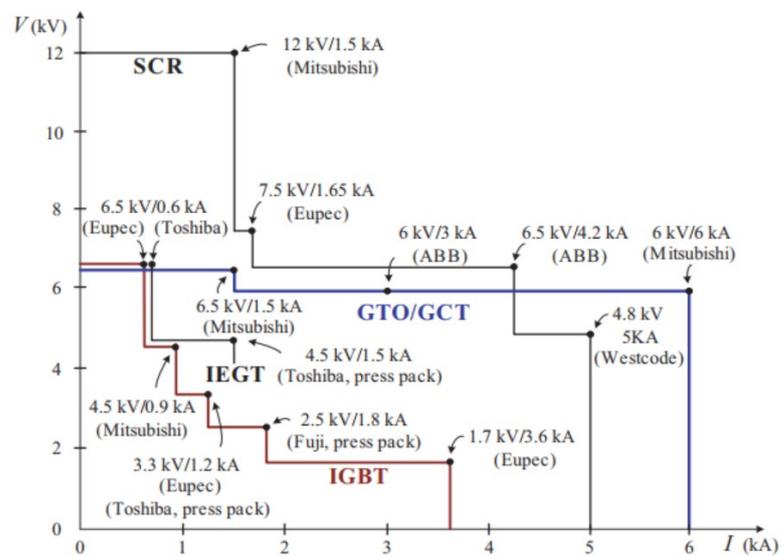


Fig. 3.9 – Classes de tensão e corrente dos dispositivos semicondutores

Os filtros ativos tiveram a aplicação alavancada com o surgimento das chaves *IGBTs* e estas são consideradas por diversos estudiosos como ideais para tal aplicação devido a suas classes de corrente e tensão relativamente elevadas, facilidade de controle, disseminação no mercado e com isso um custo cada vez menor. Diante disto, um detalhamento acerca destes dispositivos será realizado a seguir.

O *IGBT* consiste em um dispositivo controlado por tensão, do inglês, *voltage-controlled*. Ele pode ser chaveado com uma tensão de gatilho igual a +15V e bloqueado quando a tensão de gatilho é

zero. Na prática, uma tensão de gatilho negativa de alguns volts é aplicada durante o período em que o dispositivo está desligado para melhorar a sua imunidade à ruídos. O *IGBT* não requer nenhuma corrente de gatilho quando ele está completamente em condução ou bloqueio, no entanto, é necessário um pico de corrente no *gate* de alguns amperes durante os transitórios de chaveamento devido à capacitância entre o *gate-emitter*.

A maioria dos *IGBTs* de alta tensão são de *design* modular, como pode ser visto na Figura 3.10 [67]. *IGBTs* do tipo *press-pack* também são acessíveis no mercado para redução de custos de montagem, refrigeração mais eficiente, mas a aplicação destes dispositivos é limitada.

As características de chaveamento típicas dos dispositivos *IGBTs* são vistas na Figura 3.11 [67], em que o atraso de condução  $t_{don}$ , tempo de subida  $t_r$ , atraso de bloqueio  $t_{doff}$ , e tempo de queda  $t_f$  são definidos. A forma de onda para a tensão de saída no *driver* de gatilho  $v_G$ , tensão *gate-emitter*  $v_{GE}$  e corrente no coletor  $i_C$  também são dados. A tensão  $v_{GE}$  é igual a  $v_G$  depois que o *IGBT* está totalmente em condução ou em bloqueio. Estas duas tensões, porém, não possuem os mesmos períodos transitórios de chaveamento devido à capacitância entre o gatilho e o emissor. O resistor de gatilho  $R_G$  é normalmente requerida para o ajuste da velocidade de chaveamento do dispositivo e para limitar os transitórios da corrente de *gate*.



Fig. 3.10 - *IGBTs* modulares de classe (1,7 e 3,3-kV/1,2-kA)

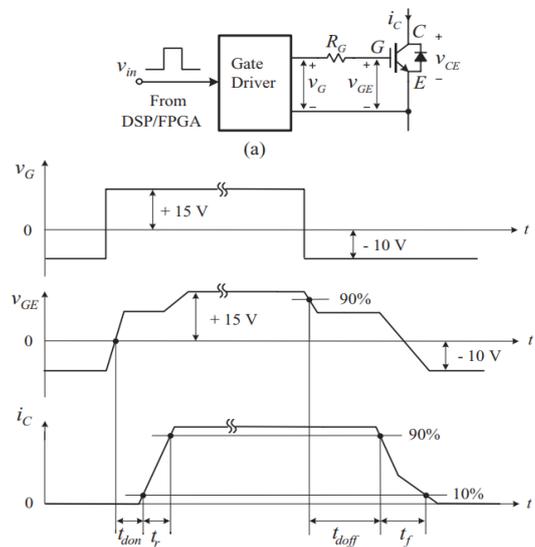


Fig. 3.11 – Característica de chaveamento

As principais informações para especificação de um *IGBT* consistem são:  $V_{CE}$  que é a classe de tensão coletor-emissor,  $I_C$  que é a classe de corrente CC no coletor e  $I_{CM}$  que é a máxima corrente de pico repetitiva no coletor. O *IGBT* tem características de alta velocidade de chaveamento e *design* modular com base isolada e o mais importante, podem atuar na região ativa, ou seja, a corrente do

coletor pode ser controlada pela tensão de gatilho, fornecendo um meio eficaz de proteção contra curtos-circuitos, controle ativo de  $dv/dt$  e sobretensão no bloqueio.

A construção de um conversor de média tensão com módulos *IGBTs* em série deve considerar alguns desafios tais como: necessidade de arranjos de refrigeração eficientes, *design* ótimo do barramento CC e dispersão da capacitância entre as placas de base e a terra. Em contraste, *IGBTs* do tipo *press-pack* permitem conexões série diretas, onde a montagem e as técnicas de refrigeração desenvolvidas para tiristores *press-pack* podem ser utilizadas [66].

A especificação da classe de tensão e de corrente para aplicação em filtros ativos é dada da formulação que se segue [68]. A classe de tensão ( $V_{sw}$ ) dos *IGBTs* sob condições dinâmicas é determinada pela equação (3.1):

$$V_{sw} = V_{CC} + V_d \quad (3.1)$$

Onde:  $V_d$  leva em consideração 10% de “overshoot” na tensão do elo CC sob condições dinâmicas de funcionamento, além disso, a classe de tensão das chaves é calculada com um fator de segurança.

Já a classe de corrente das chaves ( $I_{sw}$ ) sob condições de dinamismo é representada pela equação (3.2):

$$I_{sw} = 1,25(I_{CR} + I_{SP}) \quad (3.2)$$

Onde:  $I_{SP}$  e  $I_{CR}$  são os valores da corrente do FA e valor de ripple permissível para a corrente, respectivamente.

### ✓ Técnicas de modulação comumente empregadas

Os métodos de modulação por largura de pulsos, do inglês, *PWM - Pulse Width Modulation*, têm sido explorados por pesquisadores para alcançar diversos objetivos, entre eles: ampla faixa de modulação linear, redução das perdas de comutação, melhor desempenho harmônico no espectro da forma de onda de comutação, fácil implementação e desempenho computacional [69].

A modulação por largura de pulsos influencia enormemente na eficiência do equipamento, pois é por meio deste processo que se dá o processamento da potência. A técnica escolhida gera pulsos,

que por sua vez gatilham os dispositivos semicondutores e com isso controlam o fluxo de potência, ou neste caso, de corrente de compensação que deve ser despachado pelo conversor de potência.

Dentre as diversas técnicas, três receberam destaque neste tópico, isto devido ao fato de que são técnicas de bastante conhecimento e possuem validação incontestável no âmbito dos conversores aplicados a filtros ativos [70]. São elas: *PWM Senoidal*, *PWM por vetores espaciais* e o controlador de corrente *Dynamic Hysteresis Band Current Controller*, o qual, de fato, não se trata de um *PWM*.

*PWM baseado em uma onda portadora senoidal:*

O princípio da técnica *SPWM – Sinusoidal Pulse Width Modulation* para inversores é ilustrada na Figura 3.12, onde  $v_{mA}$ ,  $v_{mB}$  e  $v_{mC}$  são as ondas moduladoras trifásicas senoidais e  $v_{cr}$  é a onda portadora. A componente de frequência fundamental na tensão de saída do conversor pode ser controlada por um índice de modulação da amplitude:

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_{cr}} \tag{3.3}$$

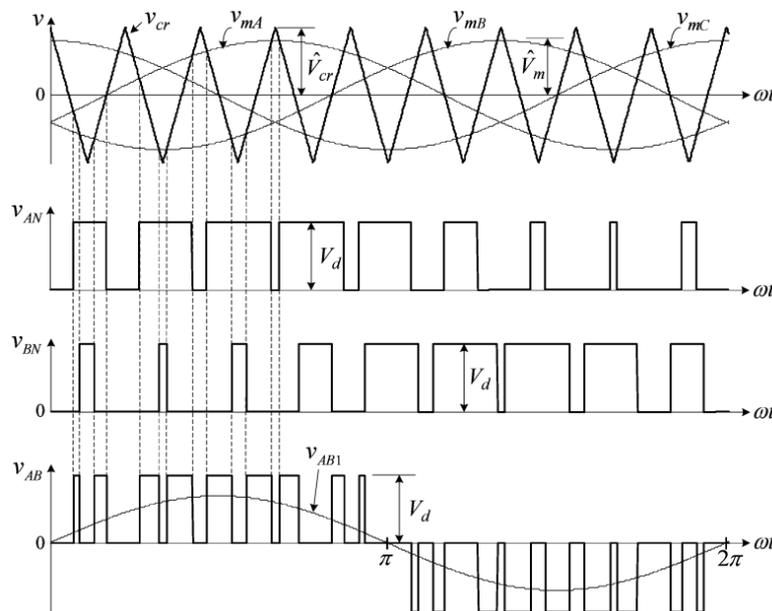


Fig. 3.12 – SPWM

Onde:  $\hat{V}_m$  e  $\hat{V}_{cr}$  são os valores de pico das ondas moduladora e portadora, respectivamente. O índice de modulação da amplitude  $m_a$  é usualmente ajustado variando-se  $\hat{V}_m$ , enquanto  $\hat{V}_{cr}$  está fixo. O índice de modulação da frequência é definido como:

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_m} \quad (3.4)$$

Onde:  $f_m$  e  $f_{cr}$  são as frequências das ondas moduladora e portadora, respectivamente.

A operação das chaves  $S_1$  a  $S_6$  é determinada comparando-se as ondas moduladoras com a onda portadora. Na condição de  $v_{mA} \geq v_{cr}$ , a chave superior  $S_1$  no braço A do inversor é ligada. A chave inferior  $S_4$  opera de forma complementar e está desligada. A tensão terminal do conversor  $v_{AN}$ , que é a tensão da fase A em relação ao barramento CC negativo N, é igual a tensão no elo CC  $V_d$ . Quando se tem  $v_{mA} < v_{cr}$ ,  $S_4$  está ligada e  $S_1$  desligada, levando  $v_{AN}$  a zero, como visto na Figura 3.12. Desde que a forma de onda de  $v_{AN}$  tenha apenas dois níveis,  $V_d$  e 0, o conversor é conhecido como de dois níveis.

Deve-se notar que, para evitar a possibilidade de curto-circuito durante o período transitório de chaveamento dos dispositivos superiores e inferiores no braço do conversor, um tempo de supressão deve ser implementado, durante o qual ambas chaves estão desligadas. Este tempo é conhecido por tempo morto, ou ainda, *death time*.

A tensão de linha  $v_{AB}$  pode ser determinada por  $v_{AB} = v_{AN} - v_{BN}$ . A forma de onda da componente fundamental da tensão de linha  $v_{AB1}$  também é dada na Figura 3.12. A magnitude e frequência desta tensão, pode ser calculada de forma independente por meio dos índices de modulação da amplitude e frequência.

A frequência de chaveamento das chaves ativas no inversor de dois níveis pode ser encontrada em  $f_{sw} = f_{cr} = f_m \times m_f$ . Por exemplo, observa-se que  $v_{AN}$  na Figura 3.12 contém nove pulsos por ciclo da frequência fundamental. Cada pulso é produzido ligando e desligando  $S_1$  uma vez. Com a frequência fundamental sendo igual a 60Hz, a frequência de chaveamento resultante para  $S_1$  é  $f_{sw} = 60 \times 9 = 540 \text{ Hz}$ , que também é a frequência da onda portadora  $f_{cr}$ .

Vale ressaltar que a frequência de comutação do dispositivo nem sempre será igual à da onda portadora em inversores multiníveis, por exemplo.

### PWM baseado nos Vetores Espaciais:

A estratégia *SVPWM - Space Vector Pulse Width Modulation* é uma das técnicas de modulação em tempo real preferidas e é amplamente usado para controle digital de inversores do tipo fonte de tensão [71].

Esse tópico apresenta o princípio e implementação da *SVPWM* para conversores fonte de tensão de dois níveis.

Em um primeiro momento, é necessário esclarecer os status de operação das chaves em conversores fonte de tensão de dois níveis, os quais estão caracterizados, na Figura 3.4. E, como indicado na Tabela 3.1, se o estado de chaveamento é “P”, denota que a chave superior em um braço do inversor está ligada e a tensão terminal  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  e  $v_{CN}$  é positiva ( $+V_d$ ), enquanto, se o estado é “O”, indica que a tensão terminal no inversor é zero devido à condução da chave inferior.

Tabela - 3.1 – Estados de chaveamento

Estado de Chaveamento	Braço A			Braço B			Braço C		
	$S_1$	$S_4$	$v_{AN}$	$S_3$	$S_6$	$v_{BN}$	$S_5$	$S_2$	$v_{CN}$
P	Ligado	Desligado	$V_d$	Ligado	Desligado	$V_d$	Ligado	Desligado	$V_d$
O	Desligado	Ligado	0	Desligado	Ligado	0	Desligado	Ligado	0

Tabela - 3.2 – Vetores espaciais, Estados de chaveamento, Status da chave (Ligado)

Vetor espacial	Estado de chaveamento (Três fases)	Status (Ligado) das chaves	Definição do Vetor
Vetor Zero	$\vec{V}_0$	$S_1, S_3, S_5$ $S_4, S_6, S_2$	$\vec{V}_0 = 0$
Vetores Ativos	$\vec{V}_1$	$S_1, S_6, S_2$	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_d e^{j0}$
	$\vec{V}_2$	$S_1, S_3, S_2$	$\vec{V}_2 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{\pi}{3}}$
	$\vec{V}_3$	$S_4, S_3, S_2$	$\vec{V}_3 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$
	$\vec{V}_4$	$S_4, S_3, S_5$	$\vec{V}_4 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{3\pi}{3}}$
	$\vec{V}_5$	$S_4, S_6, S_5$	$\vec{V}_5 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
	$\vec{V}_6$	$S_1, S_6, S_5$	$\vec{V}_6 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$

Há oito combinações possíveis de estados de chaveamento para inversores fonte de tensão de dois níveis como visto na Tabela 3.2. O estado de chaveamento [POO], por exemplo, indica que as chaves  $S_1, S_6$  e  $S_2$  estão em condução nos braços A, B e C, respectivamente. Entre os oito estados de chaveamento, [PPP] e [OOO] são os **estados zerados** e os outros são os **estados ativos**.

Para derivação da relação entre os vetores espaciais e os estados de chaveamento, referentes ao conversor da Figura 3.4, e assumindo-se que a operação do conversor é trifásica e balanceada, tem-se:

$$v_{A0(t)} + v_{B0(t)} + v_{C0(t)} = 0 \quad (3.5)$$

Onde:  $v_{A0}$ ,  $v_{B0}$  e  $v_{C0}$  são as tensões instantâneas de fase na carga.

Tem-se na Figura 3.13 o diagrama de vetores espaciais em conversores de dois níveis.

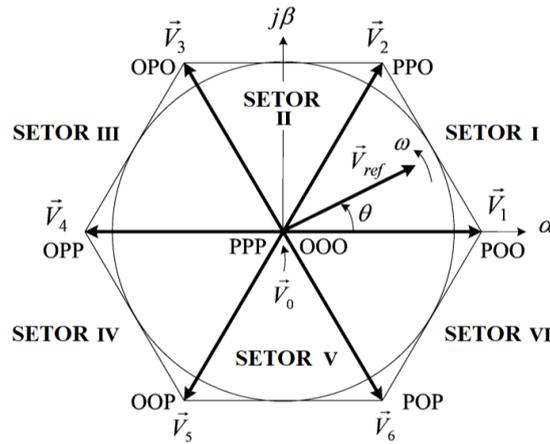


Fig. 3.13 – Diagrama de vetores espaciais em conversores de dois níveis

Do ponto de vista matemático, uma das tensões de fase é redundante, dado que a partir de quaisquer duas tensões de fase, a terceira pode ser facilmente calculada. Assim sendo, é possível se transformar as variáveis trifásicas para variáveis bifásicas, via transformada de Clarke [72]:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{A0}(t) \\ v_{B0}(t) \\ v_{C0}(t) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

O coeficiente  $2/3$  é escolhido de forma arbitrária e os valores mais comumente utilizados para tal coeficiente são  $2/3$  e  $\sqrt{2/3}$ . A principal vantagem de se usar  $2/3$  é que a magnitude das tensões em  $\alpha$ - $\beta$  será igual nas coordenadas abc depois da transformação. Um vetor espacial pode ser, geralmente, expressado em termos das tensões no plano  $\alpha$ - $\beta$ , da seguinte forma:

$$\vec{V}(t) = v_{\alpha}(t) + jv_{\beta}(t) \quad (3.7)$$

Substituindo-se (3.7) em (3.6), tem-se que:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3} [v_{A0}(t)e^{j0} + v_{B0}(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{C0}(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (3.8)$$

Onde:  $e^{jx} = \cos x + j \sin x$  e  $x = 0, \frac{2\pi}{3}$  ou  $4\pi/3$ . Para os estados de chaveamento ativos [POO], as tensões de fase geradas são:

$$v_{A0}(t) = \frac{2}{3}V_d, \quad v_{B0}(t) = -\frac{1}{3}V_d, \quad v_{C0}(t) = -\frac{1}{3}V_d \quad (3.9)$$

O vetor espacial correspondente, denotado por  $\vec{V}_1$ , pode ser obtido substituindo-se (3.9) em (3.8):

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3}V_d e^{j0} \quad (3.10)$$

Seguindo o mesmo procedimento, todos os seis vetores ativos podem ser derivados:

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3}V_d e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.11)$$

O vetor zero  $\vec{V}_0$  tem dois estados de chaveamento [PPP] e [OOO], um desses parece ser redundante. Como será visto posteriormente, o estado de chaveamento redundante pode ser usado para minimizar a frequência de chaveamento dos inversores ou realizar outras funções úteis. A relação entre os vetores espaciais e seus estados de chaveamento é dada na Tabela 3.3.

Note que os vetores ativos e zero não se movem no espaço e, conseqüentemente, eles estão referidos como vetores estacionários. Ao contrário, o vetor de referência  $\vec{V}_{ref}$ , na Figura 3.13, que rotaciona no espaço com dada velocidade angular ( $\omega = 2\pi f_1$ ), sendo  $f_1$  a frequência fundamental. O deslocamento angular entre  $\vec{V}_{ref}$  e o eixo  $\alpha$  do plano  $\alpha$ - $\beta$  pode ser obtido por:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta(0) \quad (3.12)$$

Para uma dada magnitude (comprimento) e posição,  $\vec{V}_{ref}$  pode ser sintetizado por três vetores estacionários próximos, baseando-se no fato de que os estados de comutação do inversor podem ser selecionados e os sinais de gatilho para as chaves ativas podem ser gerados. Quando  $\vec{V}_{ref}$  passa por meio de setores, um a um, diferentes conjuntos de chaves irão ligar ou desligar. Como resulta, quando  $\vec{V}_{ref}$  rotaciona uma volta completa no espaço, a saída de tensão no inversor varia um ciclo ao longo do tempo.

A saída de frequência do conversor corresponde à velocidade de rotação do vetor  $\vec{V}_{ref}$ , enquanto a tensão de saída pode ser ajustada variando-se a magnitude desse vetor.

Outro fator de extrema relevância para a metodologia, é o cálculo do período de espera ou permanência, do inglês “*dwell time*”, o qual em essência representa o ciclo de serviço ou “*duty-cycle*” das chaves, ou seja, os estados de ligado e desligado das mesmas em um período de amostragem.

O cálculo do período de espera baseia-se em um princípio denominado “*Volt-Second-Balancing*”, que consiste em afirmar que a multiplicação da tensão de referência pelo período de amostragem  $T_s$  é igual à somatória das tensões multiplicado pelo intervalo de tempo do vetor espacial escolhido. Assumindo-se que o período de amostragem é suficientemente pequeno, o vetor de referência  $\vec{V}_{ref}$  pode ser considerado constante durante  $T_s$ . Diante dessas condições,  $\vec{V}_{ref}$  pode ser aproximado por dois vetores ativos adjacentes e um vetor zero.

Por exemplo, quando  $\vec{V}_{ref}$  cai no setor S-I, como mostrado na Figura 3.14, este pode ser sintetizado por  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  e  $\vec{V}_0$ .

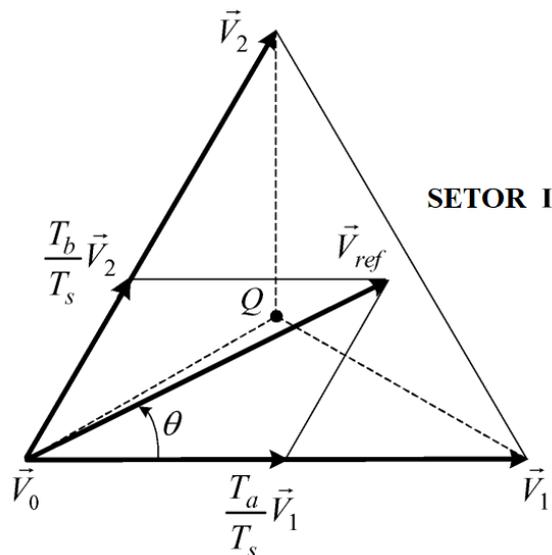


Fig. 3.14 – Cálculo de  $\vec{V}_{ref}$  em função de  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  e  $\vec{V}_0$

A equação do equilíbrio Volt-Segundos, é:

$$\vec{V}_{ref}T_s = \vec{V}_1T_a + \vec{V}_2T_b + \vec{V}_3T_c \quad , \quad T_s = T_a + T_b + T_c \quad (3.13)$$

Onde:  $T_a$ ,  $T_b$  e  $T_0$  são os tempos de permanência dos vetores designados como  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  e  $\vec{V}_0$ , respectivamente.

Os vetores espaciais em (3.11) podem ser expressos da seguinte forma:

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_{ref} e^{j\theta}, \quad \vec{V}_1 = \frac{2}{3}V_d, \quad \vec{V}_k = \frac{2}{3}V_d e^{j\frac{\pi}{3}}, \quad e \quad \vec{V}_0 = 0 \quad (3.14)$$

Substituindo-se (3.12) e (3.11) e com isso dividindo a equação resultante em sua componente real (eixo- $\alpha$ ) e imaginária (eixo- $\beta$ ), tem-se:

$$Re: V_{ref}(\cos \theta)T_s = \frac{2}{3}V_d T_a + \frac{1}{3}V_d T_b, \quad Im: V_{ref}(\sin \theta)T_s = \frac{1}{\sqrt{3}}V_d T_b \quad (3.15)$$

Resolvendo a equação (3.13) e sabendo que  $T_s = T_a + T_b + T_0$ , para  $0 \leq \theta < \pi/3$  chega-se a:

$$T_a = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right), \quad T_b = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_d} \sin(\theta), \quad T_0 = T_s - T_a - T_{cb} \quad (3.16)$$

A Tabela abaixo resume a localização e os tempos de espera.

Tabela - 3.3 – Localização de  $\vec{V}_{ref}$  e Tempo de espera

Localização $\vec{V}_{REF}$	$\theta = 0$	$0 < \theta < \frac{\pi}{6}$	$\theta = \frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{3}$	$\theta = \frac{\pi}{3}$
Tempos de Espera	$T_a > 0$ $T_b = 0$	$T_a > T_b$	$T_a = T_b$	$T_a < T_b$	$T_a = 0$ $T_b > 0$

A equação (3.14) também pode ser expressa em função do índice de modulação  $m_a$ :

$$T_a = T_s m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right), \quad T_b = T_s m_a \sin(\theta), \quad T_0 = T_s - T_a - T_{cb} \quad (3.17)$$

Onde,

$$m_a = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_d} \quad (3.18)$$

Acerca desta estratégia de chaveamento, as seguintes considerações são relevantes:

- O máximo valor para o índice de modulação  $m_a$  é igual a 1, portanto, para o esquema de modulação *SVPWM* tem-se um range variando de zero a um. A máxima tensão

fase-fase fundamental pode ser calculada por  $V_{max,SVPWM} = \sqrt{3}(V_{ref,max}/\sqrt{2}) = 0,707V_d$ . Com o esquema *SPWM padrão*, o máximo valor é igual a  $0,612V_d$ , porém aplicando-se a injeção de terceira ordem harmônica [73], consegue-se um valor igual em ambos esquemas de modulação.

- Pode-se concluir que para uma dada tensão no barramento *CC*, a máxima tensão fase-fase gerada pelo conversor via esquema de modulação *SVPWM* é 15,5% maior do que para o esquema senoidal comum. No entanto, o uso da técnica de injeção da terceira ordem harmônica atribuída ao esquema senoidal pode elevar essa tensão de saída em 15,5%. Com isso, as duas técnicas têm essencialmente o mesmo aproveitamento da tensão no elo *CC*.
- Com os vetores espaciais selecionados e os tempos de espera calculados, o próximo passo consiste em organizar a sequência de chaveamento.

Em geral, o *design* da sequência de chaveamento para um dado  $\vec{V}_{ref}$  não é único, contudo deve satisfazer os dois requerimentos para a minimização da frequência de chaveamento do dispositivo: 1- A transição de um estado de chaveamento para o próximo deve envolver somente duas chaves no mesmo braço do conversor e 2- A transição de  $\vec{V}_{ref}$ , movendo de um setor no diagrama de vetores espaciais para o próximo não requer nenhuma ou requer um número mínimo de chaves. A título de exemplo, a Figura 3.15, elucida uma sequência de chaveamento típica de sete segmentos.

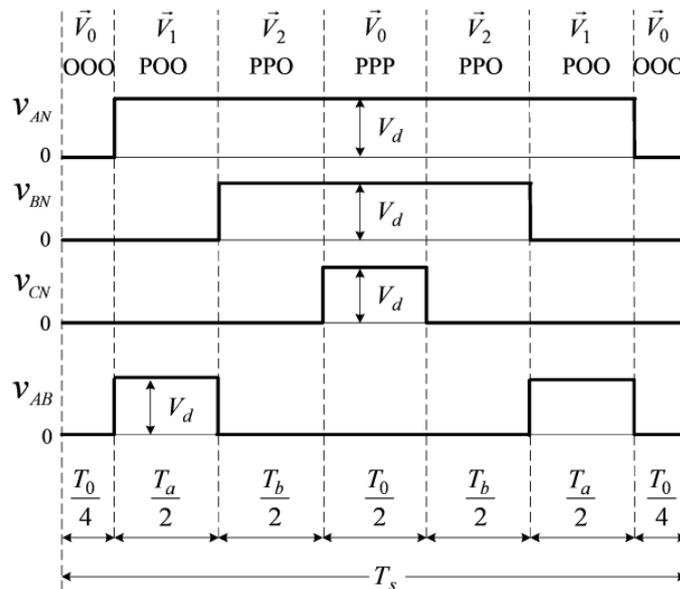


Fig. 3.15 – Sequência de chaveamento de sete segmentos para  $\vec{V}_{ref}$  no setor I

Assim, as seguintes observações podem ser tecidas:

- Os tempos de permanência para os sete segmentos somados resultam no tempo de amostragem ( $T_s = T_a + T_b + T_0$ );
- O requerimento de projeto (a) é satisfeito. Por exemplo, a transição de [OOO] para [POO] é realizada ligando-se a chave  $S_1$  e desligando-se a  $S_4$ , o que envolve somente duas chaves;
- Os estados de chaveamento redundantes para  $\vec{V}_0$  são utilizados para redução do número de comutações por período amostral. Para o segmento  $T_0/4$  no centro do período amostral, o estado de comutação [PPP] é selecionado, enquanto que para os segmentos  $T_0/4$  em ambos lados, o estado [OOO] é usado;
- Cada uma das chaves no inversor é ligada e desligada uma vez por período amostral. A frequência de chaveamento  $f_{sw}$  dos dispositivos é então igual à frequência de amostragem  $f_{sp}$ , que é,  $f_{sw} = 1/T_s$ ;
- É interessante destacar que a forma de onda da tensão produzida por duas sequências de chaveamento distintas não se difere, ou seja, são essencialmente as mesmas.

#### Dynamic Hysteresis Band Current Controller:

*HBCC - Hysteresis-based current control* é um controle *PWM* rotineiramente usados em *VSCs* para forçar estes conversores a se comportarem como fonte de corrente ideal no sistema de potência [74]. Um problema particular surge para o controle *HBCC* no caso da topologia “*split-capacitor*”: se as correntes de referência possuem componentes de sequência zero, as correntes circulantes no conversor irão retornar através do condutor de neutro. Isto força, no caso da topologia “*split-capacitor*”, a corrente de cada fase a fluir através dos capacitores  $C_1$  ou  $C_2$  e retornar pelo condutor de neutro no lado CA, o que pode ser observado na ilustração da Figura 3.17. Surge então um problema de desequilíbrio no controle, o qual deve ser sanado por meio da adição de um valor para regulação da tensão CC, este processo será explicado a seguir. Na Figura 3.16, tem-se um típico conversor de topologia *split-capacitor*.

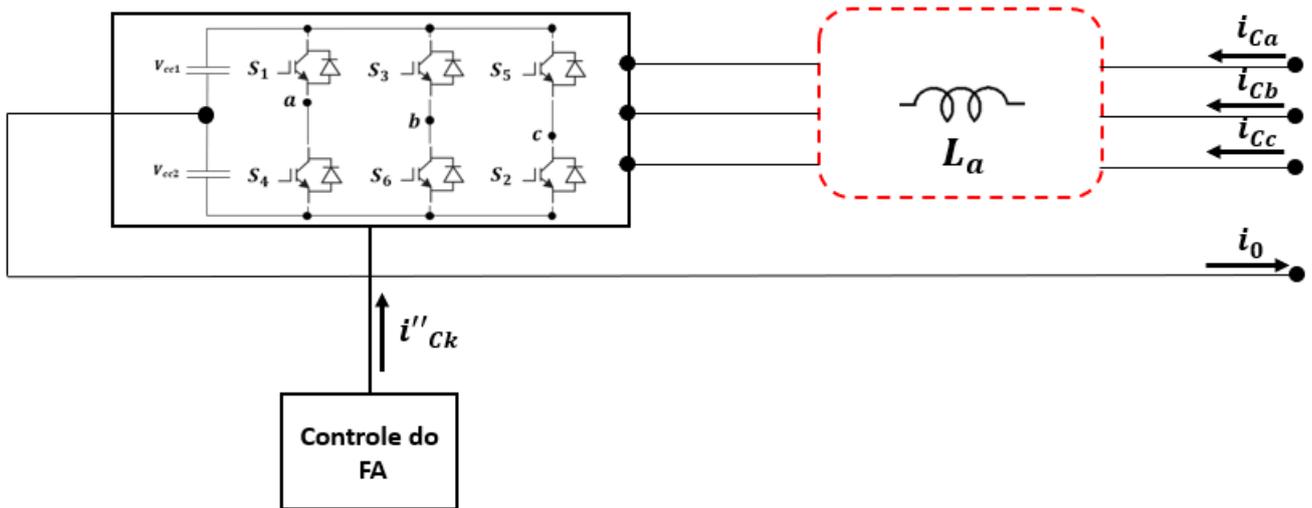


Fig. 3.16 – Conversor “split-capacitor”

Já a Figura 3.17 [45] mostra um comportamento típico da corrente do conversor quando controlado pelo controle *HBCC*.

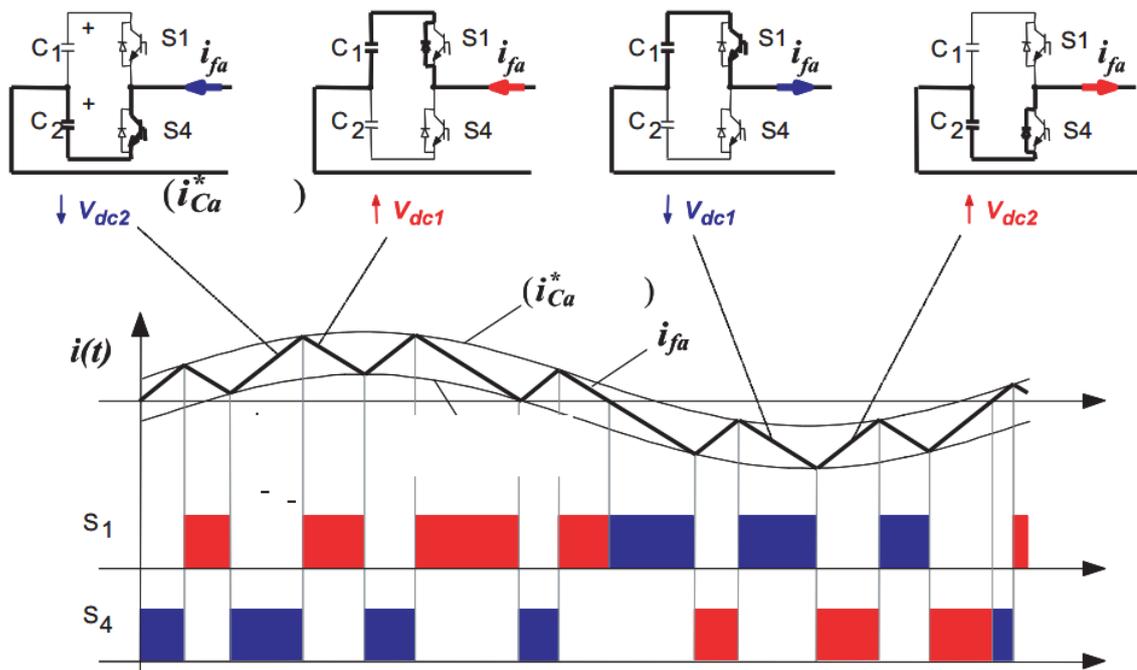


Fig. 3.17 – HBCC PWM

As correntes podem fluir em ambas direções, por meio das chaves e capacitores. A tabela 3.4 sintetiza as condições que causam desvios de tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , no caso de uma corrente de sequência zero circulando pelo neutro de um conversor do tipo “split-capacitor”.

Tabela – 3.4 – Condições de variação de  $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$

$i_{fk} > 0$ e $\frac{di_{fk}}{dt} < 0$	Elevação da tensão em $C_1$
$i_{fk} < 0$ e $\frac{di_{fk}}{dt} < 0$	Decréscimo da tensão em $C_2$
$i_{fk} < 0$ e $\frac{di_{fk}}{dt} < 0$	Elevação da tensão em $C_3$
$i_{fk} > 0$ e $\frac{di_{fk}}{dt} < 0$	Decréscimo da tensão em $C_4$

Quando  $i_{fk} > 0$ ,  $V_{cc1}$  cresce e  $V_{cc2}$  decresce, no entanto com amplitudes diferentes, pois os valores positivos e negativos da derivada  $\frac{di_{fk}}{dt}$  são diferentes e dependem do valor instantâneo das tensões de fase CA. O posto ocorre quando  $i_{fk} < 0$ . A variação das tensões CC também depende da forma de onda da corrente de referência e da largura de banda da histerese. Assim sendo, a tensão CC total, dada pela relação  $(V_{cc2} - V_{cc1})$  irá oscilar não somente na frequência de chaveamento, mas também na frequência correspondente a  $i_0$ , que está sendo produzida pelo conversor.

Nota-se, no exemplo da Figura 3.17, que a corrente na fase A  $i_{fa}$  causa variações de tensão tais que  $V_{cc1}$  é maior e  $V_{cc2}$  menor no fim do período. De outra forma, pode ser dito que a integral da corrente positiva sob a chave  $S_1$  é maior que a integral negativa sob a mesma chave e o contrário ocorre com a corrente na chave  $S_2$ .

Se um nível de “offset” dinâmico é adicionado a ambos limites da banda de histerese, é possível se controlar a diferença de tensão nos capacitores e manter um índice de variação sob dada margem de tolerância. Desta forma, um “offset” dinâmico ( $\epsilon$ ) é criado a partir das medições de tensão  $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$ , da forma detalhada na Figura 3.18.

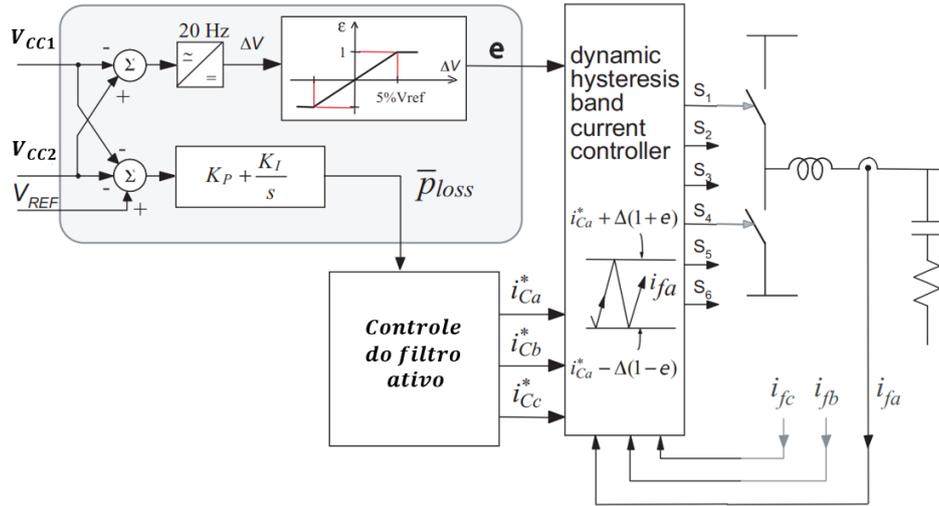


Fig. 3.18 –Regulação de tensão CC para a topologia “split-capacitor” da Figura 3.16

Nesta ilustração, quando o sinal ( $\varepsilon$ ) é adicionado a ambos limites da banda de histerese, um novo controle de corrente dito dinâmico que promove equalização da tensão CC no conversor “split-capacitor” é encontrado. Os limites das bandas superior e inferior de histerese são:

$$\begin{cases} \text{Limite superior} = i_{Ck}^* + \Delta(1 + \varepsilon) \\ \text{Limite inferior} = i_{Ck}^* - \Delta(1 - \varepsilon) \end{cases} \quad (3.19)$$

Onde:  $i_{Ck}^* = (k = a, b, c)$  são as correntes de referência instantâneas providenciadas pelo controlador do filtro ativo e  $\Delta$  é uma banda fixa que equivale à metade da banda de histerese. Então, o sinal  $\varepsilon$  ( $-1 \leq \varepsilon \leq 1$ ) desloca os limites da banda de histerese em torno das correntes de referência, mas não altera a banda de histerese total correspondente a  $2\Delta$ , para mudar os tempos de chaveamento

$$\begin{cases} \varepsilon > 0 \rightarrow \text{Cresce } V_{CC1} \text{ e Decresce } V_{CC2} \\ \varepsilon < 0 \rightarrow \text{Cresce } V_{CC2} \text{ e Decresce } V_{CC1} \end{cases} \quad (3.20)$$

A diferença da tensão filtrada  $\Delta V = V_{CC2} - V_{CC1}$  produz  $\varepsilon$ , de acordo com os limites a seguir:

$$\begin{cases} \varepsilon = -1 \leftrightarrow \Delta V < -0,05V_{ref} \\ \varepsilon = \frac{\Delta V}{-0,05V_{ref}} \leftrightarrow -0,05V_{ref} \leq \Delta V \leq 0,05V_{ref} \\ \varepsilon = 1 \leftrightarrow \Delta V > 0,05V_{ref} \end{cases} \quad (3.21)$$

Onde:  $V_{ref}$  é uma tensão CC de referência pré-definida, e  $\pm 5\%V_{ref}$  foi um valor escolhido para margem de tolerância da variação da tensão CC.

O sinal  $\bar{p}_{Loss}$  faz parte do equacionamento com base na teoria PQ, o qual será abordado posteriormente, e representa uma potência real média que alimenta o controle do filtro a fim de suprir as perdas por chaveamento.

As três técnicas de modulação ora apresentadas podem ser utilizadas para aplicação em conversores VSC destinados à filtragem ativa, cabe à aplicação e mesmo o projetista designar com qual trabalhar. Além disso, algumas vantagens específicas de cada aplicação podem se fazer valer no momento da especificação da característica de modulação.

### ✓ Frequência de chaveamento

Um parâmetro importante a se destacar, para o projeto de um filtro ativo de potência, seja ele *shunt*, série, híbrido ou unificado (*shunt* mais série) é a escolha da frequência de chaveamento. Esta irá ditar a capacidade de filtragem do equipamento e depende da maior ordem harmônica ( $m_h$ ) que se deseja filtrar com o equipamento [75].

$$f_{fa} = m_h \cdot f_1 \quad (3.22)$$

Onde:  $f_1$  é a frequência fundamental do sistema de potência que o filtro será conectado.

A frequência  $f_{fa}$  é escolhida com base na máxima frequência que o filtro é capaz de estabelecer ( $f_{fam\acute{a}x}$ ). Se a frequência requerida  $f_{fa}$  é maior do que a máxima possível de se estabelecer com o dispositivo, é impossível controlar as correntes de linha do FHAD, conseqüentemente os harmônicos não serão completamente compensados. A máxima frequência de chaveamento  $f_{fam\acute{a}x}$  deve manter a seguinte relação,  $2f_{fa} < f_{fam\acute{a}x} < 10f_{fa}$ , dada na Figura 3.19 [76].

O menor fator da equação resulta quando os semicondutores são o aspecto limitante e o maior fator é aplicado a FAs de baixa classe de potência com semicondutores com altas capacidade de frequência de chaveamento, como por exemplo os *MOSFETs* e *IGBTs*.

No caso de conversores fonte de tensão, a frequência de chaveamento também depende da potência requerida ao conversor, geralmente, esse fator limita a frequência ao máximo valor ao qual o conversor consegue estabelecer  $f_{VSC}$ . No caso de aplicações de média e alta potência as topologias convencionais de dois níveis podem ser trocadas por conversores multiníveis.

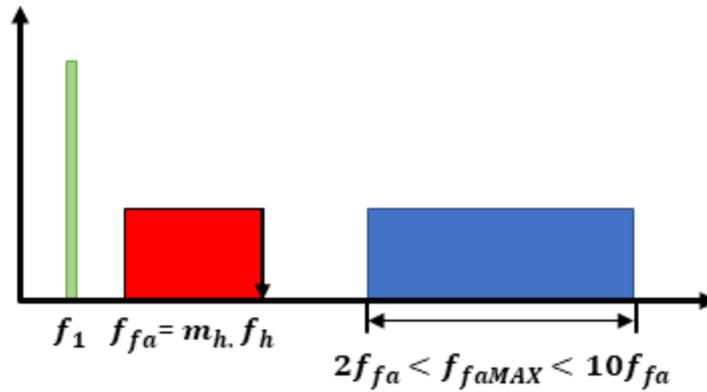


Fig. 3.19 – Metodologia para a escolha da frequência de chaveamento

Os *DSPs* – *Digital Signal Processors* poderiam ser um possível problema, porém devido à alta capacidade de processamento, eles não serão um limitante à capacidade do FA [77].

## B. Capacitor do elo CC

A principal função do capacitor do lado de corrente contínua no FA é servir de fonte de tensão contínua a este, possibilitando a atuação do conversor. Além disso, o capacitor do lado CC serve como acumulador temporário de energia, ou seja, uma espécie de “*buffer*”, permitindo trocas entre o sistema elétrico e o filtro ativo.

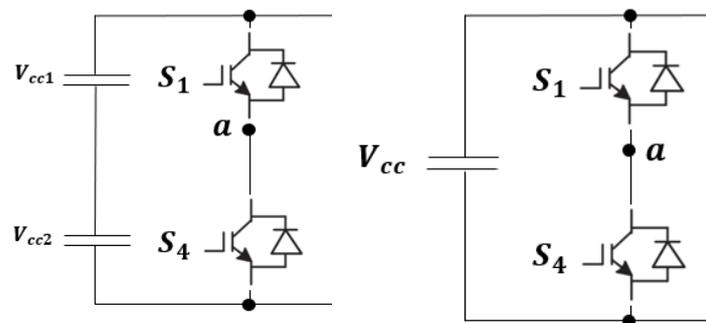


Fig. 3.20 – Disposição do(s) capacitor(es) no elo CC

Em um caso ideal, o filtro ativo está ligado a uma fonte de tensão CC controlável. A fonte de tensão ideal permite ao FA compensar qualquer forma de onda a fim de torna-la perfeitamente senoidal. Porém, em um caso real, o FA compensa apenas os distúrbios necessários à aplicação, que na maioria dos casos, são meramente as distorções harmônicas. Para tanto, a fonte de tensão ideal é substituída por um capacitor, que também é um limitante à aplicação do dispositivo, por exemplo em altas potências.

A partida do FA e, em consequente, a do capacitor CC podem ser realizadas de duas formas. A primeira, quando a carga é feita a partir da tensão CA, conectando-se o dispositivo diretamente ao sistema elétrico, neste caso o inversor funciona como uma espécie de retificador controlado, que carrega o capacitor. A segunda possibilidade é fazer a carga pelo lado CC, por meio de um retificador auxiliar, o que resulta em maiores custos de implementação, mas permite um controle independente de tensão [78].

A parametrização do capacitor no elo CC pode ser realizada conforme descrito na sequência [79]. Nestes termos, a tensão no elo de corrente contínua:

$$V_{cc} = 2\sqrt{2}V_{LL}/\sqrt{3}m \quad (3.23)$$

Onde:  $m$  é o índice de modulação e  $V_{LL}$  é tensão de linha.

Enquanto, o capacitor do elo de corrente contínua:

$$0.5C_{cc}[V_{CC}^2 - V_{CC1}^2] = (5 - 10\%) \times 3V_{LN}(aI)t \quad (3.24)$$

Onde:  $V_{CC}$  é a tensão no elo CC,  $V_{CC1}$  o nível de tensão mínimo no barramento CC,  $a$  é o fator de sobrecarga,  $V_{LN}$  consiste na tensão de fase do sistema,  $I$  é o valor da magnitude da corrente de fase do conversor e  $t$  é o tempo que a tensão no elo CC leva para se restabelecer.

O controle da tensão no elo CC se dá via comparação de uma tensão de referência com o sinal real medido no elo de corrente contínua. A partir daí submete-se esse erro a um controlador PI, que por sua vez gera uma quantia que permite compensar perdas por chaveamento, manter a tensão no elo CC e ainda melhorar o desempenho dinâmico do dispositivo. O item D – Estratégias de controle do FHAD, a seguir, irá abordar novamente e com maior detalhamento o controle da tensão do elo CC.

Existem algumas outras formas alternativas [80], porém a demonstrada acima é bem fundamentada e bastante utilizada, por isso será empregada aqui.

### C. Filtro de *ripple*

Existe na bibliografia técnica correlata aos conversores *VSCs* algumas possibilidades de filtros de conexão, porém, no caso de conversores aplicados à filtros ativos, duas recebem maior destaque. A primeira é a topologia LC também conhecida como “*trap filters*”, que aparecem como opção em diversos artigos técnicos e bibliografia correlata [81]. A segunda é a topologia LCL [82],

que é extremamente aplicada em conversores de unidades de geração eólicas e fotovoltaicas, contudo se aplicam perfeitamente a filtros ativos [83].

O filtro de conexão tem como função principal reduzir os harmônicos causados pela ação de chaveamento dos conversores, conhecidos como harmônicos de alta frequência, possuindo grande importância no desempenho do sistema em que está inserido [84].

### ✓ Principais topologias

Como pontuado anteriormente, as duas topologias mais adotadas para redução de harmônicos causados pelo processo de chaveamento são o filtro LC sintonizado (tipicamente usado em sistemas para atender aos requisitos relacionados à qualidade da tensão) e o filtro LCL passa-baixa [85]. A Figura 3.21 ilustra a estrutura do filtro passa-baixa LCL e a Figura 3.22 e 3.23 ilustra filtros LC.

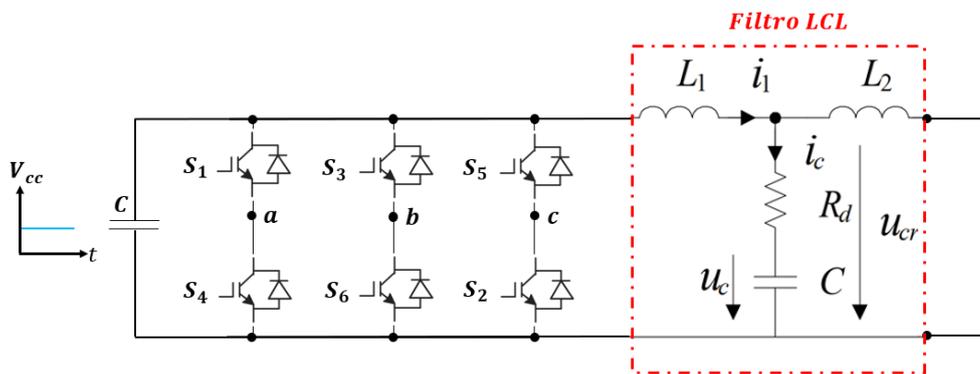


Fig. 3.21 – Filtro LCL

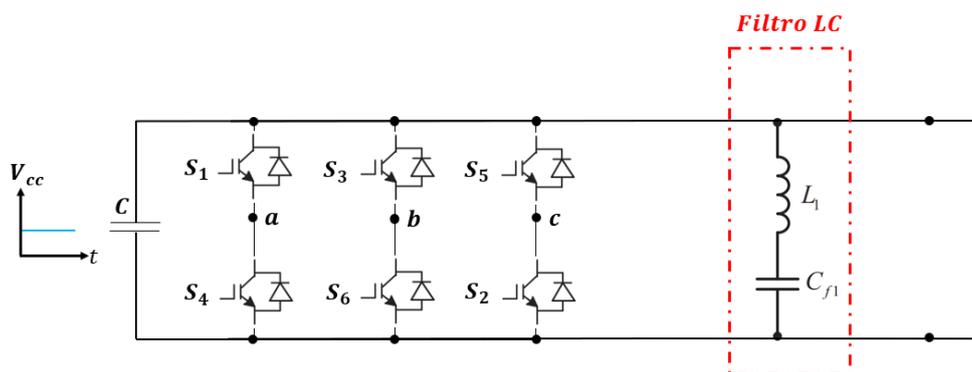


Fig. 3.22 – Filtro LC série

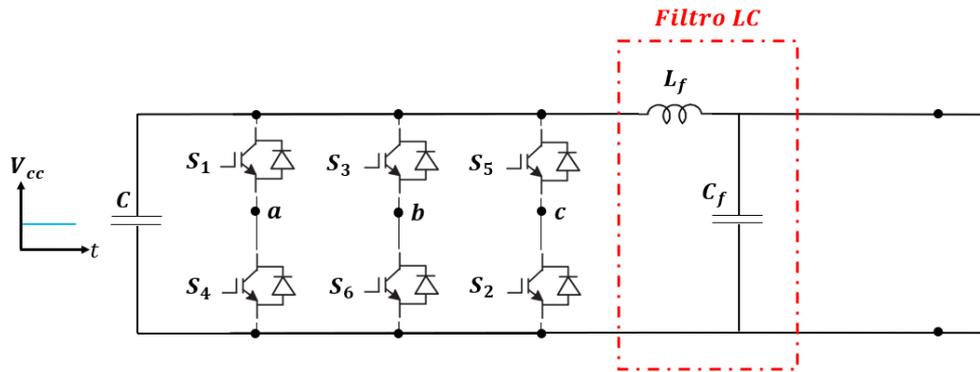


Fig. 3.23 – Filtro LC paralelo

No primeiro caso (Figura 3.21), a atuação é particularmente viável para conversores chaveando a centenas de Hz, os quais produzem harmônicos devido ao *PWM* que estão em uma frequência próxima a frequência fundamental, o que torna o ajuste de um filtro passa-baixa como o LCL demasiadamente complexo. E, devido a atenuação do filtro após a frequência de ressonância, deve-se ater ao fato de que a frequência de comutação deve ter distância suficiente para não causar um problema e nem desafiar o *loop* da malha de controle.

O design do filtro LC (Figuras 3.22 e 3.23) pode ser desenvolvido com dado grau de robustez e deve ser ajustado em  $0.5 \cdot f_{af}$  para retenção dos ruídos, conforme descrito em [86]. No entanto, o filtro passa-baixa LCL tem dado grau de liberdade no que tange ao seu ajuste, o que será visto a seguir. Algumas considerações acerca da parametrização destes filtros serão realizadas em sequência.

### ✓ Parametrização e especificação de um filtro LCL

Os *VSCs* necessitam de elementos passivos tanto no lado CC, quanto no lado CA, como foi visto anteriormente. Os elementos passivos (capacitores e indutores) têm duas funções, armazenamento e filtragem. A energia armazenada no estágio passivo CA é usualmente menor que 5% de toda a energia armazenada. Portanto, o armazenamento, em maior parte, é feito pelo capacitor CC.

A especificação do filtro LCL pode ser organizada, de forma simples, em três etapas básicas, como descrito a seguir [87].

#### 1. Análise do ripple e escolha do indutor do lado do conversor

Uma aproximação grosseira do comportamento do filtro LCL pode ser realizada, considerando que o capacitor estará em curto-circuito na frequência de *ripple*. No entanto deve-se

notar que no caso de conversores de potência com classe de potência da ordem de (MW), dado que a frequência é baixa e a frequência de ressonância deve ser ainda menor a aproximação pode levar a um valor subestimado para o indutor do lado do conversor. Quanto menor esse valor, maior será o núcleo do indutor aplicado ao filtro e menor será a frequência de ressonância necessária para garantir a atenuação desejada das correntes harmônicas da rede. A amplitude do *ripple* dependerá do número de níveis do conversor.

$$\Delta I_{MAX} = \frac{1}{n} \frac{V_{cc}}{L_1 f} \quad (3.25)$$

Onde:  $n$  é um coeficiente que cresce com o número de níveis da forma de onda da tensão.

A expressão acima deve ser usada para design do núcleo magnético visando evitar sua saturação para *ripple* em alta frequência.

## 2. Atenuação harmônica do filtro LCL e escolha da frequência de ressonância

Uma vez que o valor de  $L_1$  é calculado de acordo com o item acima, a atenuação do *ripple* deve ser considerada:

$$\frac{i_g}{i_{(\omega)}} = \frac{z_{LC}^2}{|z_{LC}^2 - \omega^2|} \quad (3.26)$$

Onde:  $\omega_{res}^2 = z_{LC}^2 (L_1 + L_2 + L_g) / L_1$ ,  $z_{LC}^2 = [(L_2 + L_g) C_f]^{-1}$  e  $\omega$  é a frequência de interesse, que é usada para verificar a conformidade com os padrões recomendados.

A equação (3.26), ilustrada na Figura 3.24, pode ser usada para escolher a frequência de ressonância e em consequência o produto  $L_2 C_f$ .

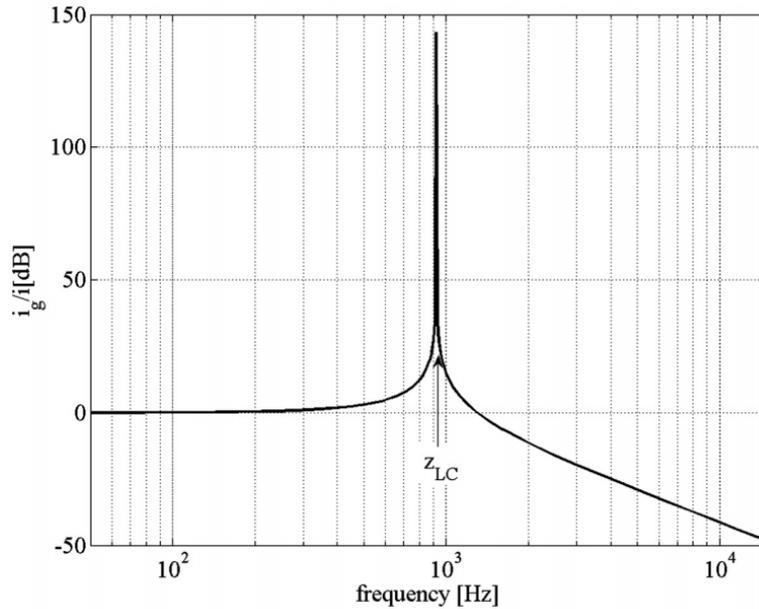


Fig. 3.24 – Atenuação do ripple

### 3. Otimização do filtro LCL, escolha do indutor do lado da rede, capacitor e método de amortecimento

A otimização final do filtro consiste em escolher os valores de  $L_2$  e  $C_f$ , avaliar a questão do amortecimento e seu valor.

Um primeiro critério a ser usado é a potência reativa instalada do filtro. Isso pode ser computado considerando o valor da impedância em pu vista do lado do conversor.

$$Z_{Tconv} = 1 + j(x_1 + x_2 + x_c) \quad (3.27)$$

Consequentemente,  $L_2$  e  $C_f$  contribuem da mesma forma para o deslocamento entre as tensões e correntes do conversor.

Um outro critério é considerar a robustez da frequência de ressonância e, em consequência, a de atenuação do filtro para a variação da impedância da rede.

$$\Delta\omega_{res} = \frac{1}{2\omega_{res}C_f} \left( \frac{1}{L_1+L_{g1}} - \frac{1}{L_2+L_{g2}} \right) \quad (3.28)$$

Da equação (3.28) é possível se denotar que quanto maior o capacitor do filtro LCL, menos influente é a impedância da rede na ressonância do sistema de filtragem.

## D. Estratégias de controle do FHAD

Os valores da corrente de referência para o controle dos filtros ativos em derivação devem ser extraídos corretamente e estes podem, por sua vez, serem estimados usando uma série de algoritmos de controle. Existem diversas técnicas de controle relatadas na literatura especializada [88], as quais podem ser subdivididos e classificadas como, no domínio do tempo e no domínio da frequência. A Figura 3.25 sintetiza algumas das técnicas existentes e destaca as majoritariamente empregadas [89].

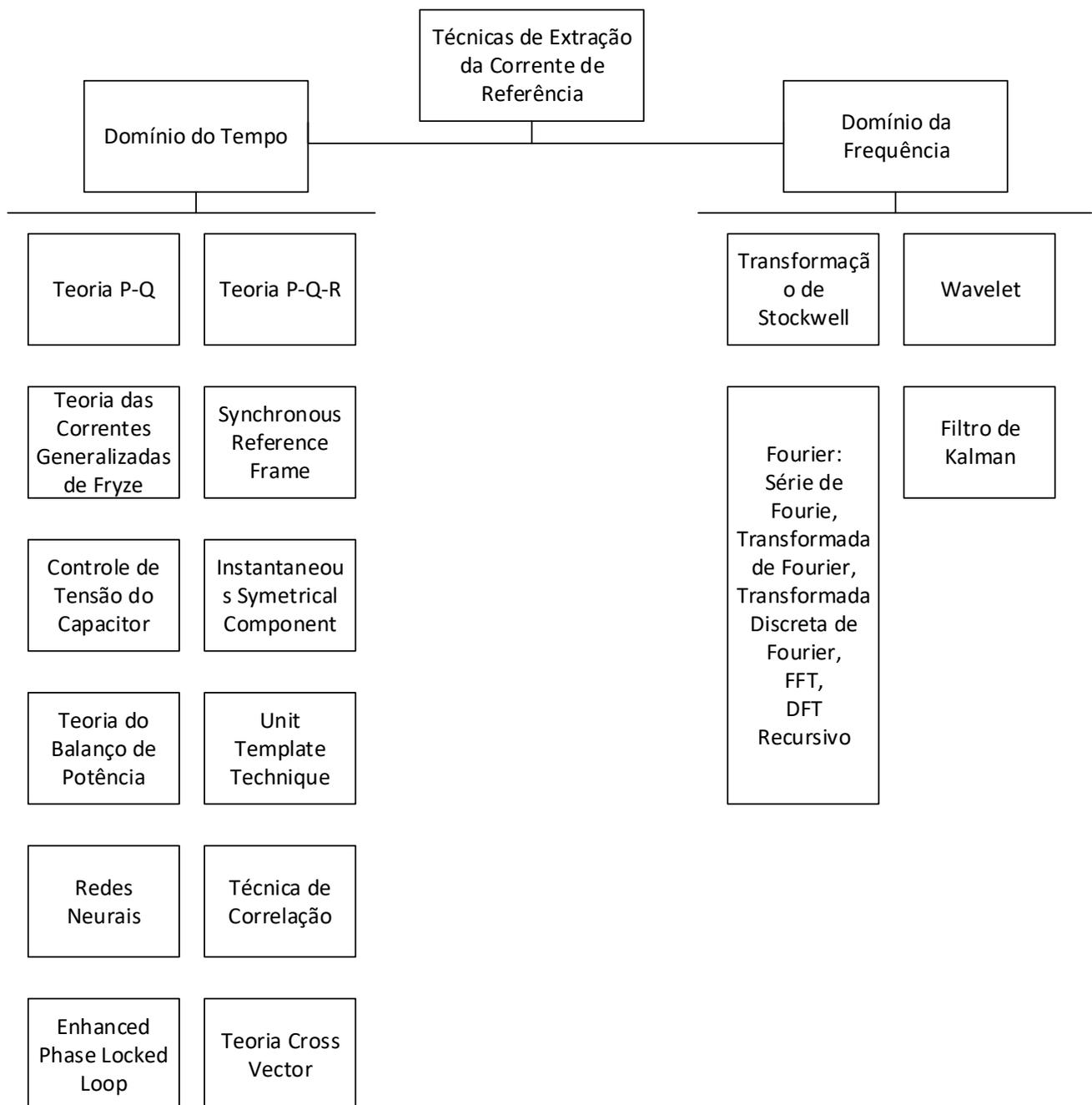


Fig. 3.25 – Algoritmos para controle de filtros ativos shunt

No que diz respeito às técnicas no domínio da frequência, pode-se dizer que elas são aplicadas a sistemas monofásicos ou trifásicos sem alterações. No entanto, este tipo de técnica requer maior tempo de cálculo e com isso maior robustez do processamento. Apesar de serem usados em analisadores da qualidade da energia com bastante eficiência elas são lentas para aplicações envolvendo controle em tempo real.

De toda forma, as técnicas tidas como ideais para aplicações em tempo real são as de domínio do tempo, devido a sua simplicidade e facilidade para implementação nos controladores de condicionadores em geral. Por estes e outros motivos [90], as estratégias abordadas neste trabalho dissertativo serão as que atuam no domínio do tempo.

Devido à limitação de espaço desse documento e para se dar um entendimento básico acerca das estratégias de controle, somente três técnicas serão expostas e elucidadas nas seções que se seguem, a saber:

- Técnica de controle baseada na teoria PQ ou *IRPT - Instantaneous Reactive Power Theory*;
- Técnica de controle baseada na teoria *SRF – Synchronous Reference Frame*;
- Técnica de controle baseada na teoria das correntes minimizadas de Fryze;

### ✓ **Teoria P-Q ou IRPT aplicada ao algoritmo de controle dos FHAD**

O algoritmo de controle do filtro ativo, tomando como base a teoria *IRPT – Instantaneous Reactive Power Theory*, é apresentado na Figura 3.26.

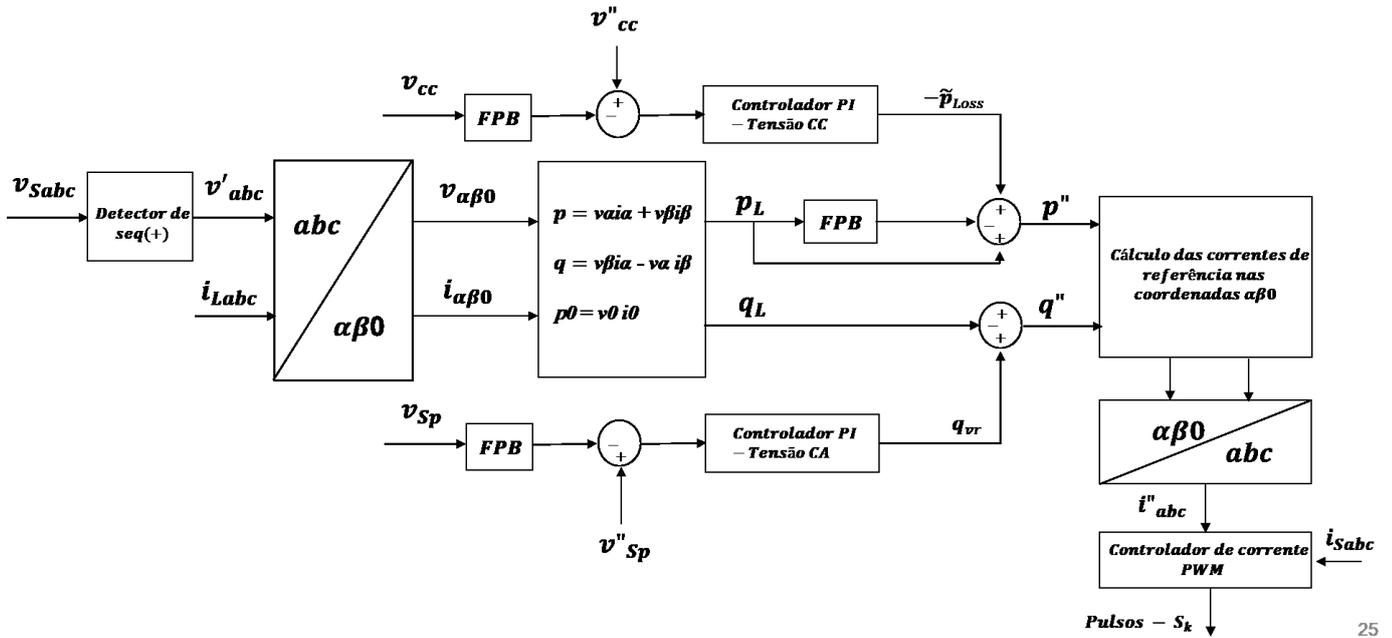


Fig. 3.26 – Algoritmo de controle de um FHAD baseado na Teoria P-Q

As correntes trifásicas da carga e as tensões no PAC são medidas e são usadas para calcular as potências ativa e reativa oscilantes, causadas por componentes harmônicas. As tensões no PAC são medidas e processadas por meio de um circuito detector de sequência positiva ou até mesmo por meio de um filtro passa baixa (*Butterworth de 1ª ordem*) para eliminação dos *ripples* e, então, são denotadas como  $(v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})$ . Estas três tensões no PAC filtradas ou processadas pelo circuito detector de sequência positiva são transformadas em duas componentes nas coordenadas ortogonais  $\alpha$ - $\beta$ , como visto na equação (3.29):

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Similarmente, as correntes trifásicas da carga  $(i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc})$  são transformadas para as coordenadas ortogonais  $\alpha$ - $\beta$ , como visto na equação (3.30):

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

A partir destas duas expressões, as potências ativa e reativa instantâneas  $p_L$  e  $q_L$  que fluem para a carga são calculadas, como visto na equação (3.31):

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$p_L$  pode ser dividida em duas componentes,  $\bar{p}_L$  e  $\tilde{p}_L$  que são as parcelas média e oscilante, respectivamente. O mesmo pode ser feito com a parcela imaginária ou reativa da potência, elucidado na equação (3.32).

$$\begin{aligned} p_L &= \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ q_L &= \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{aligned} \quad (3.32)$$

Nessas expressões, a componente fundamental da potência da carga é transformada nas componentes CC ou médias e nas componentes CA ou oscilatórias. A partir de então, usa-se dois filtros passa-baixa para extração da parcela média, que subtraída da parcela total dá a parcela oscilante e com isso cálculo das correntes de referência, as quais serão usadas para a compensação, como se dá na equação (3.33):

$$\begin{bmatrix} i_{Sa}^* \\ i_{Sb}^* \\ i_{Sc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p'' \\ q'' \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Em que:  $p_{Loss}$  e  $q_{vr}$  são, respectivamente, a potência ativa necessária para ajustar a tensão no capacitor do elo CC ao seu valor de referência e a potência reativa necessária para ajuste da tensão do elo CA ao seu valor de referência (ambos valores são alcançados usando um controlador PI).

Este algoritmo de controle pode ser, facilmente, modificado em fontes de corrente para um controle de corrente indireto. Nesse caso, para um modo de operação com correção do fator de potência do *FHAD*,  $p^* = \tilde{p}_L + p_{Loss}$  e  $q^* = q_L - q_{vr} = 0$  na equação (3.33) e depois da transformação inversa de Clarke. Três correntes de referência em abc são geradas, as quais são comparadas com as correntes medidas da carga ou fonte de corrente para um controle indireto de corrente do filtro ativo.

No caso de necessidade de regular a tensão no PAC, modo de operação para regulação de tensão, um controlador PI é usado de forma similar aos algoritmos anteriormente para gerar o sinal de saída ( $q_{vq}$ ) que é subtraído ou adicionado a  $q_L$  para estimar-se  $p^* = \tilde{p}_L + p_{Loss}$  e  $q^* = q_{vp} - q_L$  e da mesma forma gerar as correntes de referência, que serão comparadas aos sinais medidos e processados via controle *PWM*.

As tensões de fase  $v_a, v_b$  e  $v_c$  nos terminais da carga consistem, principalmente, de componentes de sequência positiva ( $\dot{V}_{+1}$ ). No entanto podem ser desequilibradas (contendo componentes de sequência negativa e zero na frequência fundamental) e pode conter também harmônicas de qualquer componente de sequência. A detecção da componente de sequência positiva das tensões é necessária na estratégia de controle vista anteriormente, na Figura 3.26. Esta tática de controle faz com que o filtro compense as correntes da carga, fazendo com que a fonte supra apenas uma porção ativa de potência responsável pela produção de potência real média (que é, somente  $\dot{V}_{+1}$  e  $\dot{I}_{+1}$ ) [91]. O circuito detector da tensão fundamental de sequência positiva é baseado na teoria  $p$ - $q$  dupla e nos conceitos de compensação de tensão utilizados em filtros ativos série, visto na Figura 3.27. As tensões são transformadas para as coordenadas ortogonais e estacionárias  $\alpha\beta$ , via transformação de Clarke, depois são usadas juntamente com duas correntes auxiliares produzidas no circuito  $PLL$  – *Phase Locked Loop*, para cálculo das potências auxiliares. É assumido que as correntes auxiliares sem nenhuma magnitude são derivadas somente de componentes de sequência positiva na sequência fundamental  $\dot{I}'_{+1}$ , detectadas pelo circuito  $PLL$  [92].

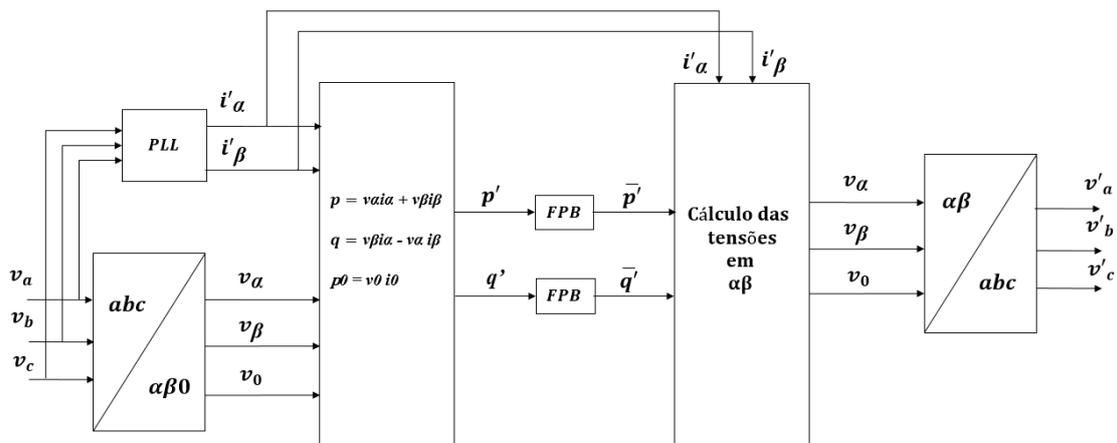


Fig. 3.27 – Circuito detector de sequência positiva

O circuito  $PLL$  rastreia continuamente a frequência fundamental das tensões medidas no sistema. O design apropriado do  $PLL$  permite uma operação em condições de distorção prévia e desequilíbrio na forma de onda da tensão. Um projeto interessante de um circuito  $PLL$ , que é quase insensitivo a desequilíbrios e distorções é visto na referência [93]. Este circuito provou ser de extrema eficiência, mesmo em condições severas de distorções na forma de onda da tensão e vem sendo utilizado por diversos autores em várias aplicações de eletrônica de potência, como filtros ativos [94] e *FACTS* [95].

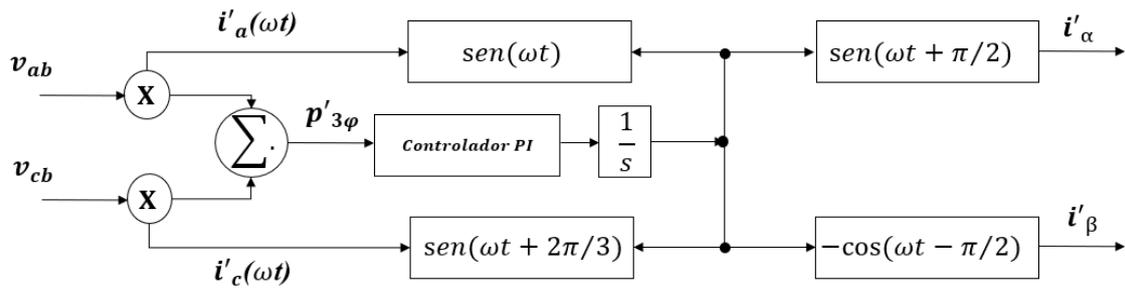


Fig. 3.28 – Circuito PLL

Uma estrutura *PLL* (“*Phased-Locked-Loop*”) consiste, basicamente, em uma malha de controle realimentada, cujo principal objetivo é sintetizar uma senoide, geralmente de amplitude unitária, com frequência idêntica à frequência da componente fundamental de um sinal de entrada qualquer. As principais aplicações de malhas *PLL* são encontradas nos sistemas de telecomunicações, onde sua utilização é direcionada, basicamente, para as tarefas de modulação e/ou demodulação de sinais, bem como a síntese de senoides com elevado grau de precisão. De forma complementar, estas estruturas também são bastante aplicadas na área de sistemas de potência, onde se há a necessidade de controlar conversores e máquinas conectados à rede elétrica, detecção da frequência fundamental, detecção e medição de harmônicos ou a leitura do fasor da componente fundamental de sinais elétricos[96].

### ✓ Teoria *SRF* aplicada ao algoritmo de controle dos FHAD

A teoria *SRF* - *Synchronous reference frame* é empregada para o controle de *VSCs* trifásicos a três ou quatro condutores aplicados a filtros ativos. O diagrama de blocos deste algoritmo pode ser visto na Figura 3.29.

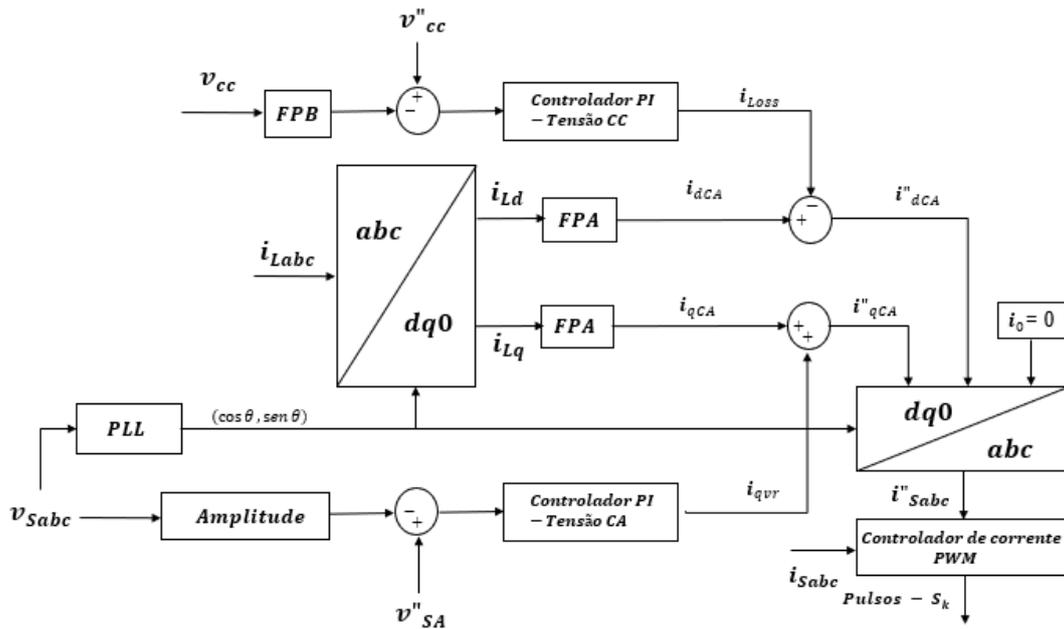


Fig. 3.29 – Algoritmo de controle de um FHAD baseado na Teoria SRF

As tensões no PAC ( $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$ ), correntes da carga ( $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$ ) e a tensão no elo CC do conversor  $v_{cc}$  são medidas e tratadas como sinais de *feedback*. As correntes da carga nas três fases são convertidas no plano  $dq0$  usando a transformação de Park.

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Outro exemplo de *PLL trifásico* é ilustrado na Figura 3.30, e é usado para sincronizar os sinais com as tensões no PAC [97].

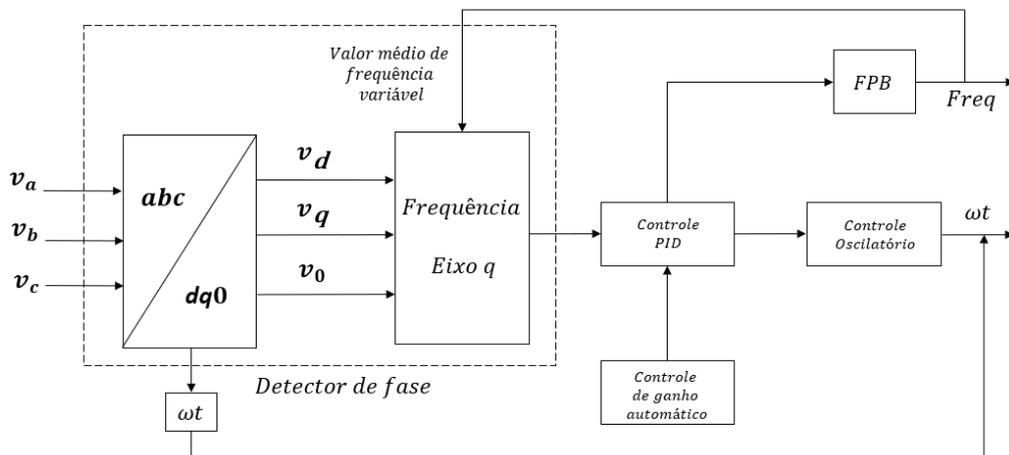


Fig. 3.30 – Circuito PLL alternativo

Estas componentes de corrente em  $dq$  são então passadas por um filtro passa baixa (FPB) para extração do sinal CC. Sendo os sinais  $i_{Ld}$  e  $i_{Lq}$  divididos em:

$$\begin{aligned} i_{Ld} &= i_{dCC} + i_{dCA} \\ i_{Lq} &= i_{qCC} + i_{qCA} \end{aligned} \quad (3.35)$$

Os mesmos modos de operação podem ser aplicados com essa técnica, ou seja, operação com fator de potência unitário e para regulação de tensão.

A estratégia de controle para compensação de potência reativa, conhecida como operação com fator de potência unitário, considera que a fonte deve suprir apenas  $i_{dCC}$  responsável pela componente de potência ativa da corrente da carga para manter o elo CC e suprir as perdas por chaveamento  $i_{Loss}$ .

$$i_{loss(n)} = i_{loss(n-1)} + k_{pd}(v_{de(n)} - v_{de(n-1)}) + k_{id}v_{de(n)} \quad (3.36)$$

Onde:  $v_{de(n)} = v_{cc}^* - v_{cc(n)}$  é o erro entre a tensão CC de referência e a tensão medida,  $k_{pd}$  e  $k_{id}$  são as constantes de ganho proporcional e integral, respectivamente.

Assim sendo, a corrente de referência de eixo direto é:

$$i_d^* = i_{dCC} + i_{loss} \quad (3.37)$$

Outro modo de operação é conhecido como *ZVR – Zero Voltage Regulation*, o qual considera que a fonte fornece o mesmo valor de  $i_d^* = i_{dCC} + i_{loss}$ , porém a diferença é na corrente do eixo  $q$  ( $i_{qCC}$ ) e na componente obtida a partir do controlador PI de tensão CA usado para regulação de tensão no PAC. A amplitude da tensão terminal CA ( $v_s$ ) no PAC é controlada para um valor de referência usando o controlador PI, de forma semelhante ao que ocorre no lado CC. A saída deste controle é considerada como um erro que representa a componente reativa da corrente ( $i_{qvr}$ ) para a regulação da tensão no PAC. Esta amplitude é calculada como se segue:

$$v_{sp} = \sqrt{\frac{2}{3}(v_{sa}^2 + v_{sb}^2 + v_{sc}^2)} \quad (3.38)$$

Então, um controlador PI é usado para regular a tensão a sua referência:

$$i_{qr(n)} = i_{qr(n-1)} + k_{pq}(v_{te(n)} - v_{te(n-1)}) + k_{iq}v_{te(n)} \quad (3.39)$$

Onde:  $v_{te(n)} = v_{sp(n)}^* - v_{sp(n)}$  é o erro entre a tensão CA de referência e a amplitude da tensão medida,  $k_{pd}$  e  $k_{id}$  são as constantes de ganho proporcional e integral, respectivamente. Assim sendo, a corrente em quadratura a ser suprida será:

$$i_q^* = i_{qr} - i_{qcc} \quad (3.40)$$

As correntes de referência são então obtidas em fase com as tensões no PAC e sem componentes de sequência zero. Elas são obtidas por meio da transformada inversa de Park:

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ i_0^* \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Existe ainda uma técnica conhecida como *SRF – modificada* ou  $i_d - i_q$ , que não faz uso do *PLL* e se mostra com elevado grau de acurácia [98].

### ✓ Teoria das correntes generalizadas de Fryze aplicada ao algoritmo de controle dos FHAD

Neste algoritmo se usa o valor RMS mínimo das correntes para cálculo da potência média trifásica instantânea. O algoritmo de controle pode ser sintetizado na Figura 3.31.

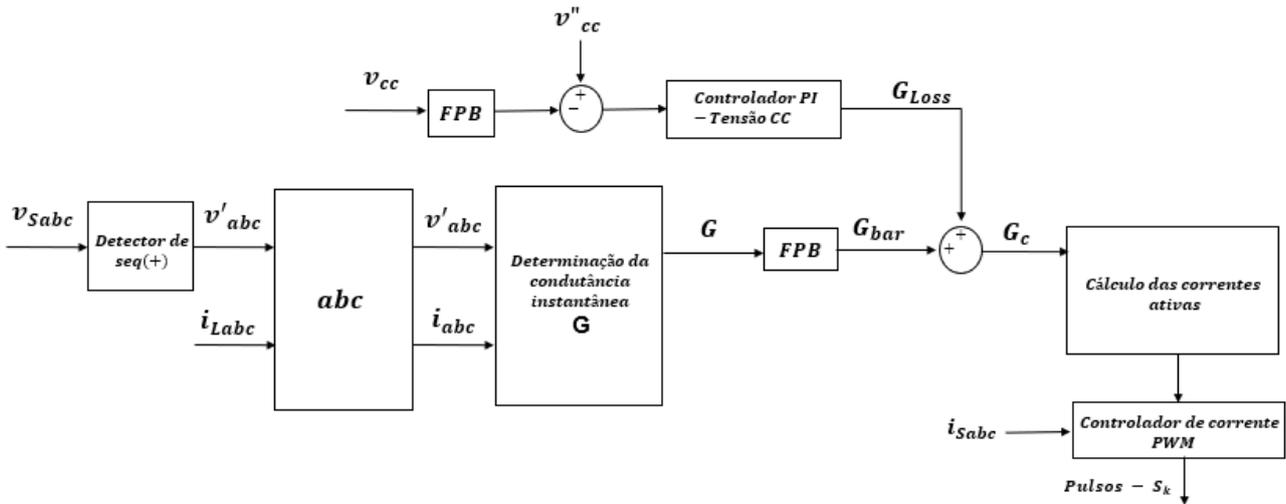


Fig. 3.31 – Algoritmo de controle de um FHAD baseado na Teoria das correntes generalizadas de Fryze

Este método diminui as perdas ôhmicas na linha, além de mostrar a linearidade entre as tensões e correntes de suprimento [99]. A condutância instantânea ( $G_e$ ) é conseguida a partir da potência real instantânea trifásica. Após o cálculo da condutância instantânea, este valor é passado através de um filtro passa baixa *butterworth* com frequência de corte igual à frequência fundamental do sistema [100]. O controle do elo CC se dá de forma semelhante aos métodos anteriores. A partir dos resultados, faz-se o cálculo das correntes de referência.

A condutância instantânea  $G_e$  é:

$$G_e = \frac{V_a i_{la} + V_b i_{lb} + V_c i_{lc}}{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} \quad (3.42)$$

As correntes de referência ( $i_{wa}, i_{wb}, i_{wc}$ ):

$$\begin{aligned} i_{wa} &= V_a (G_{bar} + G_{loss}) \\ i_{wb} &= V_b (G_{bar} + G_{loss}) \\ i_{wc} &= V_c (G_{bar} + G_{loss}) \end{aligned} \quad (3.43)$$

E as correntes após o controle de corrente PWM, são:

$$\begin{aligned} i_{qa} &= i_{wa} - i_{la} \\ i_{qb} &= i_{wb} - i_{lb} \\ i_{qc} &= i_{wc} - i_{lc} \end{aligned} \quad (3.44)$$

Note que tudo se dá nas coordenadas abc, sem necessidade de transformações adicionais para os cálculos.

## E. Exemplo numérico de parametrização de um FHAD

O procedimento de projeto de um conversor *VSC* consiste na estimação e seleção dos seus componentes com base na aplicação em questão.

O sistema de suprimento e a carga sob análise, têm as seguintes características:

Tabela 3.5 – Dados da Concessionária

Concessionária		
$R_s(\Omega)+jL_s$ (mH)	$V_{nom}$ (kV)	f (Hz)
0,04+j1,0	0,415	60

Tabela 3.6 – Dados da ponte retificadora

Retificador	P (kW)	$V_d$ (kV)	$I_d$ (A)
1	25	0,560	44,64

O valor da corrente *rms* na entrada da ponte retificadora é  $I_{Lrms} = 0,816 \times 44,64 = 36,4286$  (A). O valor da componente fundamental da corrente de entrada do retificador é  $I_{L1} = 0,779 \times 44,64 = 34,78$  (A).

Desta forma, a corrente harmônica estimada é:

$$I_h = \sqrt{(I_{Lrms}^2 - I_{L1}^2)} = 10,806 \text{ (A)} \quad (3.45)$$

### 1- Parametrização do conversor

Um importante aspecto, que merece destaque especial na construção de um filtro ativo é a metodologia de escolha da frequência de chaveamento. Primeiramente, é necessário conhecer a maior ordem harmônica que se deseja compensar, denominada de “ $m_h$ ” [101]. A capacidade de filtragem requerida do FA, pode então ser definida, como:

$$f_{af} = m_h \cdot f_1 \quad (3.46)$$

Onde:  $f_1$  constitui a frequência fundamental do sistema supridor. Se a frequência  $f_{af}$  é maior que a máxima frequência de chaveamento do filtro, é impossível se controlar as correntes de linha do

FA, conseqüentemente as harmônicas não serão totalmente compensadas. A máxima frequência de chaveamento  $f_{maxFA}$  determina a capacidade de filtragem do filtro ativo por meio da relação ( $2.f_{fa} < f_{maxFA} \leq 10.f_{fa}$ ). O limite inferior da equação resulta quando o aspecto limitante é o dispositivo semicondutor, enquanto que o superior é usado em FAs de baixa potência que utilizam de dispositivos, como IGBTs e MOSFETs que possuem maior “range” de frequência de chaveamento. No caso de conversores VSC, a frequência de chaveamento  $f_{maxFA}$  depende da potência requerida ao inversor. Geralmente, essa potência claramente limita o máximo valor da frequência  $f_{VSC}$ . Para ultrapassar esse limite, os inversores típicos são substituídos por topologias avançadas de conversores multiníveis. Normalmente, a frequência de chaveamento tomada para a maioria das aplicações de filtros ativos *shunt* é  $f_s = 10kHz$ .

A classe do FHAD será

$$S = V_F * I_h = 3x \left( \frac{415}{\sqrt{3}} \right) x 11 = 7.9x1,25 \text{ (25\% a mais pela dinâmica)} = 10kVA \quad (3.47)$$

Consideraremos, portanto, 10kVA para o dimensionamento.

Já a tensão no elo CC do conversor VSC é estimada da seguinte forma:

$$V_{cc} = 2\sqrt{2}V_{LL}/\sqrt{3}m \quad (3.48)$$

O índice de modulação será considerado ideal ( $m = 1$ ),  $V_{LL} = 415V$  e  $V_{CC} = 677,69(V)$ , selecionaremos, portanto,  $V_{CC} = 680(V)$ . Esta deve ser controlada dentro de uma escala de  $\pm 3$  a 5%.

## 2- Projeto do capacitor do barramento CC do filtro ativo *shunt*

A escolha do capacitor CC é governada pela redução na tensão CC devido a um aumento do carregamento e elevação da mesma em momentos que se retira cargas. Tomando como base o princípio da conservação da energia, tem-se que

$$\left( \frac{1}{2} \right) C_{CC} (V_{CC}^2 - V_{CC1}^2) = (5 - 10\%)x3V_f a I_f \Delta t \quad (3.49)$$

Em que, conforme já foi visto,  $V_{CC}$  é a tensão nominal,  $V_{CC1}$  é a queda de tensão no barramento CC permitida durante transitórios,  $\Delta t$  é o tempo que é necessário para o suporte do capacitor e  $C_{CC}$  é a capacitância no elo CC.

Considerando  $\Delta t = 0,05s$ ,  $a = 1,25$ ,  $V_{CC} = 680V$ ,  $V_{CC1} = 680 - (\cong 3\% \text{ de } 680) = 660V$  e  $I_f = 10,806 \times 1,25$  (fator de sobrecarga) = 13,507, a equação (3.49) resulta em:

$$\left(\frac{1}{2}\right)C_{CC}((680^2) - (660^2)) = 0,1 \times 3 \times \frac{415}{\sqrt{3}} 13,57 \times 0,05 \quad (3.50)$$

Isto nos dá  $C_{CC} = 3,7mF$ . E, conseqüentemente, um capacitor de 4 mF, 700 V é selecionado para o filtro ativo *shunt*.

### 3- Projeto do indutor de alisamento para o conversor

O valor do indutor de alisamento é selecionado com base no *ripple* da corrente do filtro ativo em série. Considerando um *ripple* de 5% para a corrente no indutor e um fator de sobrecarga  $a = 1,2$ , o indutor é calculado como:

$$L_f = (\sqrt{3}mV_{CC}) / (12af_s I_{crpp}) \quad (3.51)$$

Em que,  $f_s$  é a frequência de chaveamento do conversor e  $I_{crpp}$  o ripple de corrente. Substituindo valores na equação acima, o indutor estimado é igual a:

$$L_f = \frac{(\sqrt{3}) \times 1 \times 680}{12 \times 1,25 \times 10000 \times (0,05 \times 36,4286)} = 4,31mH \quad (3.52)$$

Conseqüentemente, um indutor de alisamento de 4,5mH.

### 4- Classe de tensão e corrente dos IGBTs

A classe de tensão das chaves pode ser calculada como:

$$V_{sw} = V_{CC} + V_d \quad (3.53)$$

Já a classe de corrente:

$$I_w = 1.25(I_{CR} + I_{SP}) \quad (3.54)$$

Onde:  $I_{SP}$  e  $I_{CR}$  são os valores da corrente do FA e o valor de ripple permissível para a corrente, respectivamente. Com apropriado fator de segurança, IGBTs de classe de tensão 1200 (V) e 300 (A) são selecionados para composição do conversor.

### 5- Projeto do filtro de ripple

O filtro de *ripple* é projetado para eliminação dos ruídos causados devido ao chaveamento do conversor. De modo a simplificar o projeto, este filtro será projetado por meio da combinação de um capacitor ( $C_f$ ) e um resistor ( $R_f$ ) conectados em série. Normalmente, a frequência de sintonia é igual a metade da frequência de chaveamento ( $f_r$ ), que é calculada como;

$$f_r = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \rightarrow f_r = \frac{f_s}{2} = 5000 = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (3.55)$$

Considerando um  $R_f = 5\Omega$ ,  $C_f = 5\mu F$  são selecionados para composição do filtro de *ripple*. Este filtro oferece uma alta impedância de 636,64 ( $\Omega$ ) na frequência fundamental e baixa impedância 8,09 ( $\Omega$ ) em 5kHz, o que evita o fluxo de componentes de suprimento fundamental no filtro de *ripple* e permite o fluxo de ruídos de alta frequência através do mesmo. Os filtros em paralelo devem ser projetados de acordo com sua aplicação, variando-se com a aplicabilidade da tecnologia e objetivos de compensação.

### 6- Ilustração do sistema como um todo

Nos gráficos a seguir, percebe-se na Figura 3.33 (a) a corrente típica de uma carga não linear do tipo corrente imposta, no centro e abaixo a corrente de compensação gerada pelo filtro ativo *shunt* e na Figura 3.33 (b) uma corrente típica após a compensação e vista pela fonte supridora. Ressalta-se que as formas de onda mostradas acima são apenas a título de ilustração do exemplo numérico.

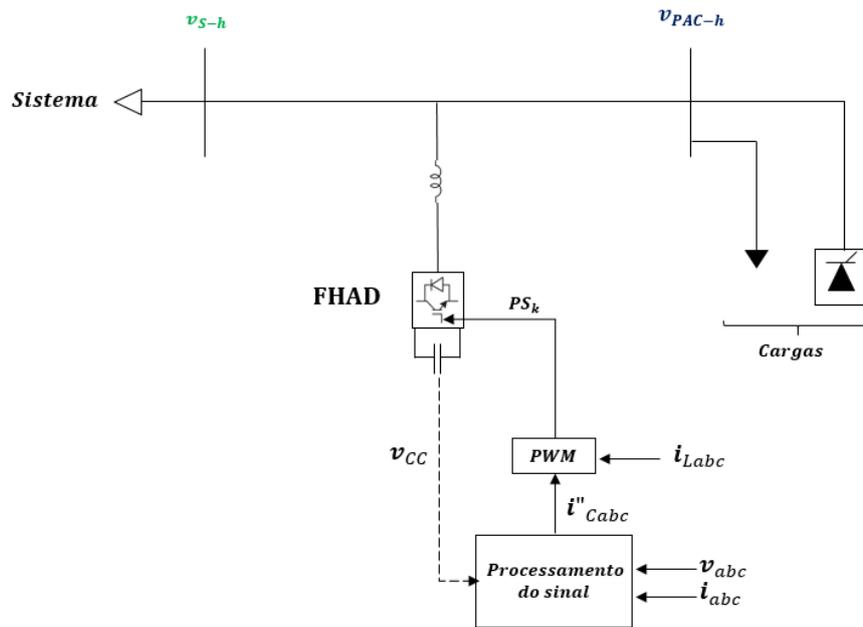


Fig. 3.32 – Ilustração do exemplo numérico.

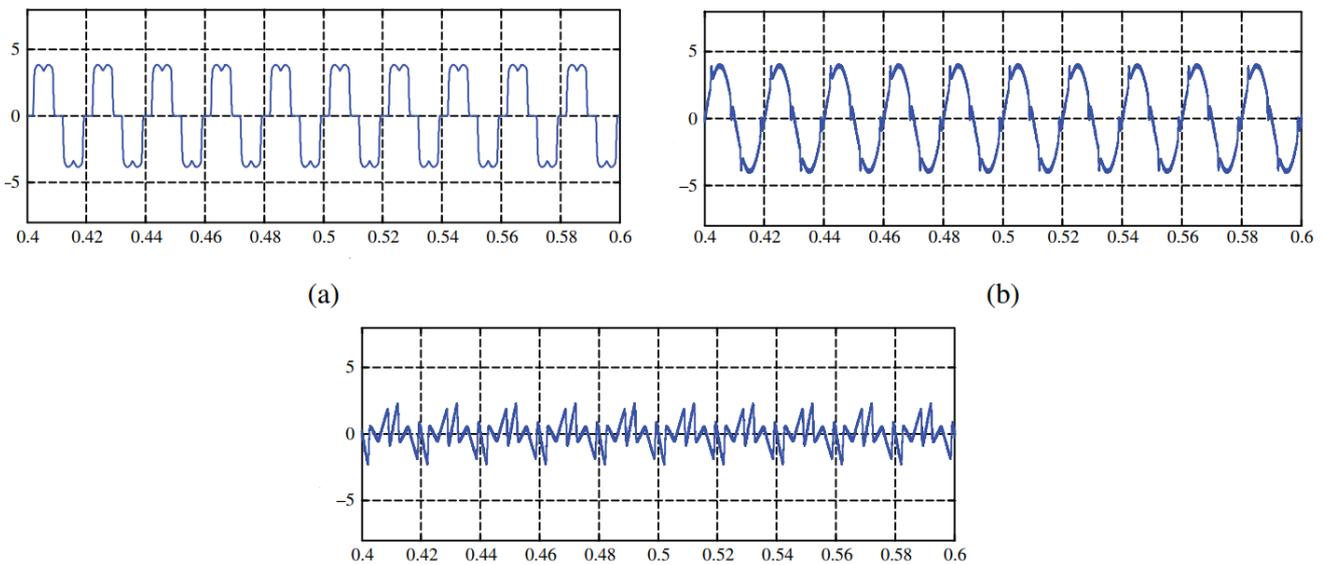


Fig. 3.33 – Formas de onda de corrente características da compensação shunt

### 3.2 FILTROS HARMÔNICOS ATIVOS EM SÉRIE

A seguir serão destacadas e detalhadas todas as parcelas que compõem o funcionamento e operação dos filtros ativos série, são elas:

- Processamento da potência:
  - Conversor;
  - Filtro de *Ripple*;
  - Elemento de *Buffer*;
  - Indutor de alisamento;
  - Transformador de acoplamento.
- Processamento do sinal:
  - Aquisição e controle do sinal.

### 3.2.1 PRINCÍPIOS FUNDAMENTAIS DE FUNCIONAMENTO DOS FILTROS ATIVOS SÉRIE

A Figura 3.34 ilustra o circuito de potência de um sistema de filtragem ativa trifásico em série, o qual consiste basicamente de um conversor *VSC* trifásico conectado em série com a fonte de suprimento através de um conjunto de transformadores de acoplamento monofásicos. No mais, a estrutura física do filtro ativo série não se difere da abordada anteriormente para os FHAD, ou seja, possui um elemento para compor o elo CC, normalmente um capacitor, um filtro *RC* para diminuir o *ripple* na tensão do secundário do transformador de acoplamento, etc. O FHAS normalmente é usado para compensação de problemas correlatos à tensão do sistema ao qual ele é conectado. Entretanto, é visto na bibliografia técnica especializada que o mesmo também se mostra eficaz para a mitigação de correntes harmônicas provindas de cargas ditas FTH – Fonte de Tensões Harmônicas ou do tipo tensão imposta. Um problema iminente a esta configuração se dá devido ao fato de ela estar susceptível a perigos sob condições de curto-circuito, necessitando de um sistema de proteção mais elaborado [102].

No caso de cargas não lineares do tipo FTH, apenas um filtro ativo série pode manter as correntes de suprimento senoidais, no entanto, para cargas não lineares do tipo FCH – Fonte de Correntes Harmônicas ou do tipo corrente imposta, um filtro híbrido, que consiste na combinação de um filtro passivo *shunt* e um filtro ativo série, deve ser empregado para conseguir manter as correntes de suprimento senoidais. O algoritmo de controle dos filtros ativos série é semelhante para ambas configurações citadas.

Além disto, para cargas sensíveis à tensão, visando a eliminação de harmônicos, desequilíbrios e regulação da tensão do PAC, o FHAS é diretamente controlado para injetar uma queda

de tensão suficiente, em série com a fonte, de modo a prover uma onda trifásica equilibrada, no ponto de conexão da carga [103].

O diagrama apresentado na Figura 3.35 é um exemplo de compensação série para cargas não lineares do tipo tensão imposta. A carga, neste caso, é representada como uma fonte de tensão ( $v_L$ ) com tensão fundamental e componentes harmônicas. O FHAS, idealmente, é representado como uma fonte de tensão harmônica controlada por tensão ou corrente, dependendo da aplicação, de tal forma que a mesma ofereça uma baixa impedância na frequência fundamental e atue como uma alta impedância para as demais ordens harmônicas. Isto faz com que não haja o fluxo de correntes harmônicas para o sistema CA. Assim, as formas de onda podem ser vistas na Figura 3.36 [104].

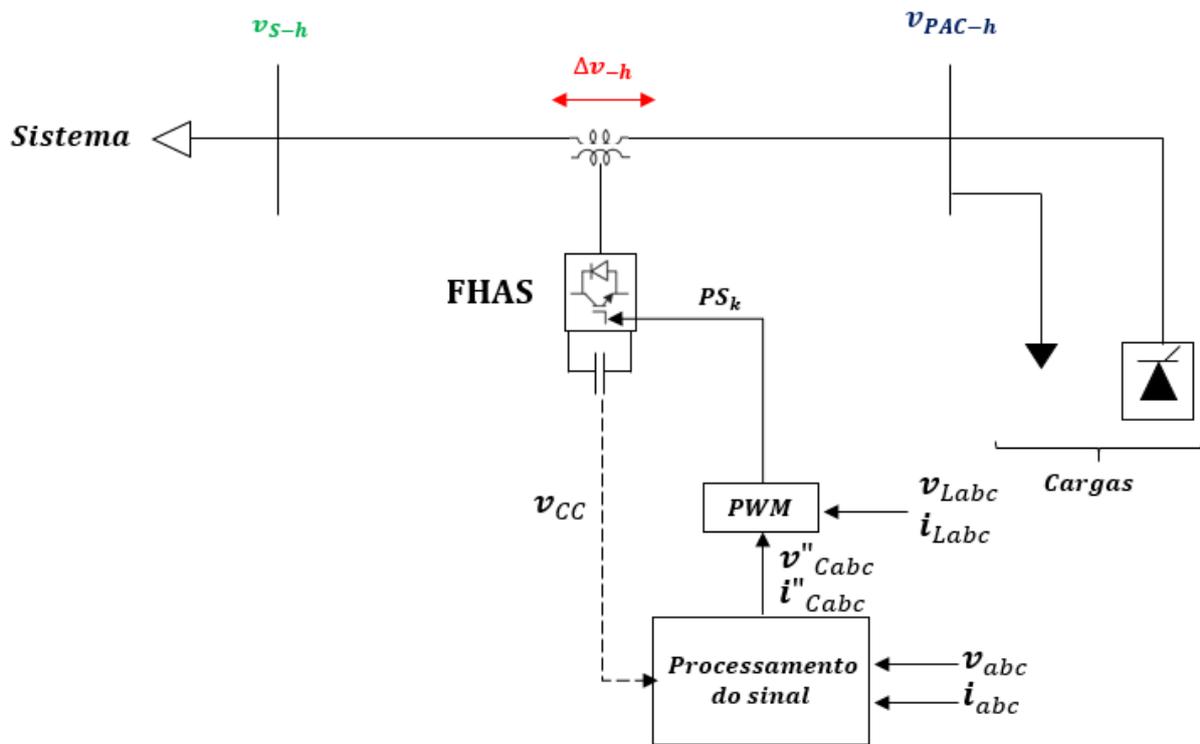


Fig. 3.34 – Diagrama simplificado do compensador em série

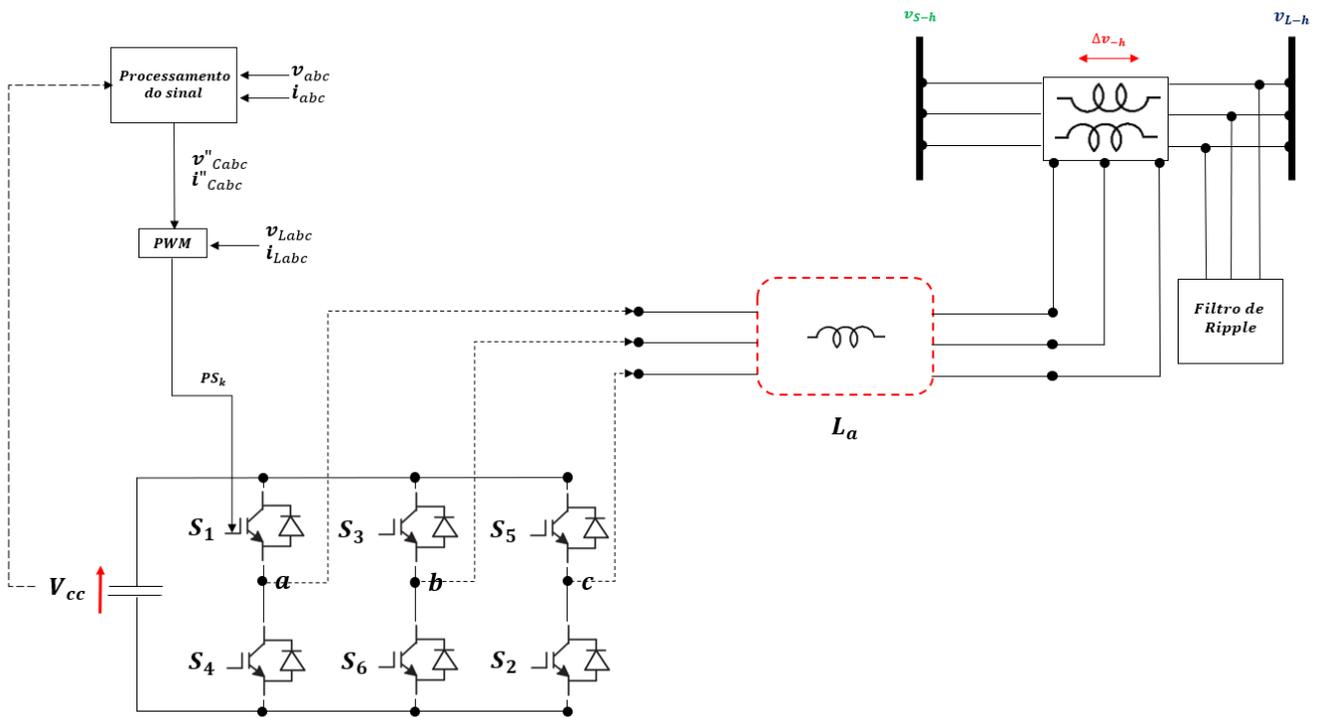


Fig. 3.35 – Diagrama detalhado do sistema de compensação série

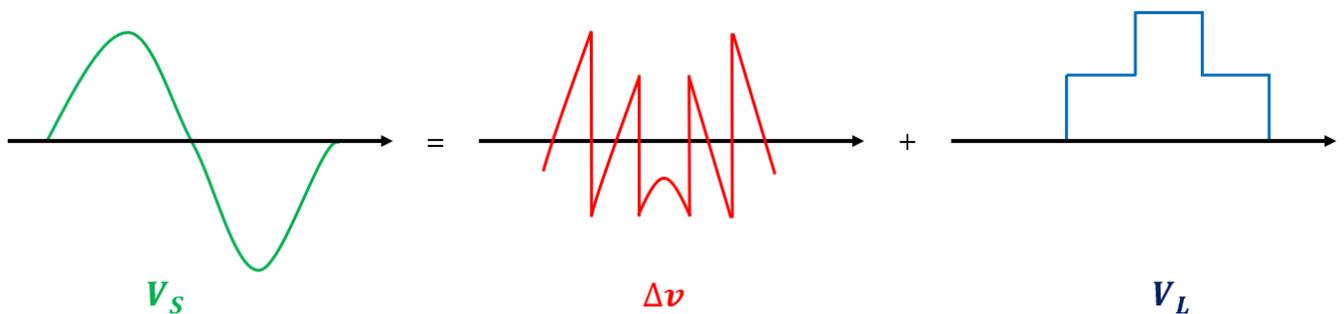


Fig. 3.36 – Formas de onda de tensão no PAC

Somado a isto, um filtro ativo série requer uma pequena queda de tensão fundamental no transformador de acoplamento para extrair energia ativa a fim de manter seu elo CC constante, conforme será melhor elucidado.

### 3.2.2 PARTES CONSTITUINTES E LÓGICA DE CONTROLE - FHAS

Um FHAS trifásico consiste em um aparato semelhante ao demonstrado anteriormente para os filtros em paralelo (Conversor, via de regra, um *VSC*, elemento de *buffer* no lado CC, indutor de alisamento no lado CA e bloco de processamento do sinal), o diferencial aqui é que se tem um

transformador dito de acoplamento para imposição da tensão harmônica de compensação. Outra distinção é o controle desta tensão harmônica, que apesar de semelhante aos algoritmos vistos para os filtros ativos *shunt* possui suas modificações. Sendo assim, em resumo, os filtros ativos série são compostos basicamente pelos mesmos elementos vistos anteriormente nos filtros ativos *shunt*, diferenciando-se, apenas, pela presença de um transformador de acoplamento, que é usado para impor a de tensão necessária para promover a compensação, além da lógica de controle que também sofre variações.

Neste sentido, devido à semelhança dos componentes com aqueles detalhados no FHAD, esta seção irá se ater apenas a ilustrar os componentes singulares a esta tecnologia, quais sejam, especificação do transformador de acoplamento e exposição de algumas estratégias de controle utilizadas. Ademais, para finalizar, será apresentado um exemplo numérico de especificação deste dispositivo tal como foi feito para os FHAD.

## A. Transformador de acoplamento

O projeto do transformador de acoplamento deve levar em consideração a tensão máxima a ser imposta na frequência de interesse e ainda garantir a utilização do núcleo magnético em um nível de densidade de fluxo inferior ao nível de saturação magnética do material utilizado em sua construção [105]. Outro fator de importância é o número de espiras do primário, o qual deve ser definido levando em consideração a tensão e corrente de trabalho dos semicondutores com melhor custo benefício encontrados no mercado.

A seguir, é apresentado o equacionamento bem como as especificações do transformador de acoplamento do tipo coaxial [106].

- *Abordagem Analítica:*

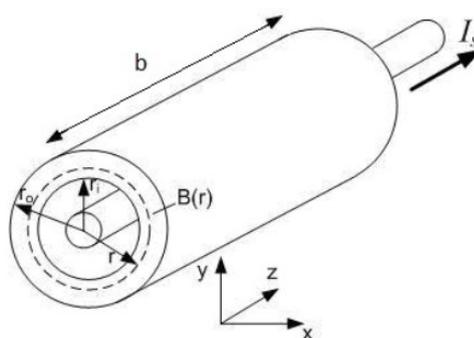


Fig. 3.37 – Corte para análise do núcleo de um transformador coaxial

Aplicando-se a lei de Ampère à configuração mostrada na Figura 3.37, obtém-se a equação de número (3.56) que relaciona a densidade de fluxo magnético no núcleo com a corrente no condutor principal em função do raio, considerando que o material do núcleo possui permeabilidade magnética  $\mu$ .

$$B(r) = \frac{I_s}{2\pi r} \mu \quad (3.56)$$

Onde:  $\mu$  é a permeabilidade magnética do material,  $I_s$  consiste na corrente secundária do transformador e  $r$  é o raio da seção.

De forma simplificada o fluxo magnético total  $\varphi$  no núcleo magnético de dimensões  $r_0$ ,  $r_1$  e  $b$  é dado por:

$$\varphi = \frac{I_s \mu}{2\pi} b \ln\left(\frac{r_0}{r_1}\right) \quad (3.57)$$

A amplitude média da densidade de fluxo magnético no material é dada por:

$$B = \frac{\varphi(I_s)}{A_e} \quad (3.58)$$

Assim, para uma dada corrente máxima no secundário do transformador, deve-se escolher um núcleo nos quais as características dimensionais e a permeabilidade magnética do material resultem em uma amplitude da densidade de fluxo inferior ao nível de saturação do material, conforme a equação que se segue.

$$B(t) = B_f(t) + \sum_h B_h(t) < B_{sat \ max} \quad (3.59)$$

A tensão harmônica eficaz induzida no secundário do transformador é dada pela equação (3.60) e a seção mínima do núcleo magnético, para que seja possível induzir a tensão harmônica eficaz desejada, é dada pela expressão (3.61). A expressão (3.62) define a relação entre a componente de tensão na frequência fundamental e a respectiva densidade de fluxo máxima, considerando a seção mínima calculada em (3.60). O núcleo magnético deve ser escolhido de forma a atender simultaneamente às equações (3.60, 3.61 e 3.62). Adicionalmente, dividindo-se o fluxo magnético

obtém-se a equação (3.63) que representa a indutância de magnetização vista no secundário do transformador.

$$V_{h2\_rms} = \frac{B_h \omega h A_c}{\sqrt{2}} \quad (3.60)$$

$$A_c = \frac{\sqrt{2} V_{h2\_rms}}{B_h \omega h} \quad (3.61)$$

$$V_{f2\_rms} = \frac{B_f \omega A_c}{\sqrt{2}} \quad (3.62)$$

$$L_{ms} = \frac{\mu}{2\pi} b \ln\left(\frac{r_o}{r_i}\right) \quad (3.63)$$

Uma vez realizada a escolha inicial do núcleo magnético do transformador axial, é necessária a verificação da equação (3.59) para garantir a possibilidade de utilização da configuração escolhida. A escolha do material deve levar em conta o nível máximo de densidade de fluxo estimada, resultando em operação fora do ponto de saturação magnética.

Ademais se faz necessário levantar os parâmetros do transformador de forma convencional, via ensaios, além de calcular a potência do equipamento, como será visto no exemplo numérico.

Outro fator relevante é a proteção do aparato contra curtos-circuitos. Embora exista na literatura técnica especializada ampla discussão sobre o desempenho de diversos tipos de filtros ativos série no quesito de compensação de harmônicos, poucas referências tratam do comportamento do compensador em condições de operação adversas, tais como sobretensões e sobrecorrentes no sistema elétrico [107], as quais podem danificar componentes. Um curto-circuito no lado secundário será refletida no primário do transformador de acoplamento, causando fluxo excessivo de corrente e sobretensões potencialmente perigosas ao conversor estático utilizado para síntese da tensão. Dado que o transformador coaxial funciona basicamente como um transformador de corrente, não é possível simplesmente abrir o circuito do secundário do transformador, esta operação colocaria a indutância do núcleo em série com o sistema elétrico e assumiria durante o período do distúrbio a maior parte da tensão de rede, o que resulta em operação em alto nível de saturação e consequente elevação de temperatura devido ao correspondente aumento nas perdas por histerese [107].

Outro fator importante é que ao desabilitar o conversor, tem-se um fluxo de energia através dos diodos de roda-livre conectados em paralelo com os *IGBTs*, o que poderá levar à elevação da tensão no barramento a níveis inaceitáveis. A utilização de disjuntores ou fusíveis em série com o

conversor estático também não é eficiente devido aos altos tempos de resposta dos mesmos, da ordem de dezenas de milésimos de segundo, o que poderá ser suficiente para danificar os componentes sensíveis antes mesmo da atuação da proteção.

## B. Estratégias de controle do FHAS

Da mesma forma que os FHAD, os FHAS também fazem uso de um sistema de controle sofisticado para geração do sinal de referência. Esta etapa da implementação lança mão de técnicas, semelhantes, porém não iguais àquelas vistas em filtros em derivação. O FHAS pode ser controlado via controle de corrente ou controle de tensão, porém atua diretamente na tensão terminal da carga.

O principal objetivo do algoritmo de controle dos filtros ativos série consiste em estimar as tensões e correntes de referência usando sinais de *feedback* ou realimentação, dependendo da aplicação. As correntes e tensões de referência, juntamente com as correspondentes correntes e tensões medidas, são usadas em *PWM* controlados por tensão ou corrente para obtenção dos sinais de gatilho a serem emitidos para as comutadoras (*IGBTs*) do conversor *VSC*. As correntes ou tensões de referência devem ser derivadas, via algoritmos matemáticos, de forma segura e confiável, visto que esta etapa constitui no cerne do dispositivo. Existem, assim como para os FHAD, diversas técnicas de controle de filtros ativos série, que constituem em modificações nas estratégias usadas nos filtros ativos shunt para controle dos filtros série, a saber:

- Técnica de controle baseada na teoria PQ modificada, conhecida como, *Dual PQ Theory*;
- Técnica de controle baseada na teoria *SRF – Synchronous Reference Frame*;

### ✓ Teoria P-Q aplicada ao algoritmo de controle dos FHAS

A Figura 3.38 elucida o algoritmo de controle do filtro ativo série usando a teoria dita *p-q* dupla e garante que as formas de onda da tensão sejam puramente senoidais [108]. Nota-se que o diagrama de blocos explicativo é extremamente semelhante ao usado para filtros ativos paralelos, contudo, trata-se agora do cálculo de valores de tensão de referência e não mais correntes de referência. Destaca-se também que o processamento da potência se dá por meio de uma modulação que toma como parâmetros de comparação as tensões de referência e medida para geração de pulsos para o conversor.

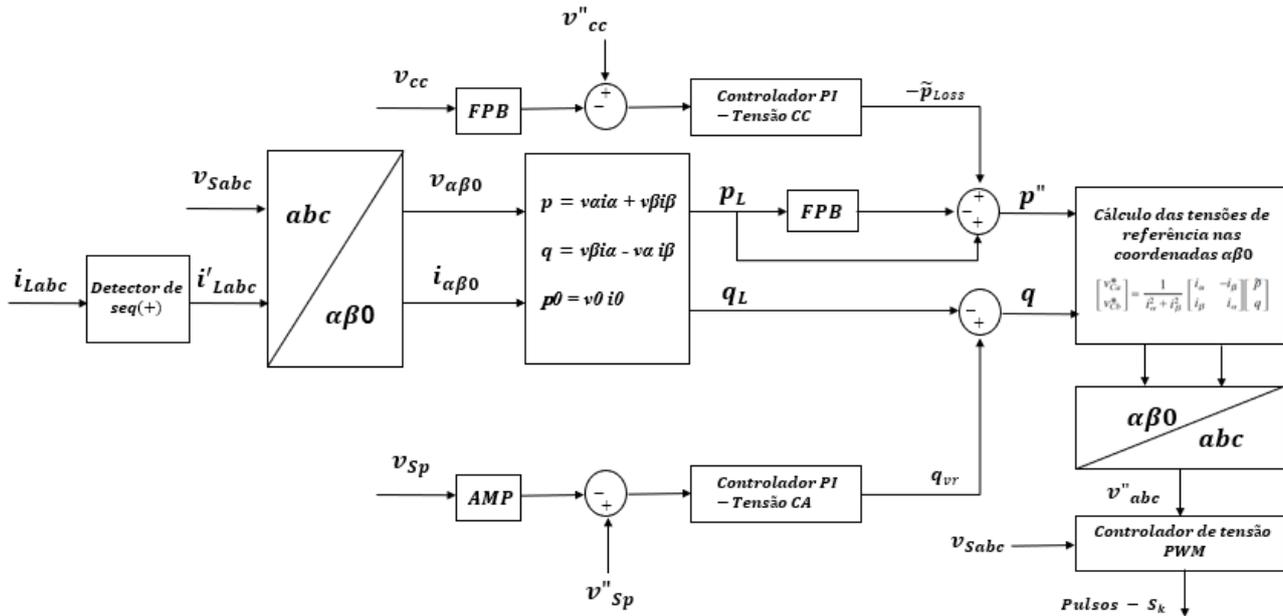


Fig. 3.38 – Esquema de controle para eliminação de tensões harmônicas no FHAS via teoria p-q

### ✓ Teoria d-q ou SRF aplicada ao algoritmo de controle dos FHAS

A técnica de controle via teoria d-q é uma das mais disseminadas na literatura técnica especializada para o controle de filtros ativos série e se mostra de enorme eficiência e aceitação [109].

#### Algoritmo de controle para eliminação de tensões harmônicas

A Figura 3.39 mostra o algoritmo de controle de um filtro ativo série em que a teoria SRF é usada para o controle de um FHAS com conversor autoportante fonte de tensão. As tensões no PAC ( $v_s$ ) são convertidas para o plano de referência rotativo via transformada de Park. As componentes harmônicas e oscilatórias da tensão são eliminadas usando-se filtros passa-alta sintonizados (FPA). As componentes da tensão nos eixos d e q são:

$$\begin{aligned} v_{sd} &= v_{dCC} + v_{dCA} \\ v_{sq} &= v_{qCC} + v_{qCA} \end{aligned} \quad (3.64)$$

A estratégia de compensação para mitigação de problemas de qualidade da tensão considera que a tensão nos terminais da carga deve ser de magnitude nominal e sem distorções por natureza. No intuito de se manter a tensão no capacitor do elo CC do conversor constante ou próximo disto, um controlador PI é usado na tensão do barramento CC do FHAS e a saída é considerada, de forma

semelhante ao controle visto anteriormente, como um sinal ( $v_{loss}$ ) para regular a tensão CC e manter a tensão *flat*. Assim sendo, a tensão da carga de eixo direto de referência é dada como:

$$v_d^* = v_{dCC} - v_{loss} \quad (3.65)$$

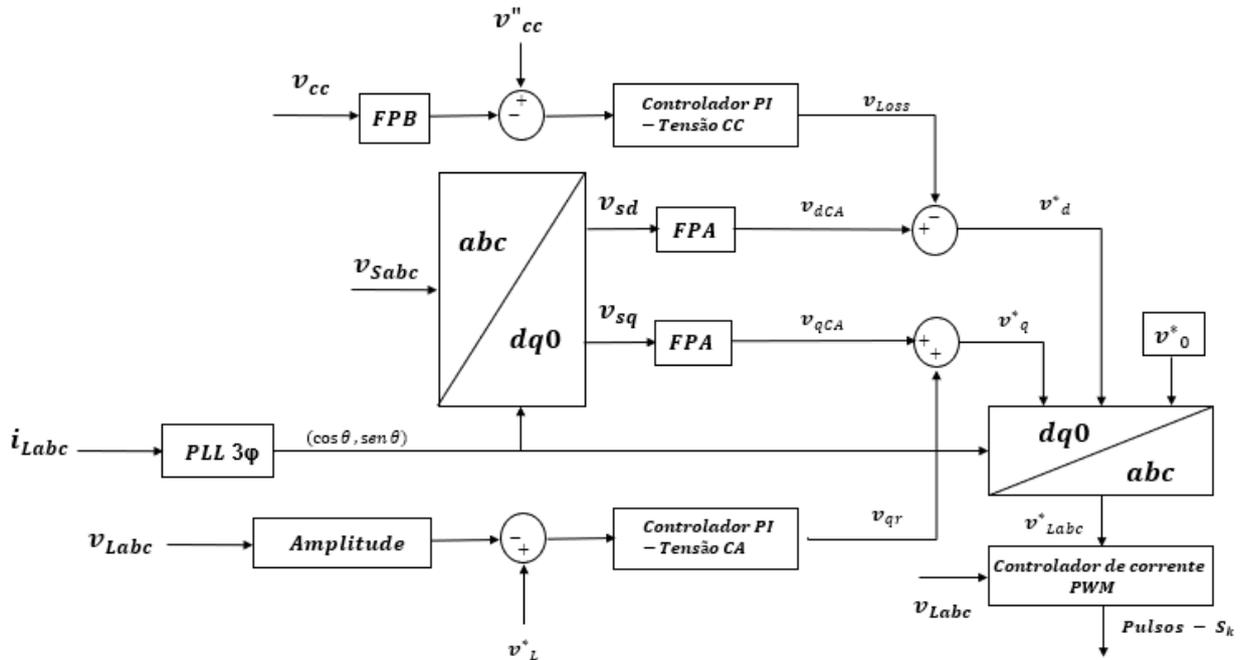


Fig. 3.39 – Esquema de controle para eliminação de tensões harmônicas no FHAS via teoria SRF

A amplitude da tensão terminal da carga ( $v_L$ ) é controlada para um valor de referência ( $V_L^*$ ) usando outro controlador PI. A saída deste controlador é considerada como sendo uma componente reativa da tensão ( $v_{qr}$ ) para regulação da tensão nos terminais da carga.

A tensão da carga de eixo em quadratura de referência é:

$$v_q^* = v_{qCC} + v_{qr} \quad (3.66)$$

As tensões da carga de referência ( $v_{La}^*$ ,  $v_{Lb}^*$ ,  $v_{Lc}^*$ ) nas coordenadas abc são obtidas por meio da transformada inversa de Park. O erro entre as tensões da carga adquiridas via medição ( $v_{La}$ ,  $v_{Lb}$ ,  $v_{Lc}$ ) e as tensões de referência ( $v_{La}^*$ ,  $v_{Lb}^*$ ,  $v_{Lc}^*$ ) são usadas em um controlador *PWM* para gerar pulsos às chaves do conversor *VSC* do dispositivo de filtragem.

Algoritmo de controle para eliminação de correntes harmônicas advindas de cargas não-lineares do tipo FTH ou tensão imposta

Esse algoritmo de controle é baseado na estimação de correntes de referência e pode ser visualizado na Figura 3.40. O FHAS é usado para injetar uma tensão em série com a tensão terminal para bloquear as correntes harmônicas, em outras palavras, evitar a propagação destas correntes ao longo do sistema elétrico. Os harmônicos nas correntes de suprimento são compensados controlando-se o filtro ativo série e o algoritmo inerente providencia um barramento CC controlado e autossuficiente. Correntes trifásicas de referência ( $i_{sa}^*$ ,  $i_{sb}^*$ ,  $i_{sc}^*$ ) são derivadas usando como sinais de realimentação as tensões medidas nos terminais da carga ( $v_{La}$ ,  $v_{Lb}$ ,  $v_{Lc}$ ) e a tensão no elo CC ( $v_{cc}$ ) do equipamento.

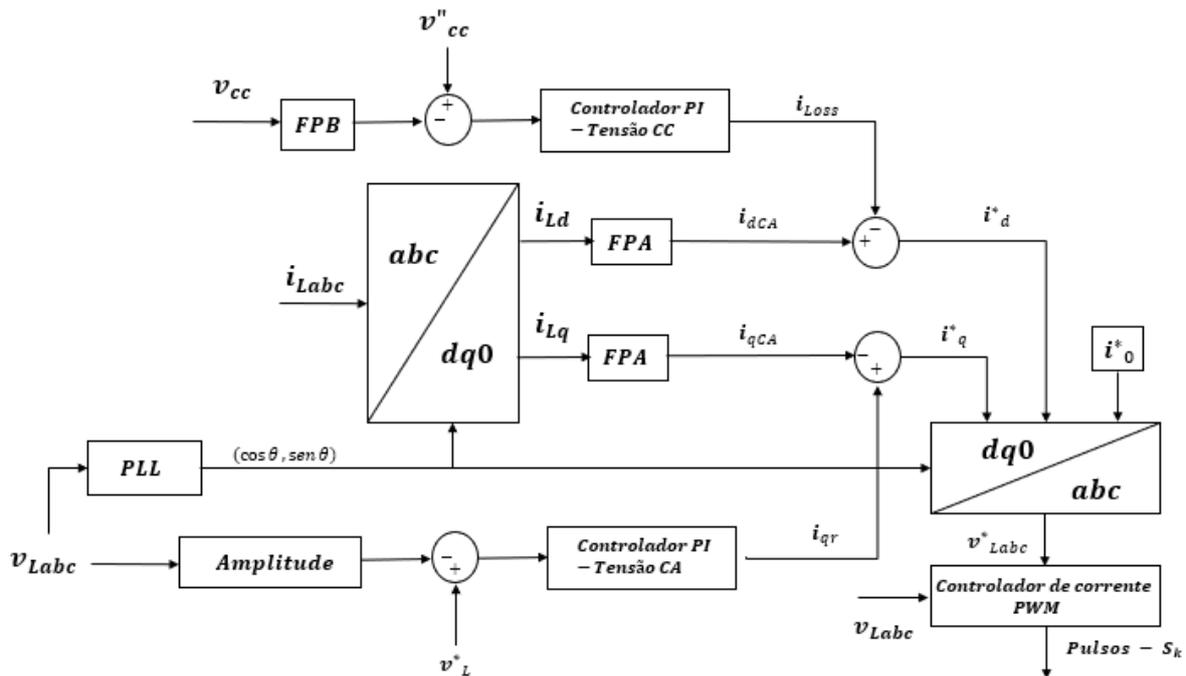


Fig. 3.40 – Esquema de controle para eliminação de correntes harmônicas do FHAS via teoria SRF

O método baseado na teoria *SRF* é usado para obtenção das componentes de eixo direto ( $i_{Ld}$ ) e em quadratura ( $i_{Lq}$ ) das correntes de suprimento/carga. As correntes da carga nas três fases são convertidas nas coordenadas dq0 usando a transformada de Park, como se segue:

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

Um *PLL trifásico* é empregado para sincronização destes sinais com as tensões do PAC/carga ( $v_{La}, v_{Lb}, v_{Lc}$ ). As componentes d-q são então passadas através de um FPB para extração das componentes CC do sinal  $i_{Ld}$  e  $i_{Lq}$ . A amplitude da tensão da carga ( $V_L$ ) é estimada da seguinte forma:

$$V_L = \sqrt{2/3 (v_{La}^2 + v_{Lb}^2 + v_{Lc}^2)} \quad (3.68)$$

Outro controlador PI é aproveitado para regular a amplitude da tensão terminal ( $V_L$ ). A amplitude da tensão terminal é comparada com um valor de referência e a saída do controlador PI é somada a uma componente CC  $i_{Lq}$ . As correntes resultantes são convertidas em correntes de suprimento de referência usando a transformada inversa de Park como se segue:

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ i_0^* \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

As correntes de referência de suprimento ( $i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*$ ) e as correntes de suprimento medidas ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ ) são aplicadas a um *PWM* controlado por corrente para gerar os pulsos emitidos para as comutadoras do conversor *VSC*.

### C. Exemplo numérico de parametrização de um FHAS

O sistema de suprimento e a carga sob análise, possuem as seguintes características:

Tabela 3.7 – Dados da Concessionária

Concessionária		
$S_{cc}$ (kVA)	$V_{nom}$ (kV)	$f$ (Hz)
-	0,415	60

Tabela 3.8 – Dados da ponte retificadora

Retificador	$P$ (kW)	$V_d$ (kV)	$I_d$ (A)
1	25	0,540	46,3

O projeto de um filtro ativo série [110] é baseado na tensão do barramento CC da carga retificadora trifásica. O FHAS é controlado para operar na eliminação harmônica das correntes de suprimento e, conseqüentemente, o mesmo injeta apenas tensões harmônicas. Está claro que a componente fundamental da tensão da carga é a tensão no PAC dado que o filtro ativo insere no sistema uma tensão harmônica de compensação. Os filtros ativos série trabalham, via de regra, com uma frequência de chaveamento ( $f_s$ ) igual a 20 KHz. A tensão no elo CC do conversor VSC ( $V_{cc}$ ) é selecionada como 700V e deve ser controlada dentro da escala de 5%, além disso, o *ripple* de corrente no indutor também deve ser limitado a 5% da corrente nominal que flui através do FHAS. Desta forma, a componente fundamental da tensão CA da carga é:

$$V_{LL} = \left( \sqrt{\frac{6}{\pi}} \right) V_d = 0,779V_d \quad (3.70)$$

Para uma tensão de linha igual a 415V e uma tensão no elo CC da carga ( $V_d$ ) igual a 540V, a tensão nominal do filtro ativo série é obtida pela diferença das tensões no PAC e na carga, conseqüentemente, a tensão no FHAS é calculada como:

$$\begin{aligned} V_f &= \sqrt{\left(\frac{1}{\pi}\right) \left\{ \int_0^{\pi/3} \left( V_{ph} \sqrt{2} \sin \theta - \frac{V_d}{3} \right)^2 d\theta + \int_0^{2\pi/3} \left( V_{ph} \sqrt{2} \sin \theta - \frac{2V_d}{3} \right)^2 d\theta \right.} \\ &\quad \left. + \int_{2\pi/3}^{\pi} \left( V_{ph} \sqrt{2} \sin \theta - \frac{V_d}{3} \right)^2 d\theta \right\}} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{1}{\pi}\right) \left\{ \int_0^{\pi/3} (239,6\sqrt{2} \sin \theta - 180)^2 d\theta + \int_0^{2\pi/3} (239,6\sqrt{2} \sin \theta - 360)^2 d\theta \right.} \\ &\quad \left. + \int_{2\pi/3}^{\pi} (239,6\sqrt{2} \sin \theta - 180)^2 d\theta \right\}} = \\ &= 75,6415V. \end{aligned} \quad (3.71)$$

Como a forma de onda senoidal da corrente de suprimento resulta em uma condução contínua dos diodos da ponte retificadora (carga não linear), ou seja, cada diodo conduzindo em 180°, isto resulta em uma forma de onda escalonada do FHAS.

#### 1- Classe de potência do conversor VSC do filtro ativo série

A classe de corrente do filtro ativo série depende da componente fundamental da corrente da carga e pode ser obtida da seguinte forma.

A potência da carga é:

$$P_L = V_d^2/R = \frac{540^2}{25.000} \rightarrow R = 19,6\Omega \quad (3.72)$$

Considerando um suprimento de corrente com fator de potência unitário e um filtro ativo série sem perdas, a corrente de alimentação *rms* é calculada como:

$$I_{sa} = P/\sqrt{3}V_{LL} \quad (3.73)$$

Onde *P* é a potência de entrada, que nesse caso é igual a 25kW. Considerando  $V_{LL} = 415V$ , a corrente de suprimento é 34,789(A). A classe de corrente do conversor *VSC* é obtida como sendo  $I_f = 34,78$  (A). A classe de potência em kVA do conversor *VSC* é calculada como:

$$kVA = 3V_f I_f / 1000 = 3 \times 75,6415 \times 34,78 = 7.892kVA \quad (3.74)$$

## 2- Projeto do transformador de injeção do filtro ativo série

O transformador de injeção é projetado considerando o nível de tensão ótimo do conversor. A tensão CA máxima no lado de corrente alternada do FHAS deve ser aproximadamente  $\frac{m_a V_{cc}}{2\sqrt{2}} = \frac{0,8 \times 700}{2\sqrt{2}} = 197,99V$  (considerando o índice de modulação  $m_a = 0,8$ ) e no lado do suprimento deve ser igual a  $V_{supply} = V_f$ . A relação de transformação do transformador de acoplamento é:

$$N_{VSC}/N_{supply} = V_{VSC}/V_f = 197,99V/75,6415V = 2,62 \quad (3.75)$$

A potência do transformador é a mesma do conversor e é dada como:

$$kVA = 3V_f I_f / 1000 = 3 \times 75,6415 \times 34,78 = 7.892kVA \quad (3.76)$$

Conseqüentemente, a classe de potência do transformador de injeção é 7.892kVA, 197,99V/75,6415V.

## 3- Projeto do capacitor do barramento CC do filtro ativo série

A capacitância no barramento CC é selecionada com base na energia transitória requerida durante as mudanças nas cargas. Considerando que a energia armazenada no capacitor é para satisfazer a demanda de energia da carga por uma fração do ciclo da potência, a relação pode ser expressa por

$$\left(\frac{1}{2}\right) C_{CC} (V_{CC}^2 - V_{CC1}^2) = 3V_f I_f \Delta t \quad (3.77)$$

Onde  $V_{CC}$  é a tensão nominal,  $V_{CC1}$  é a queda de tensão no barramento CC permitida durante transitórios,  $\Delta t$  é o tempo que é necessário o suporte do capacitor e  $C_{CC}$  é a capacitância no elo CC.

Considerando  $\Delta t = 0,1ms$ ,  $V_{CC} = 700V$  e  $V_{CC1} = 700 - (5\% \text{ de } 700) = 665V$ , a equação (3.69) resulta em:

$$\left(\frac{1}{2}\right) C_{CC} (700^2 - 665^2) = 3 \times 75,6415 \times 34,78 \times 0,1 \times 10^{-3} \quad (3.78)$$

Isto nos dá  $C_{CC} = 3304 \mu F$ . Consequentemente, um capacitor de  $4000 \mu F$ ,  $700 V$  é selecionada para o filtro ativo série.

#### 4- Projeto do indutor de alisamento para o conversor

O valor do indutor de alisamento é selecionado com base no *ripple* da corrente do filtro ativo em série. Considerando um *ripple* de 5% para a corrente no indutor e um fator de sobrecarga  $a = 1,2$ , o indutor é calculado como:

$$L_f = \left(\frac{N_{VSC}}{N_{supply}}\right) \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) m_a V_{CC} / (6af_S \Delta I_f) \quad (3.79)$$

Substituindo valores na equação acima, o indutor estimado é igual a:

$$L_f = \frac{(3,27) \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \times 0,8 \times 700}{6 \times 1,2 \times 20000 \times 1,739} = 6,3mH \quad (3.80)$$

Consequentemente, um indutor de alisamento de  $6,3mH$  e uma capacidade de condução de corrente igual a  $40 A$  é selecionada para o filtro ativo em série.

### 5- Projeto do filtro de ripple

O filtro de *ripple* é projetado para eliminação dos ruídos causados devido ao chaveamento do conversor. Este filtro se dá por meio da combinação de um capacitor ( $C_f$ ) e um resistor ( $R_f$ ) conectados em série. Normalmente, a frequência de sintonia é igual a metade da frequência de chaveamento ( $f_r$ ), que é calculada como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \rightarrow f_r = \frac{f_s}{2} = 10000 = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (3.81)$$

Considerando um  $R_f = 5\Omega$ ,  $C_f = 3,2\mu F$ . Em conseqüente,  $R_f = 5\Omega$ ,  $C_f = 5\mu F$  são selecionados para composição do filtro de *ripple*. De forma similar aos filtros shunt os filtros ativos em série devem ser projetados de acordo com sua aplicação, variando-se caso a caso.

### 6- Ilustração do sistema como um todo

Nestes gráficos, percebe-se na Figura 3.42 de forma simplesmente ilustrativa e genérica, de cima para baixo: as tensões vistas pela fonte após compensação, as tensões no PAC sem a compensação, as correntes após a compensação e as correntes de compensação. No caso da ilustração, utilizou-se uma compensação indireta da tensão via controle da corrente, do mesmo modo que foi elucidado anteriormente para o controle via teoria *SRF*.

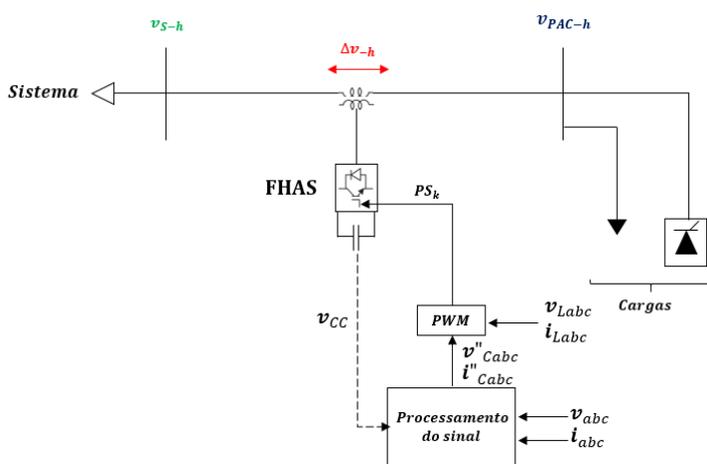


Fig. 3.41 – Ilustração do exemplo numérico

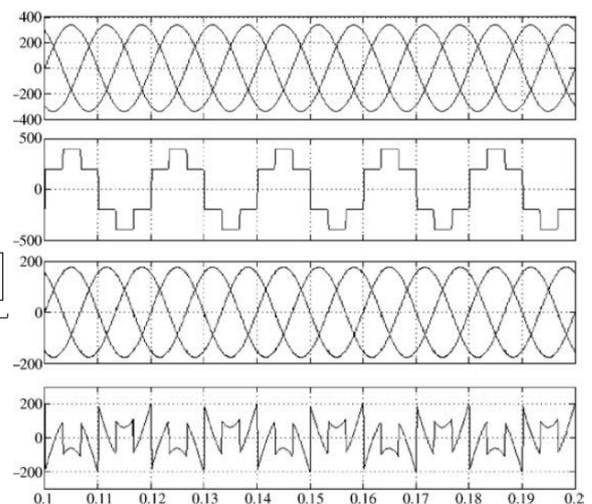


Fig. 3.42 – Formas de onda ilustrativas no PAC

### 3.3 FILTROS HÍBRIDOS E UPQCs – UNIFIED POWER QUALITY

#### CONDITIONERS

Com o intuito de expor as duas tecnologias, híbridas e unificada, algumas informações importantes serão destacadas, porém não serão abordadas de forma pormenorizada, como foi o caso dos filtros ativos *shunt* e série já vistos. Apenas a título de elucidar a existência e mostrar que se sabendo os princípios de funcionamento de cada filtro de forma separada é possível se conceber qualquer uma das duas variações aqui demonstradas.

#### A. Filtros Híbridos

Os filtros harmônicos híbridos nada mais são que a junção de duas tecnologias de filtragem harmônica, ou seja, o uso de filtros ativos em conjunção com os filtros passivos. Este recurso vem se mostrando extremamente viável e prático dado que reduz a classe de potência do filtro ativo e permite sua aplicação em níveis de potência mais elevados a custos reduzidos.

Normalmente, a especificação desses componentes consiste em parametrizar o filtro passivo para filtragem da ordem harmônica mais presente no sistema (geralmente as ordens menores) e deixar com que o filtro ativo atue de forma dinâmica na compensação das demais ordens harmônicas.

Os filtros híbridos, compostos por dois e três elementos ativos e passivos, resultam em uma série de configurações de circuito. A seguir, nas Figuras 3.43, 3.44 e 3.45, três exemplos são mostrados.

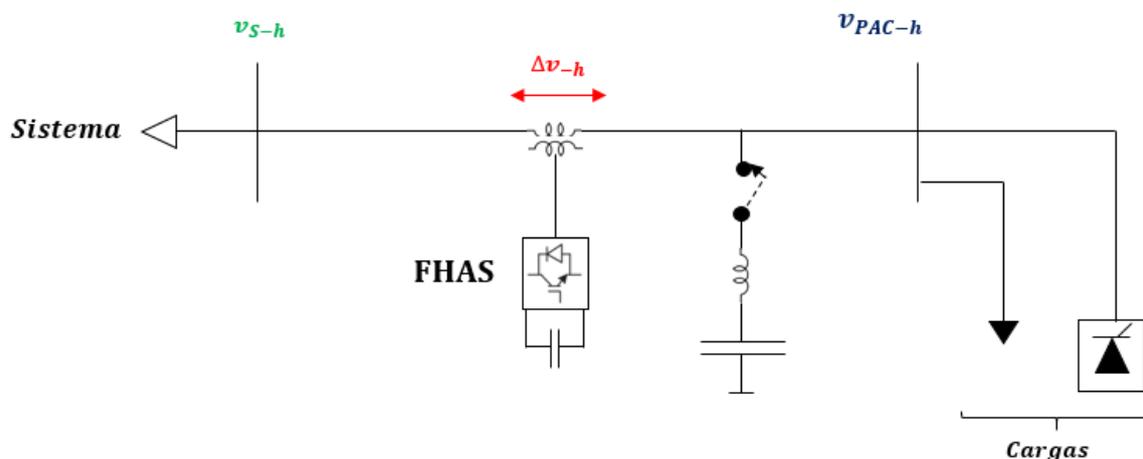


Fig. 3.43 – Filtro híbrido formado por FHAS paralelo com filtro passivo LC shunt

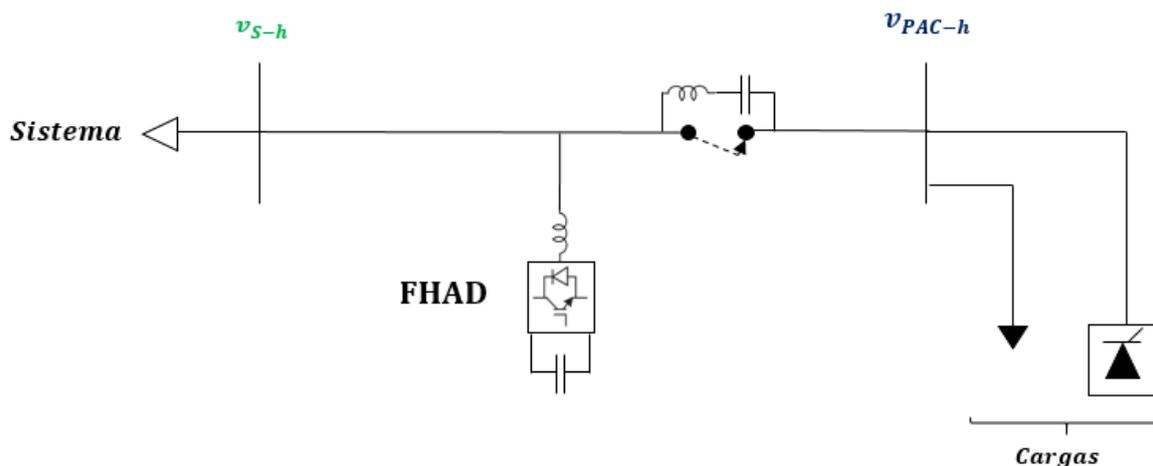


Fig. 3.44 – Filtro híbrido formado por FHAD paralelo com filtro passivo LC série

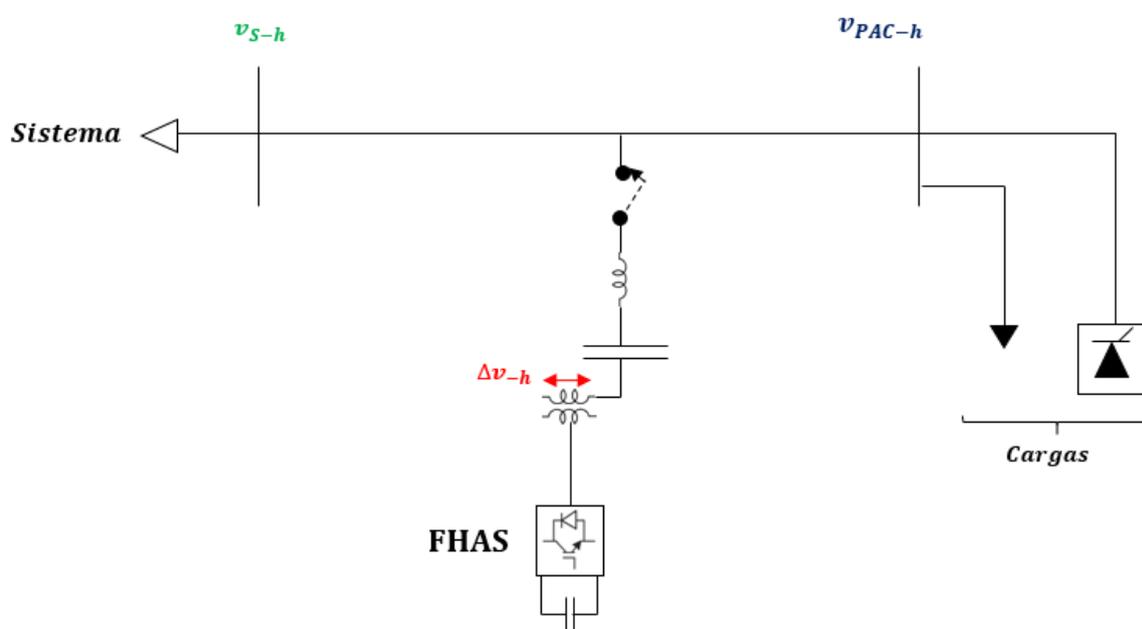


Fig. 3.45 – Filtro híbrido formado por FHAS em série com filtro passivo LC

O principal objetivo dos filtros híbridos é a mitigação de múltiplos problemas de qualidade da energia tanto de cargas não-lineares quanto do sistema de suprimento, dependendo dos requerimentos da aplicação. Estes dispositivos amenizam a maioria dos problemas de QEE de forma satisfatória, sendo alguns exemplos, tensões harmônicas, desequilíbrios variações de tensão de curta duração além de alguns problemas relacionados à corrente, como por exemplo a circulação de corrente no neutro.

Os princípios de funcionamento e formas de controle não serão abordados devido ao limite de páginas deste documento, no entanto algumas bibliografias podem ser destacadas para aprofundamento do leitor [111 - 113].

## B. UPQC – Unified Power Quality Conditioner

Os *UPQCs* são dispositivos formados pela junção dos filtros ativos *shunt* e série, para compensação de grande parte dos problemas correlatos à QEE, a Figura 3.46 ilustra esta topologia. Também existem uma série de configurações para os *UPQCs*, desde conversores com um conjunto de 9 chaves e um braço em comum [114] até os convencionais com 12 chaves e controle separado.

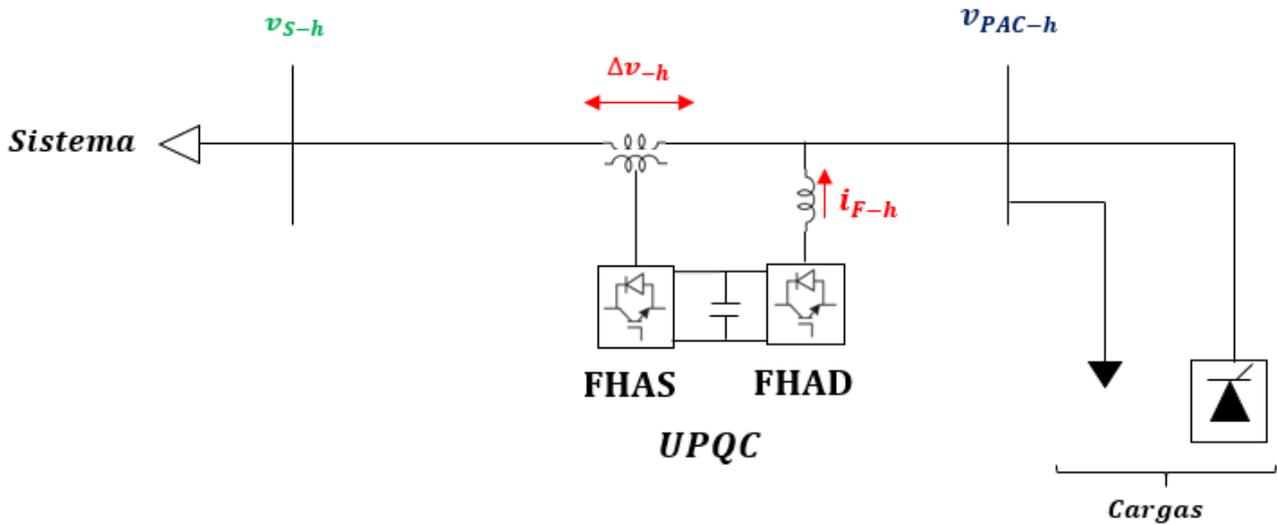


Fig. 3.46 – Diagrama genérico de um UPQC

Em geral, os filtros ativos universais possuem dois conversores fonte de tensão conectados a um barramento CC comum, um *VSC* está conectado em série através de um transformador de interface e o outro é conectado em derivação, normalmente conectado ao PAC, como pode ser visto na Figura 3.46. Ambos *VSCs* utilizam controle *PWM*, assim sendo, são necessários pequenos filtros de ruídos para mitigar os *ripples* de chaveamento. Além disto, como visto anteriormente, são necessários sensores de efeito *hall* para a medição dos sinais de *feedback* e um processador de sinal (*DSP*) para implementação do algoritmo de controle. O conversor usado no filtro série normalmente é controlado via *PWM* de tensão para injetar tensões apropriadas em série com a rede, enquanto que o filtro shunt é normalmente controlado via *PWM* de corrente para injeção de correntes apropriadas em paralelo com o sistema. Esta tecnologia é considerada como uma solução tecnicamente perfeita para a eliminação de componentes harmônicas nos sinais de corrente e tensão. Via de regra os *UPQCs* também podem solucionar outros problemas de qualidade baseados na tensão e corrente, porém a custos de elevação da classe do equipamento e conseqüentemente do custo [115].

Nota-se que apesar da viabilidade técnica, os filtros universais são extremamente onerosos, dado que necessitam transformadores de injeção indutores de alisamento, pequenos filtros de ruídos,

dois conversores, capacitor no elo CC, entre outros, o que pode inviabilizar sua aplicação em diversos casos.

### 3.4 DISCUSSÕES GERAIS ACERCA DAS TECNOLOGIAS DE FILTRAGEM ATIVA

De uma forma geral, nota-se que os filtros ativos aparecem como uma ótima solução técnica para mitigação de problemas correlatos à qualidade da energia elétrica. Contudo, ainda existem alguns problemas de cunho técnico e financeiro que devem ser levados em consideração quando da escolha destes componentes para aplicação prática, tampouco ao se tratar de aplicações em níveis de tensão elevadas.

Com o avanço da tecnologia dos materiais, os dispositivos semicondutores tendem a sofrer uma redução contínua de custo, dado que novos dispositivos surgem constantemente. Atualmente, as chaves mais utilizadas para composição dos filtros ativos são os *IGBTs*, os quais possuem custo de mercado bem acessível [116]. Portanto, os semicondutores não são, atualmente, grandes impeditivos de aplicação dos filtros ativos em sistemas elétricos de potência.

À medida que a classe de tensão e potência do equipamento são elevadas, surgem alguns impasses técnicos e financeiros. No que tange aos problemas técnicos, a dimensão do capacitor que compõe o elo CC, devido ao elevado nível de potência e ainda o problema da transdução do sinal usado como *feedback* para o controle dos filtros se configuram como os principais problemas. Existem, porém, soluções técnicas para os problemas de medição, como por exemplo o uso de equipamentos óticos o que pode onerar o projeto a ponto de inviabilizá-lo. Uma forma de viabilizar a aplicação de filtros ativos em níveis de potência elevados é lançar mão dos conversores multiníveis, porém isto também afeta diretamente no custo da implementação.

Outro fator que necessita de maior aprofundamento e estudos, é a análise da resposta dos compensadores em condições de operações adversas, tais como sobretensões e sobrecorrentes, o que ainda é pouco abordado na literatura especializada. As topologias série, por exemplo, requerem um sistema de proteção extremamente elaborado, pois um evento de curto-circuito no secundário do transformador será refletido no primário, causando fluxo excessivo de corrente e sobretensões potencialmente perigosas ao conversor. Devido ao fato de que o transformador de acoplamento, na maioria dos casos, é coaxial, ou seja, funciona como um transformador de corrente, não é possível apenas abrir o circuito. Isto poderia fazer com que a indutância de magnetização ficasse em série com

o sistema elétrico e assumisse, durante o distúrbio, a maior parte da tensão da rede, o que resultaria em uma operação com elevado grau de saturação e, em consequente, elevada temperatura devido ao aumento das perdas por histerese.

Dentre as configurações existentes, no geral, as mais comumente utilizadas e com maior viabilidade comercial (frente ao uso de filtros passivos), são a topologia *shunt* convencional e as topologias híbridas empregando filtros ativos *shunt* mais filtros passivos. Isto se deve a uma série de fatores, como o custo, facilidade de conexão, manutenção, dimensão, peso, proteção do sistema, etc.

### **3.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO**

Neste capítulo foram apresentadas e explicadas cada parcela componente dos equipamentos de filtragem ativa ditos *shunt* e série. Além de uma descrição destes dispositivos, foi realizado um exemplo numérico abordando a especificação dos mesmos. Ainda, neste contexto, uma exposição dos dispositivos híbridos e unificados foi realizada, visando apenas ilustrá-los ao leitor, sem muitos detalhes. Para finalizar, foram discutidos alguns impasses relacionados a aplicação dos filtros ativos no geral.

---

# CAPÍTULO IV

## APLICAÇÃO DA LÓGICA DE FILTRAGEM ATIVA EM CONVERSORES DE ENERGIA CC-CA

---

O presente capítulo tem como cerne apresentar alguns propósitos recentes das estratégias de controle dos filtros ativos para otimização de conversores CC-CA, destacando-se uma estratégia de controle que não fora abordada anteriormente e tem sido usada em aplicações desta natureza.

## **4.1 OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES PARA ATUAÇÃO COMO CONDICIONADORES DE ENERGIA ELÉTRICA**

Foi visto no capítulo introdutório, que o uso de cargas não-lineares, bem como fontes de geração renováveis, tem se intensificado ao longo dos anos por uma série de fatores. Desta forma, a rede elétrica tende a sofrer com problemas correlatos a qualidade do insumo energia [117]. Tais distúrbios podem causar adversidades no que tange aos equipamentos nela conectados e mesmo aos próprios sistemas que têm sua eficiência degradada e uma operação distante do seu ponto ótimo [118].

Inserido neste contexto, existem diversos dispositivos mitigadores ou remediadores, que providenciam um condicionamento da energia. Dentre eles, pode-se destacar os filtros ativos abordados anteriormente. Dos distúrbios na qualidade da energia conhecidos, os mais eminentes e disseminados ao longo do sistema elétrico são as distorções harmônicas, que causam desde aumento das perdas até queima de equipamentos.

De forma a regular os distúrbios na QEE, principalmente as distorções harmônicas, diversos pesquisadores já trabalham no sentido de buscar a otimização dos conversores de energia imersos na rede, principalmente os de fontes de geração renováveis e de armazenamento, de modo que estes operem, também, como condicionadores de energia [119 - 122]. Isto é claro, se possível, e quando não afete a geração e infrinja os níveis de potência do equipamento. Além da mitigação dos distúrbios na QEE, o fato de se usar os conversores como filtro ativo permite um melhor aproveitamento energético e aumenta a capacidade de hospedagem da rede, contribuindo para um avanço do perfil da rede para um patamar denominado “inteligente”.

Assim sendo, este capítulo tem como objetivo expor a ideia de aplicação do conceito de filtros ativos em conversores CC-CA, focando em uma estratégia de controle que não foi abordada anteriormente, a qual já é empregada em unidades fotovoltaicas e, adicionalmente, uma outra baseada na teoria PQ, porém que necessita algumas adequações para esta aplicação.

## **4.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO**

A otimização dos conversores convencionais varia desde o condicionamento de energia para operação e despacho de potência ótimo, mitigação de problemas correlacionados à QEE e ainda para regulação de tensão e frequência no sistema.

Neste documento, será abordada a ideia de otimização das unidades conversoras CC-CA, visando que, além de gerarem potência ativa, elas devam operar como condicionadores ativos. Por exemplo, o conversor de uma unidade fotovoltaica, além de gerar dado montante de potência ativa, também irá atuar como compensador ativo.

Neste sentido, além da lógica de controle embarcada nestes equipamentos para despacho de potência ativa, uma estratégia paralela deve ser empregada, no intuito de que ele atue compensando reativo e mitigando problemas como as distorções harmônicas. A seguir será abordado um esquema, que trata a ideia de uma forma geral para esclarecer o leitor quanto aos princípios fundamentais de funcionamento.

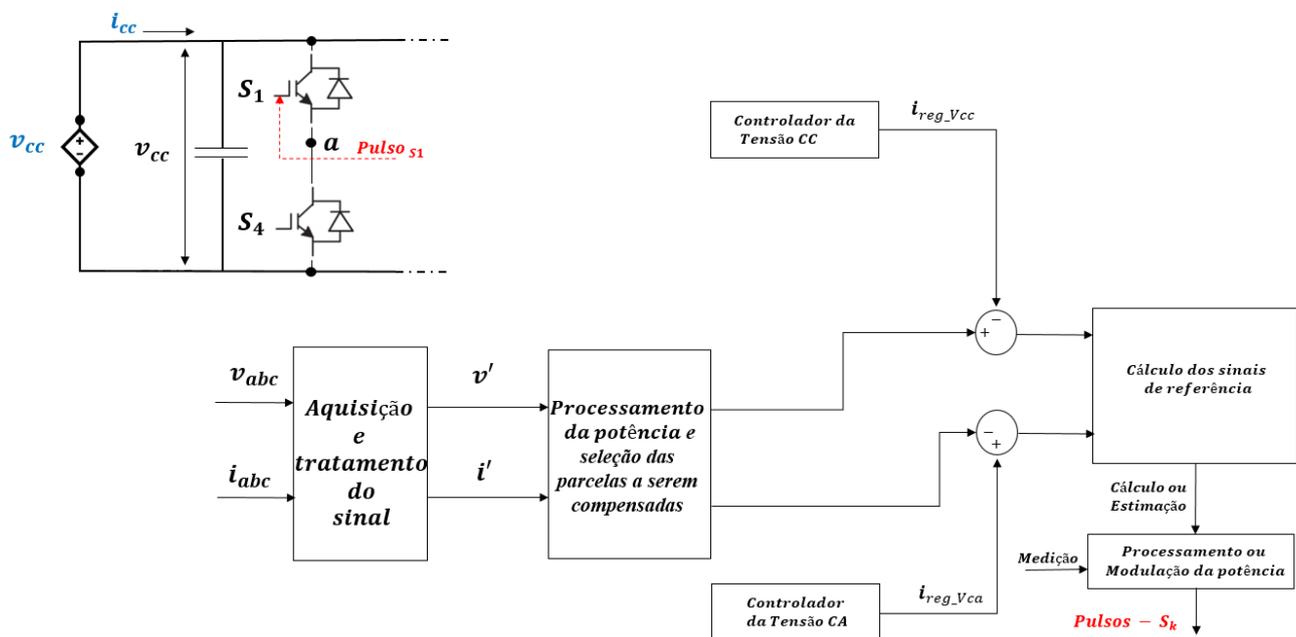


Fig. 4.1 – Otimização de conversores CC-CA para atuação como filtro ativo

A lógica de controle do conversor com vistas a fazê-lo atuar como um filtro ativo é indiferente das abordadas anteriormente, sendo o único fator diferencial é que o elo CC possuirá também um controle para despacho de potência ativa e as correntes de referência, que anteriormente eram compostas apenas de parcelas ditas oscilantes para compensação, vão possuir também uma parcela média (ativa) correspondente a potência a ser despachada.

Como no caso dos filtros ativos, o controle pode ser trabalhado a fim de solucionar uma gama de problemas correlacionados à QEE, todavia, isto é dependente dos objetivos da aplicação, bem como do seu custo. Em se tratando de custo, ainda existem diversos impeditivos, como por exemplo a falta de incentivos do governo para o emprego desta tecnologia atuando como serviços ancilares da rede, ou seja, o foco prioritário é a venda de potência ativa. Contudo, em um futuro não tão distante, será

necessário pensar em um crescimento sustentável da rede, respeitando sua capacidade de hospedagem e os parâmetros que a tornam eficiente e qualificada. Além de se tornar necessário preocupar com serviços ancilares e a sustentabilidade da rede de distribuição, tal como já é feito na rede básica.

A seguir será abordada uma forma de otimização de conversores de unidades fotovoltaicas, apresentada em [123], a qual se mostra de extrema eficácia. Ela será o foco deste capítulo, pois não foi abordada anteriormente, contudo, qualquer uma das estratégias vistas pode ser facilmente empregada para tal fim. Neste sentido, a abordagem ora focada será apresentada e discutida por meio deste exemplo de aplicação.

### 4.3 OTIMIZAÇÃO DE UNIDADES FOTOVOLTAICAS COM VISTAS A MELHORAR A QUALIDADE DA REDE

A otimização mais abordada na bibliografia técnica especializada diz respeito aos conversores de unidades fotovoltaicas. A Figura 4.2 ilustra, de forma simplificada, o princípio de funcionamento de um sistema desta natureza, trabalhando de forma alternativa como um compensador para melhorar os parâmetros de qualidade da energia, que usa um método de compensação denominado *PHC* – *Perfect Harmonic Compensation* [123]. Para tratar este tipo de otimização, será usada a sigla UFVPQ – Unidade Fotovoltaica para melhorar os padrões de qualidade, neste documento.

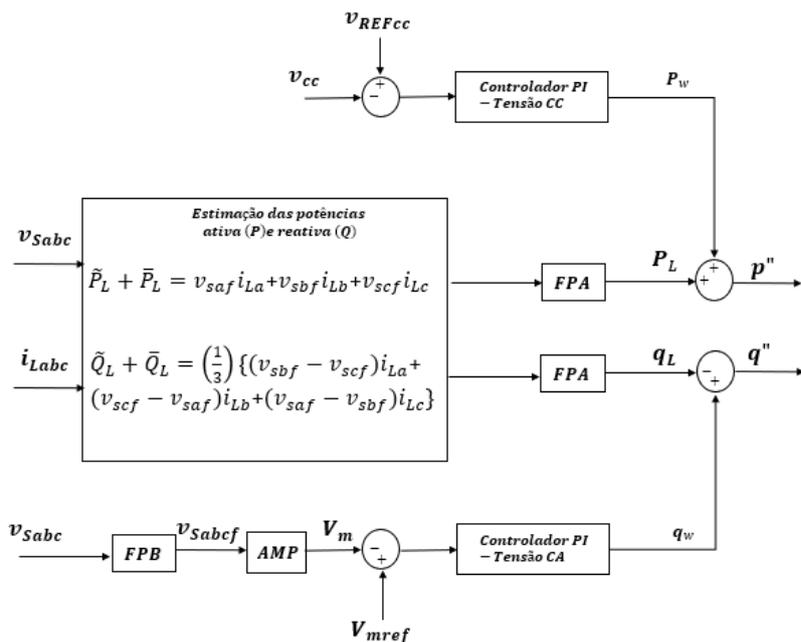


Fig. 4.2(a) – Estratégia de controle MPHC

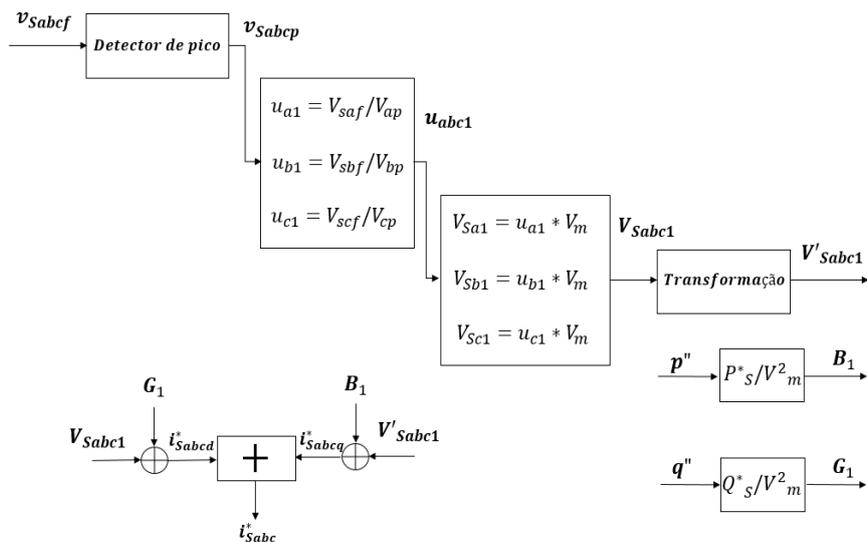


Fig. 4.2(b) – Estratégia de controle MPFC

A parametrização do conversor segue a mesma linha do que foi visto no capítulo III para os filtros ativos *shunt*, no entanto, o algoritmo de controle possui algumas modificações, que são vistas nas Figuras 4.2 (a) e (b) e é esclarecido a seguir.

A técnica de controle usada para a configuração proposta aqui se divide em duas parcelas, a primeira é o controle *MPPT* – *Maximum Power Point Tracking*, o qual usa um conversor *boost* CC-CC e a segunda é o controle do conversor *VSC* para despachar a potência ativa gerada e melhorar os parâmetros de qualidade da energia do sistema.

A Figura 4.3 ilustra as etapas conversoras de uma unidade fotovoltaica otimizada para atuação como condicionadora de energia elétrica.

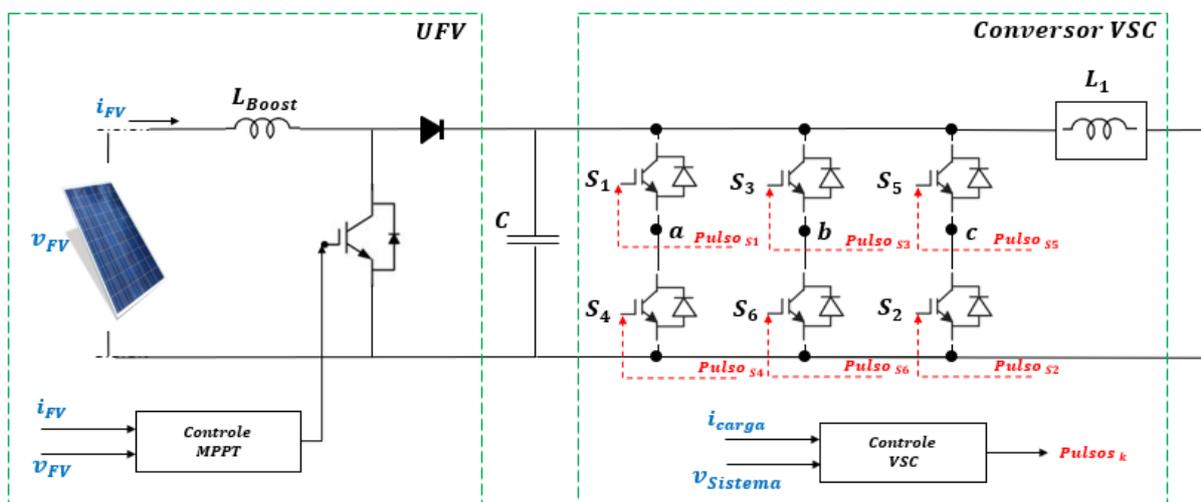


Fig. 4.3 – UFVPC – Conversores aplicados

## A. Controle do conversor boost CC-CC

De uma forma geral, o conversor *boost* é utilizado para rastreamento do ponto de máxima potência durante diversas condições de irradiância e temperatura. O método utilizado no estudo de caso é o *incremental conductance* [87], contudo, outras técnicas, como por exemplo a P&O - perturba e observa também podem ser utilizadas.

## B. Controle do VSC

### ✓ Com base na técnica *MPHC – Modified Perfect Harmonic Cancelation*

A técnica utilizada para demonstrar o controle da unidade inversora não foi vista no capítulo III e é denominada *MPHC – Modified Perfect Harmonic Compensation* [123]. O algoritmo de controle é ilustrado na Figura 4.2 e a seguir será pormenorizado em formato de texto. Nota-se, contudo, que a estratégia de controle nada mais é do que a junção de várias outras técnicas em uma. Dado que as outras estratégias já foram abordadas anteriormente, a *PHC* será tratada aqui com maior detalhamento.

Normalmente, as tensões da rede ( $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$ ), são distorcidas e desequilibradas, devido a isto elas são passadas por um filtro passa-faixa ou passa-banda, ajustado para (50Hz – 100Hz). As tensões, após filtragem, são denominadas ( $v_{saf}, v_{sbf}, v_{scf}$ ) e são utilizadas para a estimação dos sinais de referência. A rede elétrica fornece uma potência ativa para as cargas lineares e não-lineares presentes na rede, contudo, isto também é complementado pelo sistema fotovoltaico (SFV), que gera potência por meio do controlador PI de tensão do elo CC do conversor.

Para a estimação das componentes ativas de potência das correntes na rede, as tensões ( $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$ ) e correntes ( $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$ ) no PAC são medidas e o controlador PI do elo CC fica responsável por injetar a potência gerada, em dado instante de tempo.

A potência ativa instantânea das cargas é estimada como se segue,

$$p_L = v_{saf}i_{La} + v_{sbf}i_{Lb} + v_{scf}i_{Lc} = \tilde{p}_L + \bar{p}_L \quad (4.1)$$

A potência reativa instantânea das cargas é estimada da seguinte forma,

$$q_L = \frac{1}{3}(v_{sbf} - v_{scf})i_{La} + (v_{scf} - v_{saf})i_{Lb} + (v_{saf} - v_{sbf})i_{Lc} = \tilde{q}_L + \bar{q}_L \quad (4.2)$$

Estas potências ativa e reativa instantâneas das cargas consumidoras constituem componentes CC e CA, com isso filtros passa-baixa são ajustados para extração das componentes CC, que representam as potências ativa e reativa fundamentais das cargas consumidoras ( $\bar{p}_L, \bar{q}_L$ ).

Para controle da tensão no PAC e equilíbrio das cargas, a queda de tensão na impedância equivalente do sistema é compensada pelas componentes de potência reativa ou em quadratura das correntes na rede, por meio da injeção de uma pequena parcela de corrente reativa através do VSC. Se a natureza das cargas é indutiva, portanto, será injetada uma parcela de corrente de caráter capacitivo. Para alcançar este objetivo, um controlador de tensão PI é usado para a regulação da tensão do PAC. A saída do controlador é considerada como sendo potência reativa fornecida pelo conversor, no intuito de controlar as tensões no sistema e equilibrar as cargas. Essas componentes em quadratura são estimadas na equação (4.3).

$$V_m = \sqrt{2/3 (v_{sa}^2 + v_{sb}^2 + v_{sc}^2)} \quad (4.3)$$

Então, um controlador PI é usado para regular a tensão a sua referência:

$$Q_w(k) = Q_w(k-1) + k_{pq} (v_{ae(k)} - v_{ae(k-1)}) + k_{iq} v_{ae(k)} \quad (4.4)$$

Onde  $v_{ae(k)} = V_{mref(k)} - V_m(k)$  é o erro entre a tensão CA de referência e a amplitude da tensão medida,  $k_{pd}$  e  $k_{id}$  são as constantes de ganho proporcional e integral, respectivamente. Assim sendo, a potência reativa de referência da rede é estimada:

$$Q_s^* = Q_w - \bar{Q}_L \quad (4.5)$$

Para estimar as componentes de potência ativa das correntes da rede, a potência ativa consumida e a tensão de saída do elo CC devem ser estimadas. Um controlador PI de tensão no barramento CC, como visto anteriormente, é responsável por injetar a potência gerada pelo arranjo e tem como saída:

$$P_w(k) = P_w(k-1) + k_{pd} (v_{de(k)} - v_{de(k-1)}) + k_{id} v_{de(k)} \quad (4.6)$$

Onde  $v_{de(k)} = V_{cc}^* - V_{cc(k)}$  é o erro entre a tensão CC de referência e a medida,  $k_{pd}$  e  $k_{id}$  são as constantes de ganho proporcional e integral, respectivamente. Assim sendo, a potência ativa de referência da rede é estimada:

$$P_s^* = \bar{P}_L + P_w \quad (4.7)$$

Dado que as tensões no PAC são distorcidas e desequilibradas, elas são passadas através de filtros passa-faixa, visando eliminar a distorção. Para mais, a raiz quadrada de cada tensão de fase é passada através de filtros passa-baixa, multiplica-se isto por 2 e extrai-se a raiz quadrada para obtenção da amplitude de cada tensão ( $v_{sap}, v_{sbp}, v_{scp}$ ).

A partir destas amplitudes e das tensões ( $v_{saf}, v_{sbf}, v_{scf}$ ) são calculados os denominados *templates* unitários para as componentes de sequência positiva das tensões no PAC:

$$u_{a1} = \frac{v_{saf}}{V_{ap}}, u_{b1} = \frac{v_{sbf}}{V_{bp}}, u_{c1} = \frac{v_{scf}}{V_{cp}} \quad (4.8)$$

As componentes de sequência positiva das tensões do PAC são:

$$v_{sa1} = u_{a1}V_m, v_{sb1} = u_{b1}V_m, v_{sc1} = u_{c1}V_m \quad (4.9)$$

De forma similar, outra componente de sequência positiva, porém em quadratura ( $v'_{sa1}, v'_{sb1}, v'_{sc1}$ ) é calculada mudando o ângulo das tensões no PAC, usando a transformação de fase das tensões ( $v_{sa1}, v_{sb1}, v_{sc1}$ ). A componente de fase transformada das tensões de sequência positiva é multiplicada por  $V_m$ .

O parâmetro  $G_1$  é obtido por meio do quociente entre a potência ativa das cargas e o quadrado de  $V_m$ . Já a parcela  $B_1$ , segue o mesmo raciocínio, porém, com a potência reativa média. Uma vez que estes parâmetros são conhecidos, as correntes de referência são estimadas multiplicando-se  $G_1$  e  $B_1$ , por ( $v_{sa1}, v_{sb1}, v_{sc1}$ ) e ( $v'_{sa1}, v'_{sb1}, v'_{sc1}$ ), respectivamente.

$$\begin{bmatrix} i_{sad}^* \\ i_{sbd}^* \\ i_{scd}^* \end{bmatrix} = G_1 \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{saq}^* \\ i_{sbq}^* \\ i_{scq}^* \end{bmatrix} = B_1 \begin{bmatrix} v'_{sa1} \\ v'_{sb1} \\ v'_{sc1} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Somando-se as duas parcelas, tem-se as correntes de referência:

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sad}^* \\ i_{sbd}^* \\ i_{scd}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{saq}^* \\ i_{sbq}^* \\ i_{scq}^* \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

As componentes em quadratura devem ser iguais a zero para se corrigir o fator de potência, portanto, deve-se ajustar os valores da equação acima para zero, neste caso.

✓ **Com base na estratégia de controle baseada na Teoria PQ**

A Figura 4.4 ilustra um exemplo de tática de controle com base na teoria das potências instantâneas, porém aqui existem algumas modificações a serem feitas.

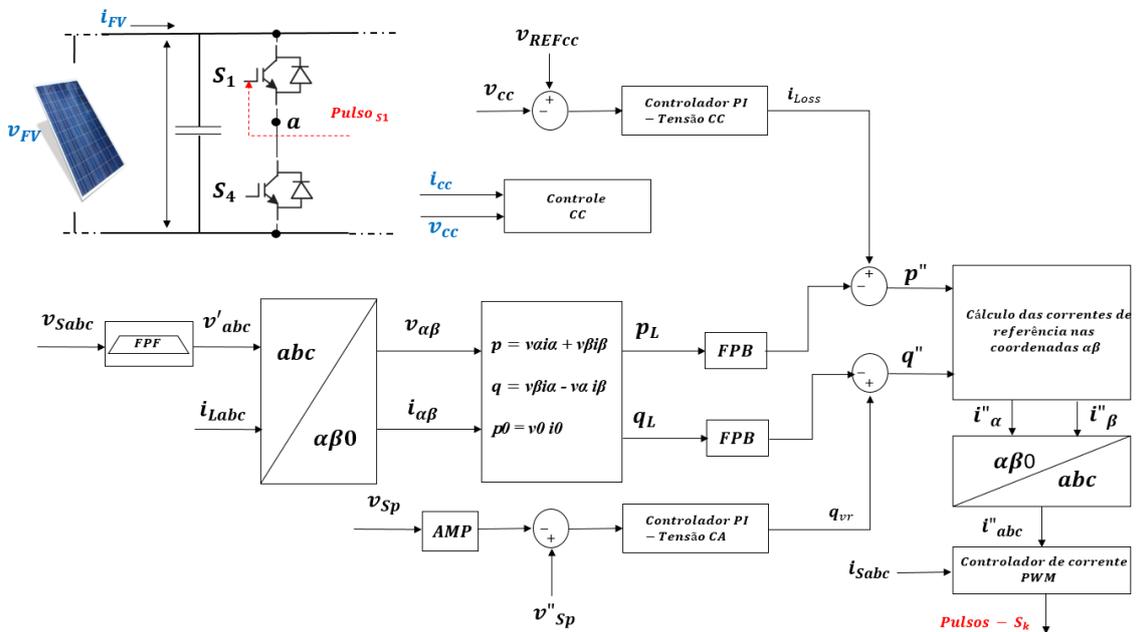


Fig. 4.4 – Estratégia de controle via teoria PQ

Nota-se que o algoritmo de controle aplicado para tais fins é extremamente semelhante ao usado para filtros ativos convencionais, porém aqui se faz necessário estimar uma dada potência ativa de referência, ou potência média, a qual será despachada através do controlador do conversor *boost* e sua lógica de funcionamento. Este processo se dá após o cálculo das potências instantâneas, passando os valores estimados através de um filtro passa baixa para separar a parcela média da parcela oscilante, além disto, da mesma forma que anteriormente tem-se um valor inerente ao elo CC somado a este valor para manutenção da tensão em corrente contínua.

Esta estratégia, será aplicada e testada a seguir, no capítulo V, com vistas a analisar alguns resultados iniciais.

Ademais, dentre as diversas aplicações possíveis de se fazer usando este conceito de controle, destaca-se as seguintes:

- Sistemas de armazenamento de energia;
- Conversores de unidades eólicas;
- Cargas não-lineares que fazem uso de *VSCs*, tais como os veículos elétricos e drives de controle de velocidade de motores.

## 4.4 SÍNTESE DO CAPÍTULO

O capítulo IV teve como intuito expor as novas tendências de aplicação das lógicas de controle de filtros ativos. Para tanto, mostrou-se um exemplo de lógica de controle usada para otimização de conversores de UFV's. Além disto, foram destacadas algumas outras aplicações plausíveis a serem feitas neste sentido. Ressalta-se que no próximo capítulo haverá a implementação e análise desta técnica por meio da apresentação de um estudo de caso.

---

# CAPÍTULO V

## ESTUDOS DE CASOS COMPUTACIONAIS

---

Neste capítulo são apresentados estudos de casos computacionais implementando as principais topologias no software *MATLAB/Simulink*® e realizando estudos diversos.

## 5.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Com a finalidade de avaliar computacionalmente algumas lógicas de controle aplicadas a filtros ativos bem como algumas condições dinâmicas dos mesmos, serão realizados três estudos de casos. Devido a maior abrangência da tecnologia *shunt*, as vantagens de aplicação apresentadas anteriormente e ao tamanho restringido deste documento, os estudos de casos terão foco apenas neste arranjo. Serão realizados estudados 03 (três) diferentes casos, conforme na sequência explanado.

Primeiramente, no caso I, serão realizados estudos em um sistema equivalente contemplando uma carga não-linear (retificador de 6 pulsos não controlado do tipo fonte de corrente), o equivalente de Thévenin da fonte de suprimento e o filtro ativo em paralelo. O intuito é avaliar as 3 lógicas de controle abordadas no capítulo III, sob condições ideais de funcionamento da rede de conexão, ou seja, sistema sem pré-distorções ou desequilíbrios.

Na sequência, o caso II tem como foco principal elucidar a rapidez e acurácia dos sistemas de controle em momentos de mudanças de carga, ou seja, em momentos que a forma de onda da corrente varia abruptamente. Para tanto, 02 (duas) situações serão focadas, um curto-circuito trifásico simétrico e uma rápida alteração de carga. Isto foi realizado apenas para análise da resposta do controle frente a estes eventos, dado que os protocolos de medição de harmônicos não levam em consideração estes eventos.

Por fim, o caso III visa implementar computacionalmente uma unidade UFVPQ, tal como abordada no capítulo V, e destacar alguns resultados frente a distintas situações, apresentando-os e perfazendo breves discussões. Neste último caso estudado, 04 (quatro) situações distintas serão abordadas.

## 5.2. ESTUDOS DE CASOS PARA AVALIAÇÃO DAS PRINCIPAIS

### TÉCNICAS DE CONTROLE E ARRANJOS

A estrutura do compensador *shunt* utilizada para os estudos de casos será a mesma em todos casos implementados, porém com algumas pequenas adequações, como por exemplo do capacitor CC, das características das chaves e do indutor de alisamento. O compensador *shunt* e suas partes constituintes são ilustrados na Figura 5.1.

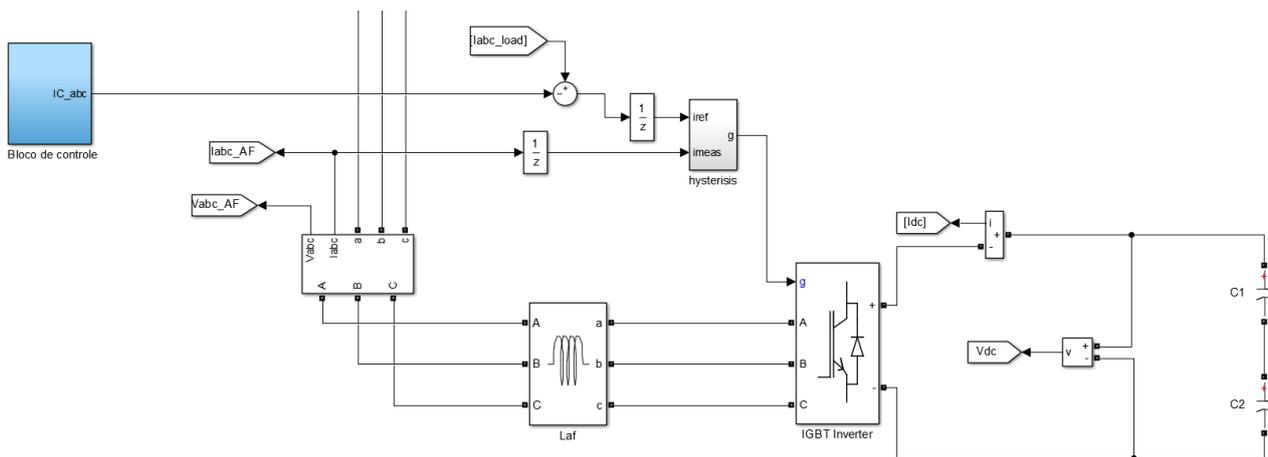


Fig. 5.1 – Diagrama básico do filtro ativo usado nas implementações dos Casos I e II

Nota-se que o FHAD é composto de um conversor *VSC* ligado a um banco de capacitores, que compõe o elo CC do equipamento, seguido de um reator de alisamento no lado CA do conversor e de um filtro de *ripple*, o qual pode possuir diversas topologias, como destacado no capítulo III. Outras estruturas importantes são os blocos de controle, aquisição do sinal e processamento de potência, os quais também estão destacados na Figura 5.1.

Na sequência, os estudos de casos (I, II e III) são devidamente apresentados e discutidos.

## 5.2.1 CASO I – SISTEMA COM FONTE DE SUPRIMENTO IDEAL E CARGA RETIFICADORA DE 6 PULSOS

O primeiro caso analisado visa avaliar as características de controle dos filtros ativos diante de algumas condições de contorno distintas. Para tanto, usou-se um sistema simples composto por uma carga não-linear do tipo fonte de corrente de 6 pulsos, o equivalente do sistema de suprimento e em derivação o condicionador ativo.

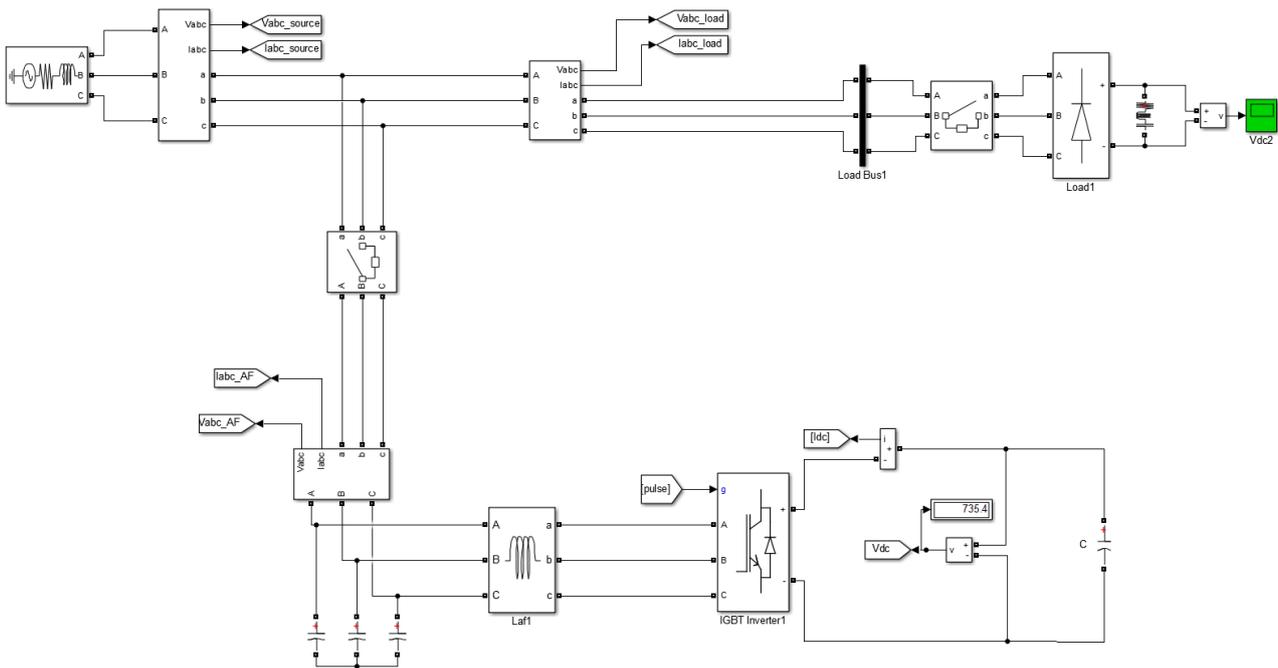


Fig. 5.2 – Sistema para o Caso I

Os parâmetros dos componentes utilizados nesta implementação computacional estão destacados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros para simulação - Caso I

$V_{FF}$	440V(rms)
<b>Carga(RL)</b>	R=100ohm, L=1mH
<b>Frequência</b>	60Hz
<b>Reator CA</b>	L=5mH, R=0,01ohm
<b>Capacitor CC</b>	100uF
$V_{REF}$	≈670V
$I_d$	10A
<b>Parâmetros Equivalentes do Sistema</b>	R=0,1ohm, L=0,15mH

Para as análises e discussões iniciais foram aplicadas três lógicas de controle distintas no domínio do tempo, destacadas na Tabela 5.3, sob as condições ideais de suprimento, as quais já foram pré-estabelecidas.

Tabela 5.2 – Síntese dos resultados das distorções harmônicas de corrente - Caso I

<b>Ponte retificadora RL (Circuito Equilibrado)</b>				
<b>Corrente advinda do sistema</b>	<b>Sem o filtro ativo</b>	<b>Com o filtro ativo</b>		
		<b>Teoria p-q</b>	<b>Teoria SRF</b>	<b>Fryze</b>
<b>DHTi (%)</b>	28,37	5,89	5,47	5,77
<b>Fund (A)</b>	9,2376	9,3386	9,4476	9,3556
<b>5h (A)</b>	2,0381	0,6116	0,5468	0,39
<b>7h (A)</b>	1,0260	0,8557	0,3280	0,6923
<b>11h (A)</b>	0,7987	0,6357	0,9696	0,7246
<b>13h (A)</b>	0,5833	0,4129	0,5807	0,4299

Nota-se que os resultados apresentados pelas três lógicas de controle são bastante parecidos e muito pertinentes com o propósito almejado, qual seja, a atenuação das correntes distorcidas no ponto de conexão do sistema.

A título de ilustração, são expostos os resultados obtidos com o uso do controle via teoria PQ, destacados na Figura 5.3. Os demais resultados, devido à grande similaridade, não serão apresentados. Na figura, bem como nas demais que se sucederão a legenda dos gráficos seguem a seguinte regra:  $V_{abc\_source}$  e  $I_{abc\_source}$  são, respectivamente, a tensão e a corrente medida à jusante do aparato de filtragem,  $V_{abc\_AF}$  e  $I_{abc\_AF}$  são, respectivamente, a tensão e a corrente medida nos terminais do filtro ativo e  $V_{abc\_load}$  e  $I_{abc\_load}$  são, respectivamente, a tensão e a corrente medida à montante do aparato de filtragem. Além disso, tem-se alguns gráficos de  $V_{dc}$  e  $I_{dc}$  que são, respectivamente, a tensão e corrente no elo CC.

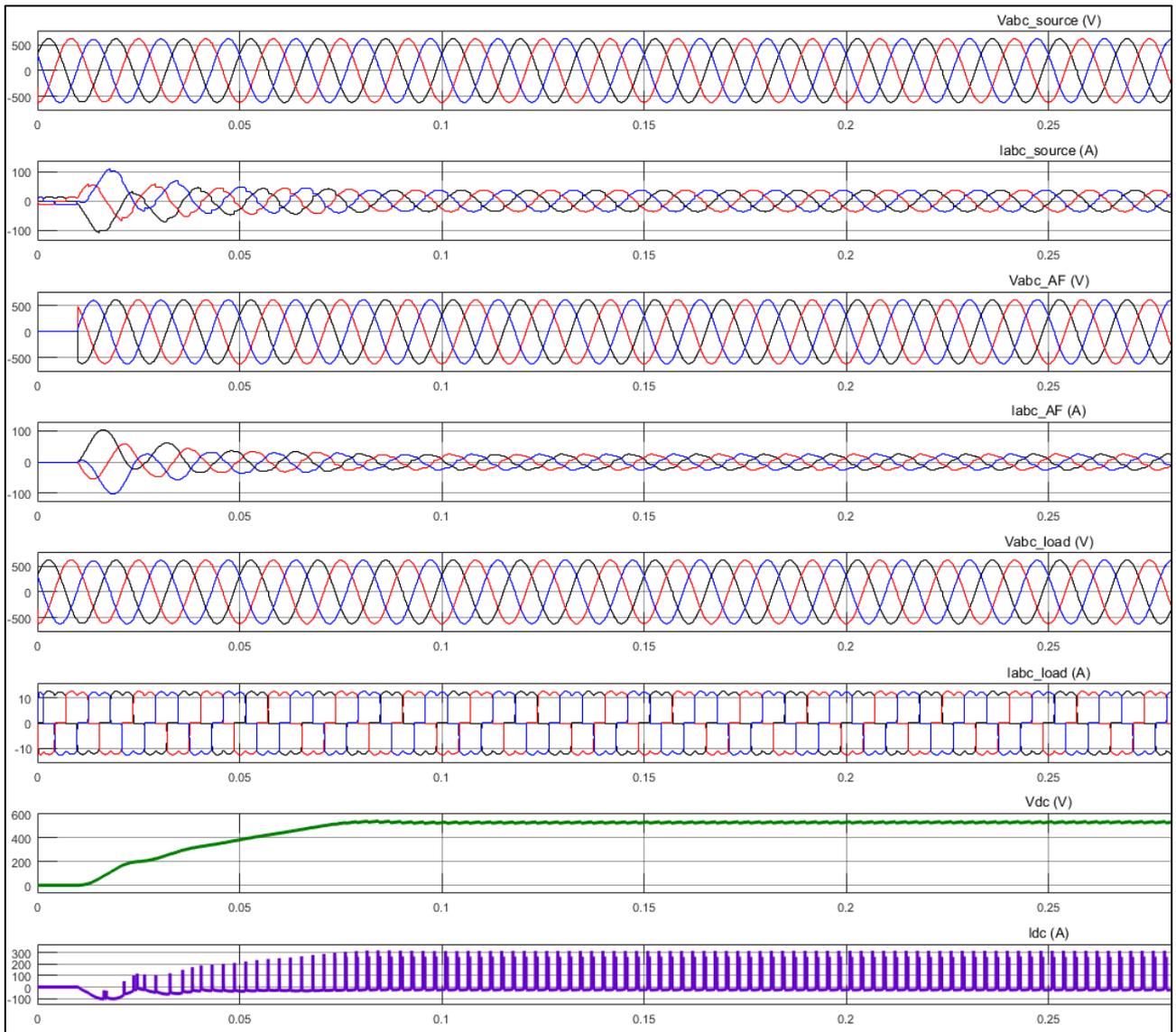


Fig. 5.3 – Formas de onda de tensão e corrente – Caso I

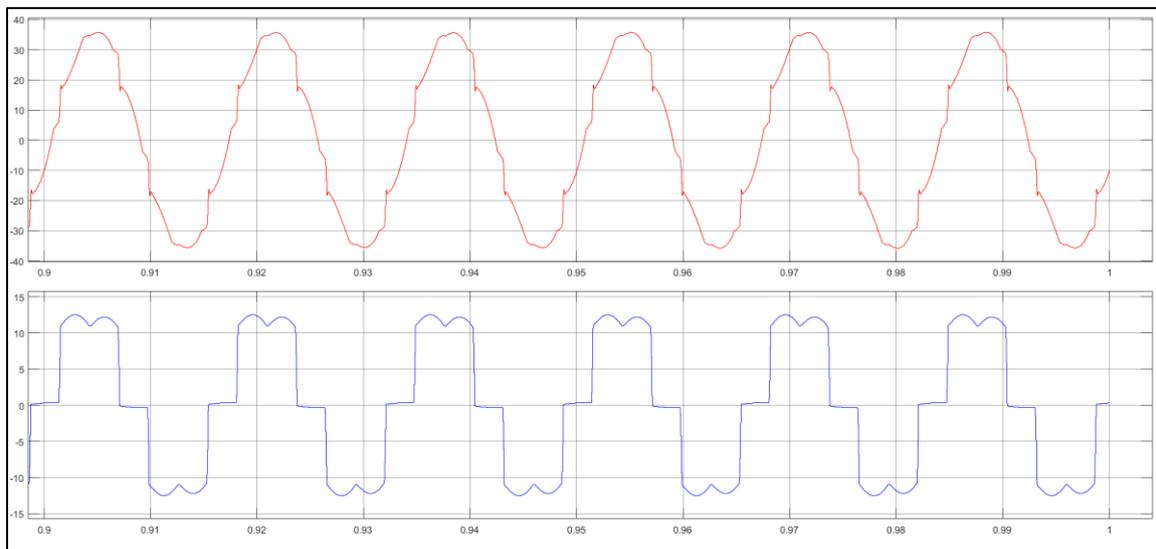


Fig. 5.4 – Corrente à montante (em vermelho) e à jusante (em azul) do ponto de conexão do FHAD – Caso I

Nota-se, pelas formas de onda da corrente a montante e a jusante do condicionador, que houve uma expressiva atenuação das distorções harmônicas de corrente geradas pela carga.

Os histogramas contidos nas Figuras 5.5 e 5.6 confirmam o que se nota a partir da avaliação das formas de onda, evidenciando, mais uma vez, eficácia do sistema de compensação.

Uma consideração importante a se fazer a respeito dos fluxogramas é que eles estão em pu, têm como base a corrente nominal do sistema.

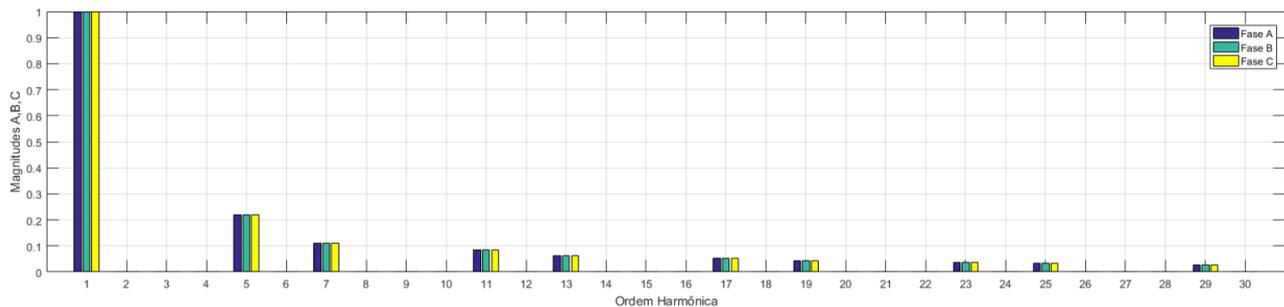


Fig. 5.5 – Histograma no lado da carga – a jusante do filtro – Caso I

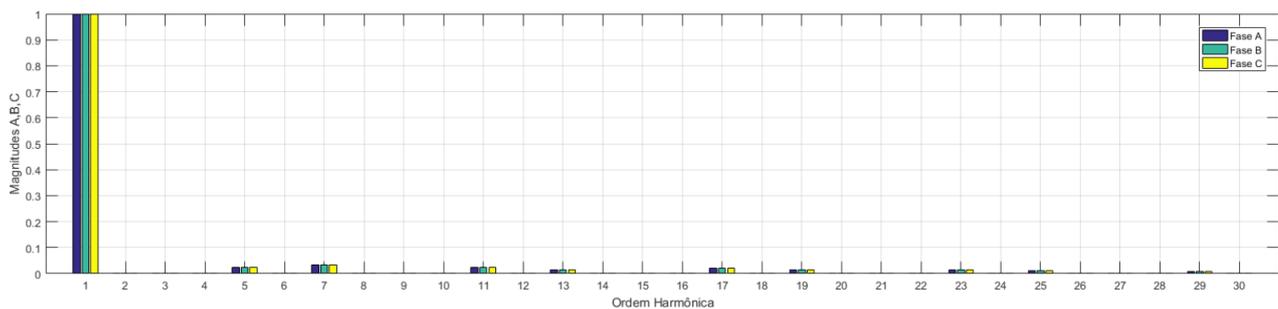


Fig. 5.6 – Histograma no lado da fonte – a montante do filtro – Caso I

## 5.2.2 CASO II – SISTEMA COM FONTE DE SUPRIMENTO IDEAL E VARIAÇÕES DINÂMICAS DE CARREGAMENTO E DA REDE LOCAL

O caso II tem por objetivo analisar a resposta dos controladores frente a uma mudança rápida na forma de onda a ser compensada, contemplando, para tanto, uma Situação A com chaveamento entre duas cargas não lineares e na Situação B uma falta trifásica equilibrada nos terminais da carga.

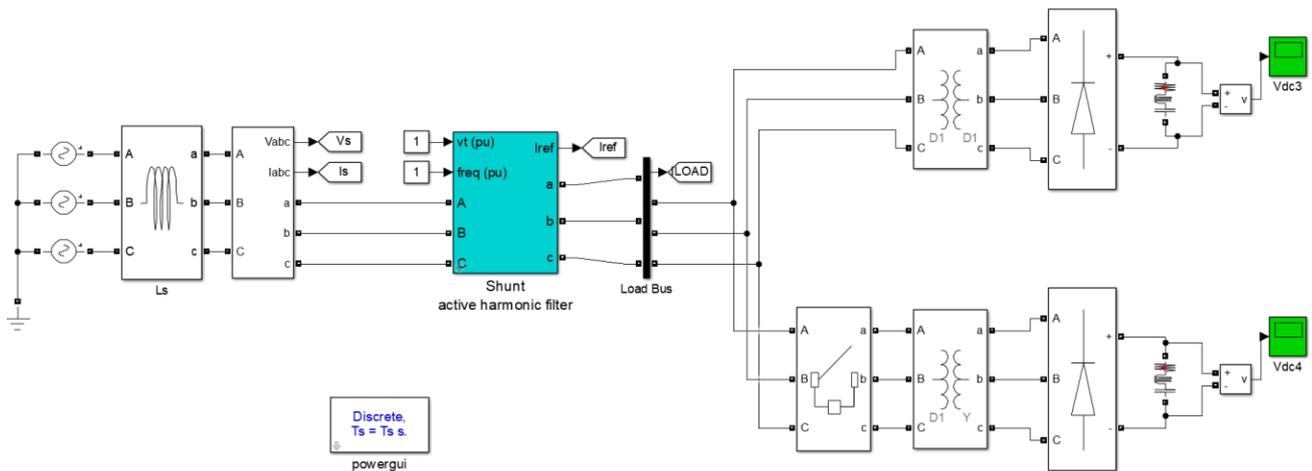


Fig. 5.7 – Circuito para o Caso II

Os parâmetros dos componentes usados para a implementação computacional são destacados abaixo, na Tabela 4.4.

Tabela 5.3 – Parâmetros para simulação – Caso II

$V_{FF}$	440V(rms)
<b>Carga(RL) – 12 pulsos</b>	R=100ohm, L=1mH
<b>Frequência</b>	60Hz
<b>Reator CA</b>	R=0,01ohm, L=5mH
<b>Capacitor CC</b>	100uF
$V_{REF}$	≈670V
$I_L$	10A
<b>Equivalente do sistema</b>	R=0,1ohm, L=015mH

## A. Caso II - Situação A – Chaveamento de um conversor de 12 pulsos para 6 pulsos

A situação A diz respeito a uma mudança de carga, no instante  $t = 0,2s$ , onde a ponte retificadora de doze pulsos passa a ser de seis apenas.

A analisar os resultados obtidos na Figura 5.8, nota-se que o filtro ativo age de forma dinâmica à variação imposta, percebe-se um degrau na tensão de seu elo CC, contudo, mantém a corrente advinda do sistema supridor,  $I_{abc\_source}$  (A), praticamente constante, ou seja, sem sentir a variação de carregamento e com formato senoidal. Nota-se, assim, a rapidez e acurácia do sistema de controle

utilizado e lógica de compensação, que neste caso está baseado na teoria das potências instantâneas *IRPT*.

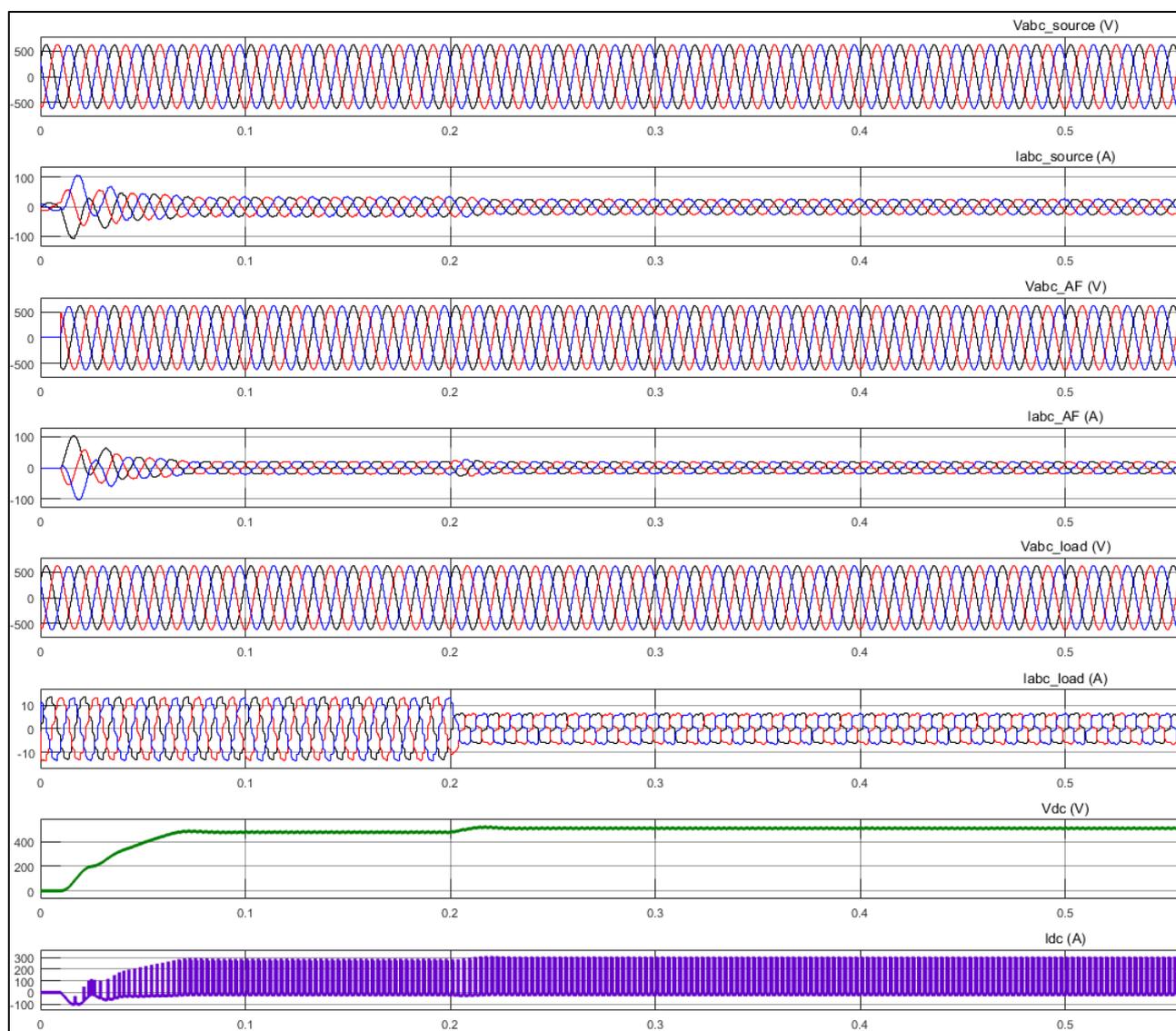


Fig. 5.8 – Formas de onda de tensão e corrente a jusante e a montante do filtro – Caso II - Situação A

## B. Caso II - Situação B – Curto circuito trifásico equilibrado

A segunda situação, ora relatada, possui um grau de severidade maior que a primeira, trata-se de um curto-circuito trifásico e simétrico no instante  $t = 0.7s$ .

Nesta situação, é possível de observar, através dos resultados da Figura 5.9, que, apesar do curto-circuito franco, o sistema se manteve estável e consistente. É importante ressaltar que, na prática, em momentos de falha como esta, o equipamento via de regra é retirado por seu sistema interno de proteção, pois pode haver queima de componentes, como por exemplo as chaves semicondutoras. No

caso de filtros ativos série, o problema é ainda maior, visto que em dado instante o núcleo magnético do transformador de acoplamento pode ficar em série com o sistema e leva-lo a um grau de saturação demasiadamente elevado. Assim, mostra-se importante a realização de estudos adicionais para verificação das respostas dos compensadores frente a falhas ou eventos transitórios, dado que a bibliografia técnica da área é limitada neste quesito.

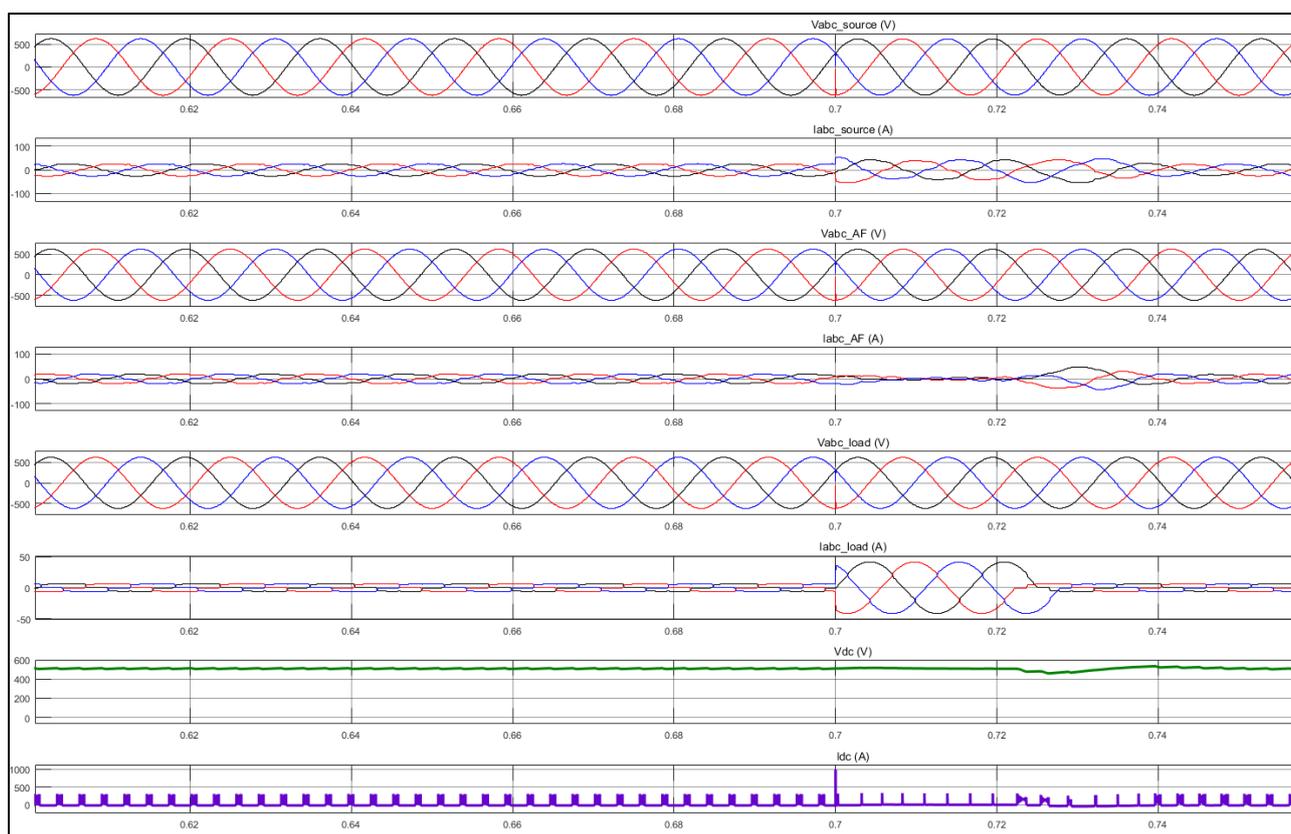


Fig. 5.9 – Formas de onda de tensão e corrente a jusante e a montante do filtro – Caso II - Situação B

Observação: apesar de não estar sendo apresentadas as tabelas com as respectivas distorções harmônicas de corrente, em cada uma das situações operacionais impostas, registra-se que em todas elas as distorções harmônicas de corrente à montante do sistema de filtragem se mantiveram dentro de patamares aceitáveis.

### 5.2.3 CASO III – CONVERSOR DE UNIDADE FOTOVOLTAICA ATUANDO COMO CONDICIONADOR DE ENERGIA

O terceiro caso visa implementar uma UFVPQ, na ferramenta computacional *Matlab/Simulink*, para com isto é necessário realizar algumas discussões iniciais. Salienta-se que neste caso será utilizada a lógica de controle baseado na teoria PQ.

Os diagramas de controle não serão novamente pormenorizados, dado que isto foi feito nos capítulos III e IV. A Figura 5.10 ilustra o arranjo e a Figura 5.11 resume a ideia de funcionamento do mesmo.

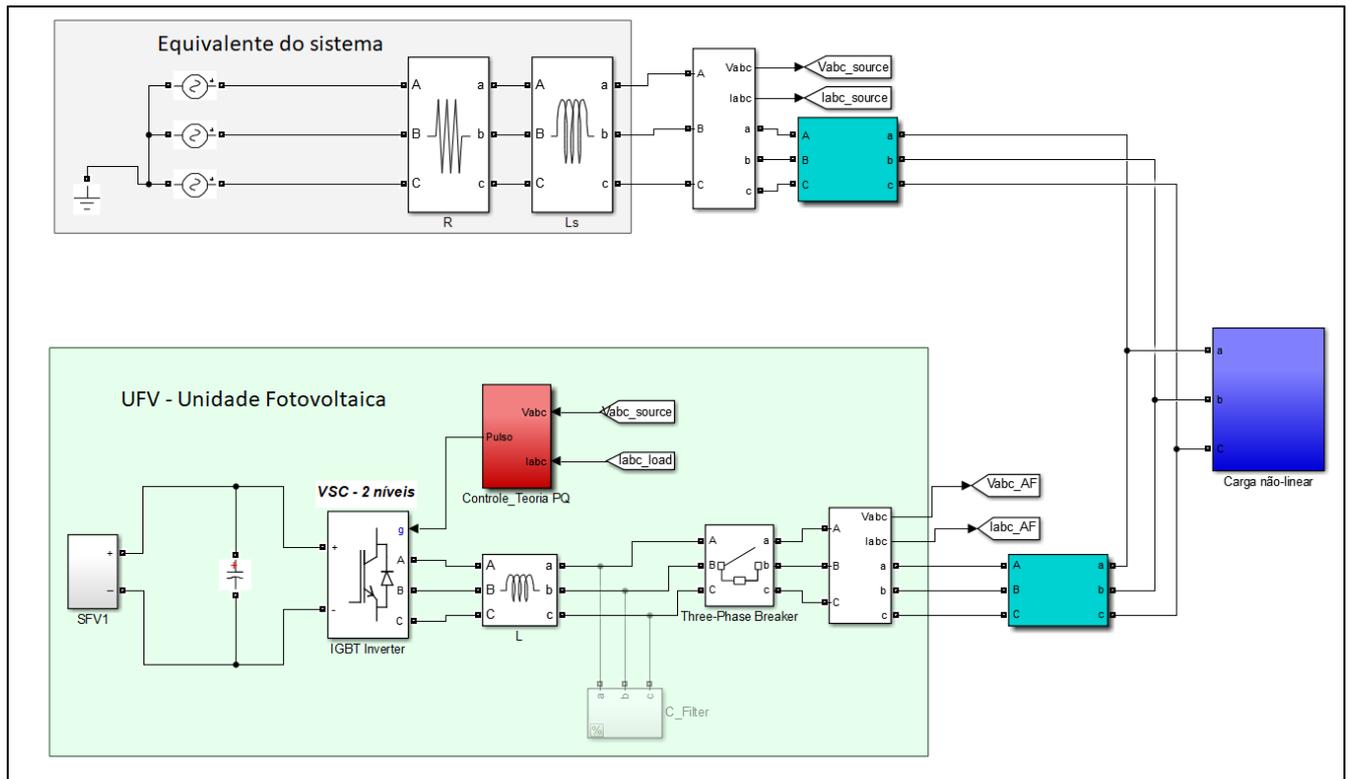


Fig. 5.10 – Arranjo implementado – Caso III

A seguir, por meio das Tabelas 5.4 a 5.9, são destacados os parâmetros computacionais usados para a implementação do arranjo sob análise.

Tabela 5.4 - Dados do sistema supridor– Caso III

Concessionária		
R+jXL (Ω)	Vnom (kV)	f (Hz)
0,01+j2π0,005H	0,415	60

Tabela 5.5 - Características da Ponte Retificadora a Diodos– Caso III

Retificador	P (kW)	Vd (kV)	Id (A)
R1	45	0,648	40

Tabela 5.6 - Dados das Cargas Concentradas– Caso III

Carga linear	Sn (kVA)	Vn (kV)	fn (Hz)	fp
Carga I	45	0,415	60	0,80

Tabela 5.7 – Parâmetros do compensador para a simulação– Caso III

$V_{FF}$	415V
Fs	10kHz
Freq_Fund	60Hz
Reator CA	1,5mH
Capacitor CC	3000uF
$V_{CC\_REF}$	750V
$P_{CC}$	150kW
Controle do elo CC	Kpd = -4; kpi = 0,016
Controle do elo CA	Kpd = 2; kpi = 1

Tabela 5.8 – Parâmetros do arranjo FV– Caso III

Módulo	SunPower SPR-315E-WHT-D
Células por módulo	96
Pmáx	315,072W
Voc	64,6V
Isc	6,14A
Vmp	54,7V
Imp	5,76A
Strings em paralelo	12
Strings em série	21
Controle do Boost	Incremental Conductance
Fs(boost)	10kHz

Tabela 5.9 – Fontes Harmônicas– Caso III

h=2	10 (A) pico
h=3	30 (A) pico
h=5	30 (A) pico
h=7	30 (A) pico

O diagrama de controle do dispositivo é extremamente parecido com os vistos no capítulo III, porém, distingue-se pelo fato de que agora há o despacho de potência ativa. Portanto, é inserida uma potência média (ativa) ao sistema em questão.

As tensões aquisicionadas são passadas por um filtro passa-faixa ajustado em (40 e 100Hz), para garantir maior pureza ao sinal de entrada. A teoria das potências instantâneas é aqui aplicada, estimando-se, assim, as potências  $p_L$  e  $q_L$ . A partir destas, extrai-se a porção média por meio de filtros passa-baixa ajustados próximos a frequência fundamental e, então, são calculadas as correntes de referência. O controle *MPPT* é responsável por despachar a potência máxima durante todo o ciclo operativo do sistema. A Figura 5.11 traz um resumo deste arranjo ora explicado.

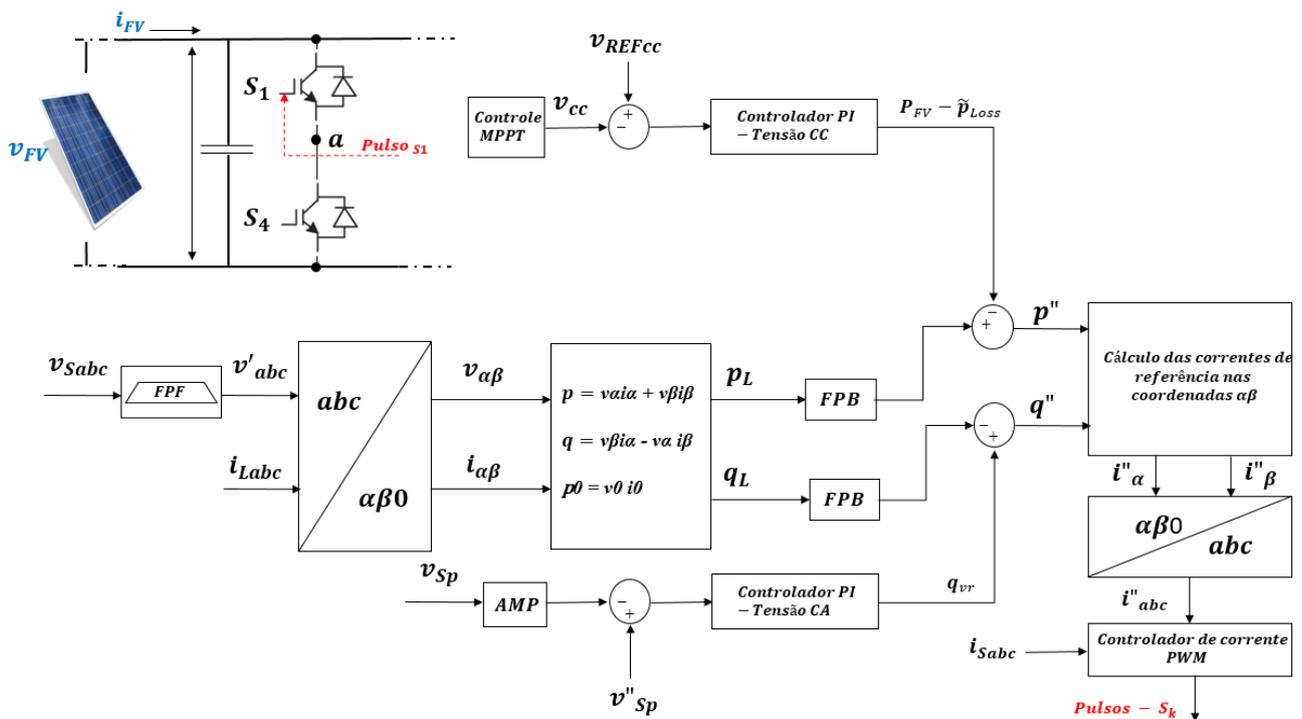


Fig. 5.11 – Princípio de funcionamento do controle da UFVPQ com base na teoria PQ

A seguir são analisadas algumas situações as quais o modelo implementado foi submetido, com vistas a analisá-las e discutir os resultados obtidos.

### A. Caso III - Situação A – Sistema supridor ideal

A Situação A visa analisar os resultados do sistema em condições ideais de funcionamento, ou seja, o sistema supridor não possui distorção e desequilíbrio prévio em suas tensões.

Nota-se, por meio das formas de onda ilustradas nas Figuras 5.12 e 5.13, que há uma compensação eficiente das distorções harmônicas produzidas pela carga não linear (neste caso trata-se apenas da ponte retificadora destacada na Tabela 5.6). Além disso, pode-se observar o comportamento de partida do sistema UFVPQ implementado. A tensão no elo CC é demasiadamente alta, neste primeiro instante, durante o período em que a chave está aberta, dado que o capacitor no elo CC do conversor não tem para onde escoar a energia armazenada e com isso permanece carregado, assim que a chave é fechada, a energia é despachada para o sistema e os valores de tensão e corrente no elo CC da unidade de geração tomam valores normais.

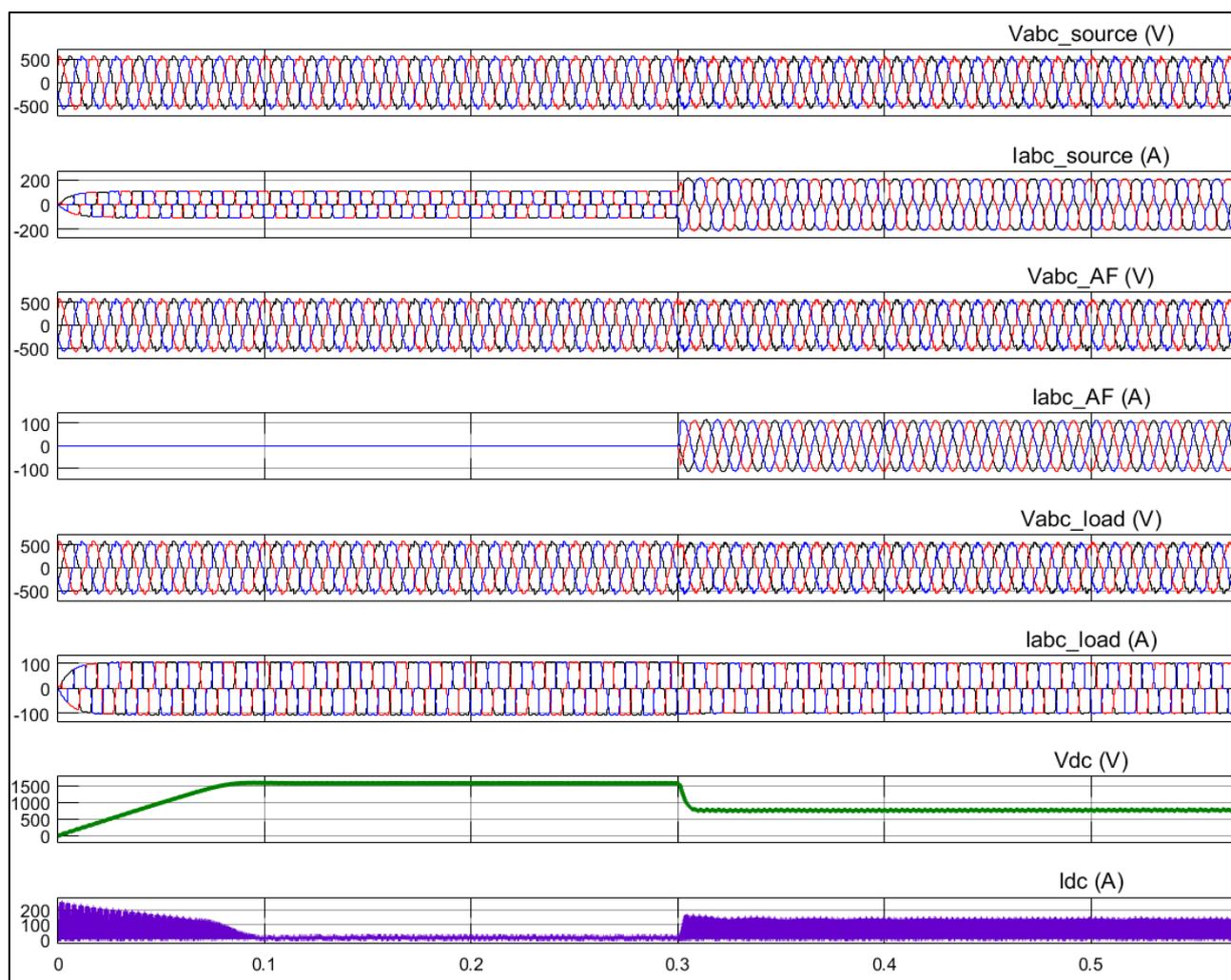


Fig. 5.12 – Formas de onda de tensão e corrente – Caso III – Situação A

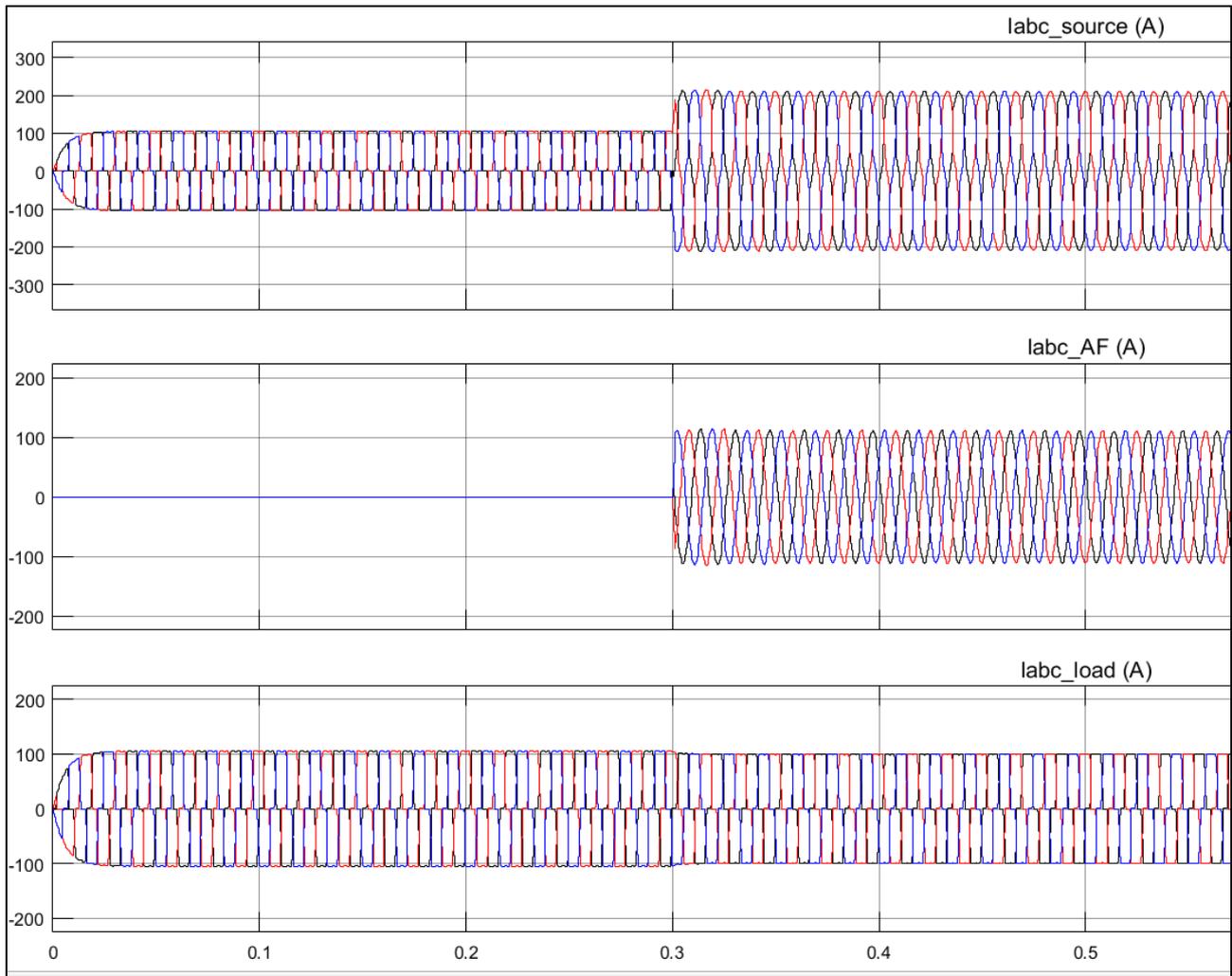


Fig. 5.13 – Detalhes das formas de onda de corrente – Caso III – Situação A

A observar os espectros harmônicos de corrente ilustrados nas Figuras 5.14 a 5.16 e os valores destacados na Tabela 5.10, confirma-se a acurácia da compensação realizada pela unidade FV atuando como compensador ativo. Verifica-se que nos terminais da carga não-linear as distorções harmônicas de corrente tomam valores próximos a 22%, enquanto, no terminal da UFV, este valor de DHTi se aproxima de zero.

Uma consideração importante a se fazer a respeito dos fluxogramas é que eles estão em pu, têm como base a corrente nominal do sistema.

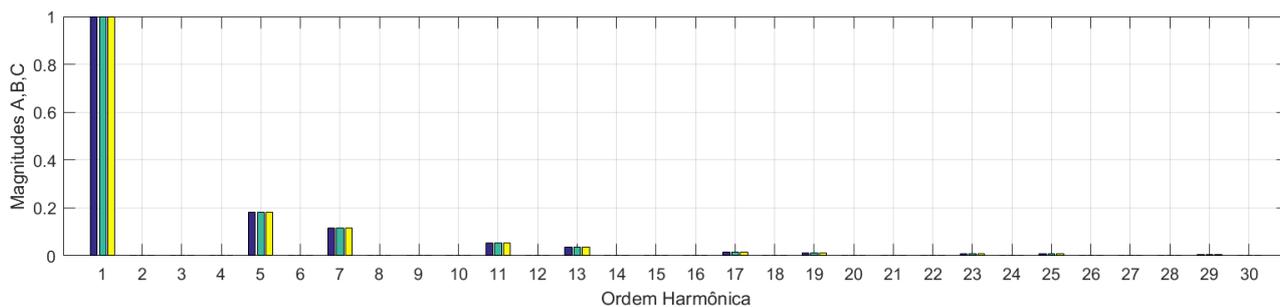


Fig. 5.14 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da carga – Caso III – Situação A

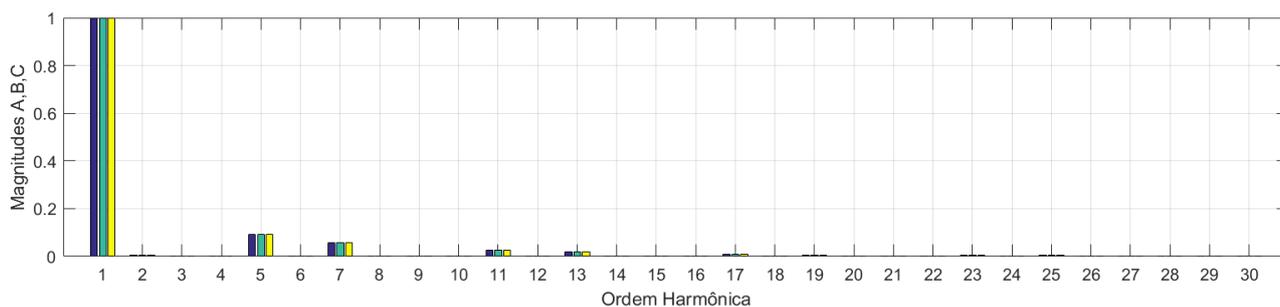


Fig. 5.15 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da fonte – Caso III – Situação A

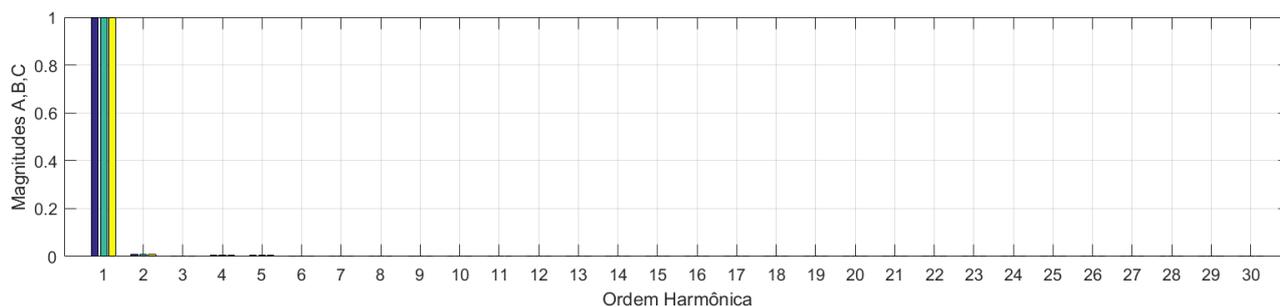


Fig. 5.16 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da UFV – Caso III – Situação A

Tabela 5.10 – Resultados das distorções harmônicas – Caso III – Situação A

<b>Distorções harmônicas de corrente</b>			
<b>Fases A, B e C - DHTi (%)</b>			
<b>Ponto/Fase</b>	<b>A</b>	<b>B</b>	<b>C</b>
<b>Carga</b>	22,76	22,76	22,76
<b>Fonte</b>	11,37	11,38	11,38
<b>UFV</b>	1,08	1,06	1,07

Tabela 5.11 – Potências na carga e na unidade de geração FV – Caso III – Situação A

<b>Potências</b>	<b>P (kW)</b>	<b>Q (kVAr)</b>	<b>S (kVA)</b>	<b>FP</b>
<b>Carga</b>	82,332	29,219	87,363	0,94
<b>UFV</b>	-83,714	-28,498	88,432	-0,95

Outra circunstância importante de se ater, a partir da Tabela 5.11, é o fato de que o controle opera no modo *UPF*, em que há uma compensação de reativo integrada, de modo que o fator de potência da unidade se aproxime do valor unitário.

## B. Caso III - Situação B – Sistema desequilibrado e distorcido

A situação ora imposta trata-se de um caso muito extremo de perda de qualidade, haja vista que o fator de desequilíbrio de tensão está na casa dos 17%, todavia pretende-se com esta implementação verificar a operação do filtro implementa diante adversidades extremas. Em tal análise o sistema fez uso de carga linear (Tabela 5.6) em conjunto com carga não-linear (Tabela 5.5), além da fonte harmônica da Tabela 5.9.

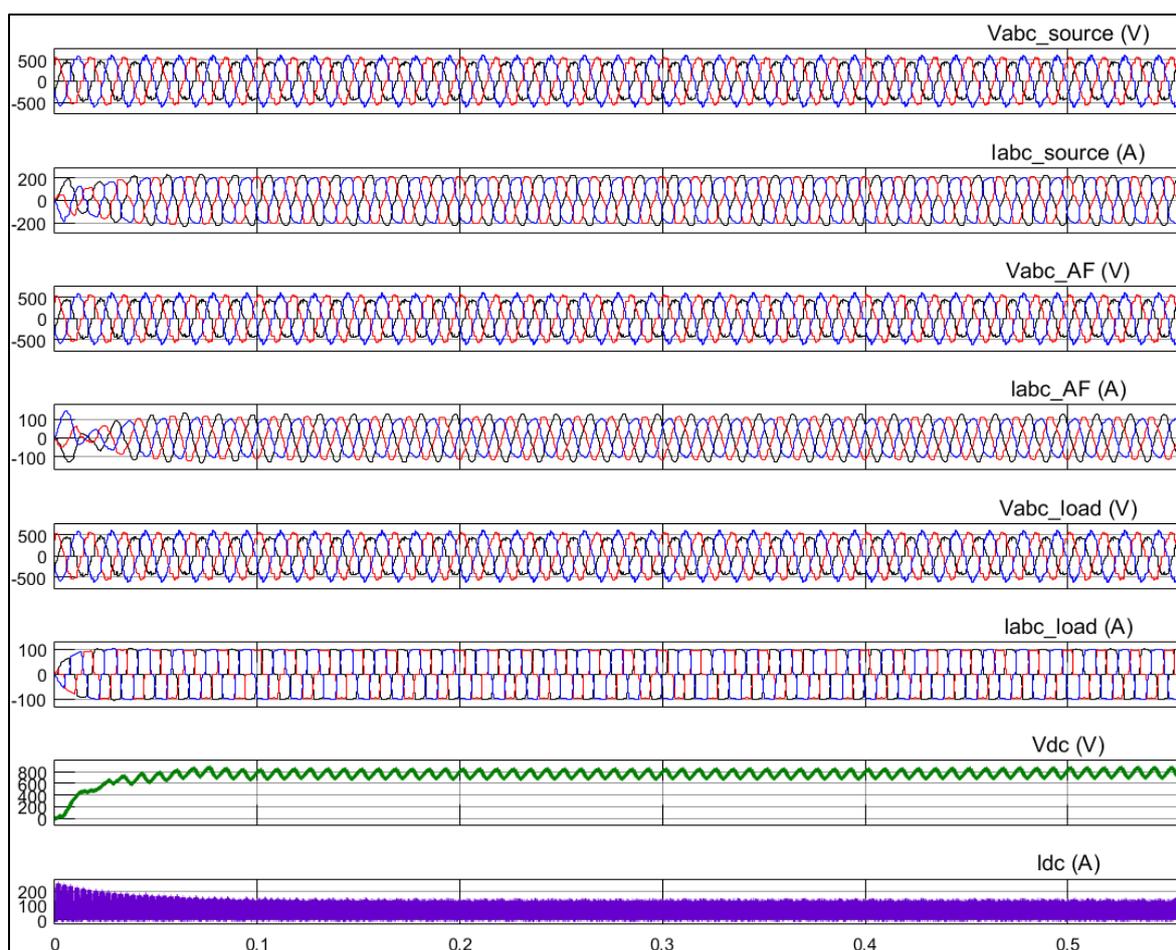


Fig. 5.17 – Formas de onda de tensão e corrente – Caso III – Situação B

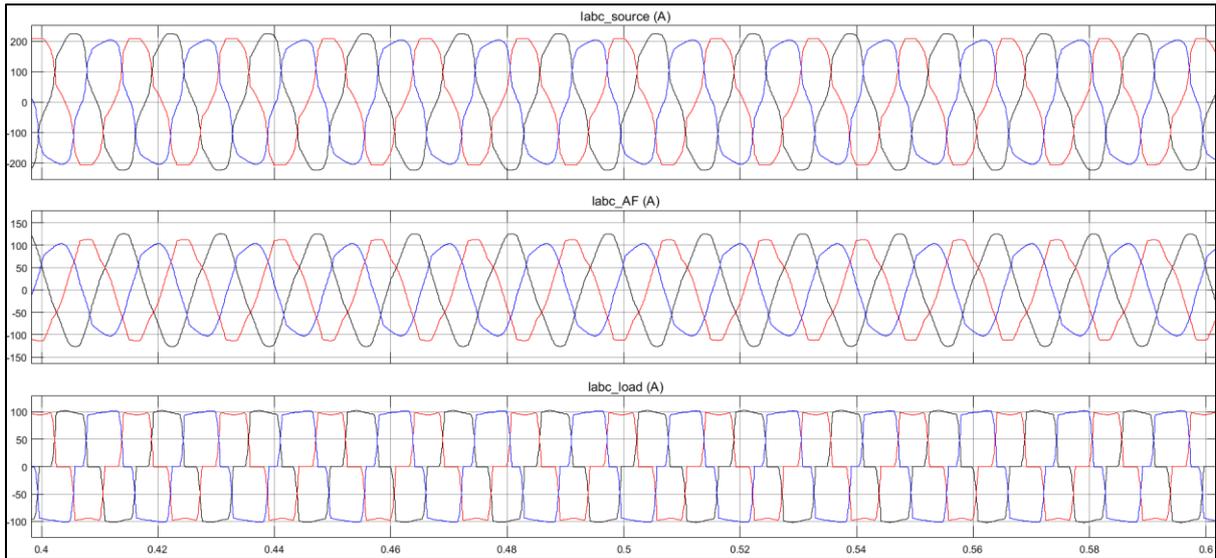


Fig. 5.18 – Formas de onda de corrente – Caso III – Situação B

Observando as formas de onda de tensões e correntes é possível notar que o controle consegue atuar de forma regular, apesar das condições extremas de funcionamento. Embora os desequilíbrios não foram efetivamente compensados, o controle, ainda assim, opera bem no que tange a compensação das distorções harmônicas de corrente no ponto de conexão desta unidade de geração.

Uma consideração importante a se fazer a respeito dos fluxogramas é que eles estão em pu, têm como base a corrente nominal do sistema.

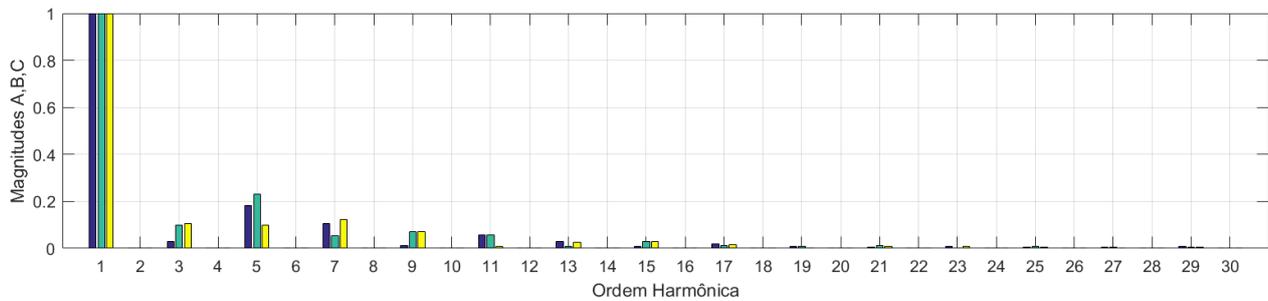


Fig. 5.19 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da carga – Caso III – Situação B

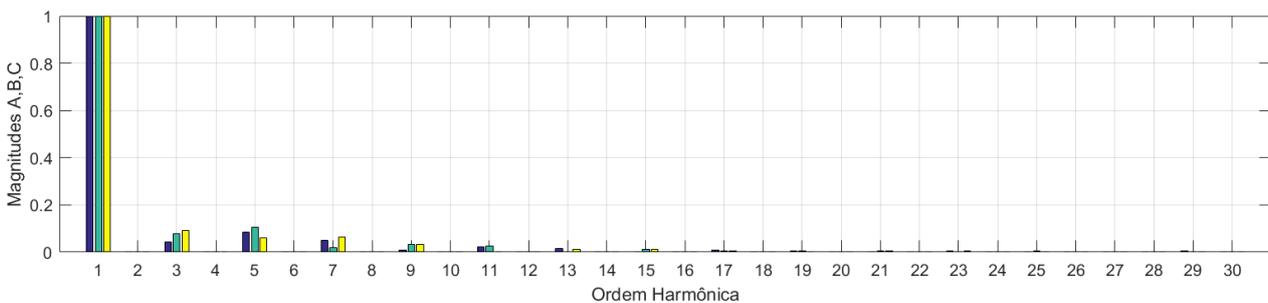


Fig. 5.20 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da fonte – Caso III – Situação B

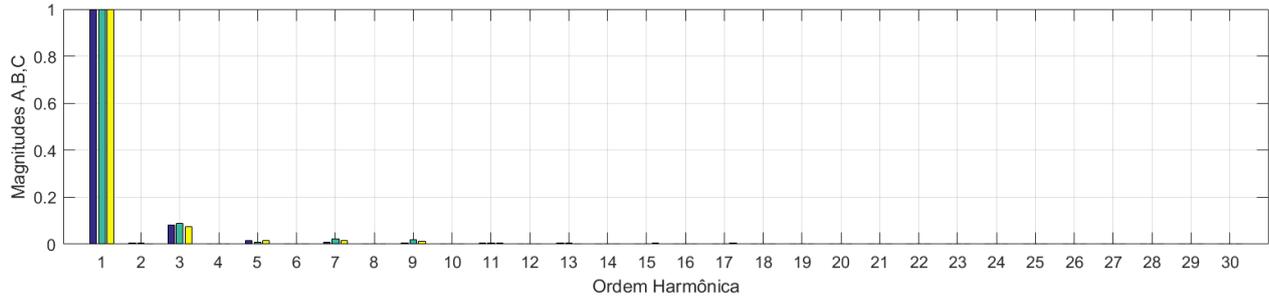


Fig. 5.21 – Histograma em (pu) das distorções harmônicas nos terminais da UFV – Caso III – Situação B

Tabela 5.12 – Resultados das distorções harmônicas – Caso III – Situação B

<b>Distorções harmônicas de corrente</b>			
<b>Fases A, B e C - DHTi (%)</b>			
<b>Ponto/Fase</b>	<b>A</b>	<b>B</b>	<b>C</b>
<b>Carga</b>	22,57	22,43	20,89
<b>Fonte</b>	11,23	11,83	13,30
<b>UFV</b>	8,58	9,40	7,90

Além disto, a Tabela 5.13 elucida a correção do fator de potência para um valor próxima a unidade.

Tabela 5.13 – Potências na carga e na unidade de geração FV – Caso III – Situação B

<b>Potências</b>	<b>P (kW)</b>	<b>Q (kVAr)</b>	<b>S (kVA)</b>	<b>FP</b>
<b>Carga</b>	79,300	29,363	84,562	0,94
<b>UFV</b>	-85,215	-21,115	87,801	-0,97

### C. Caso III - Situação C – Análise de compensação de reativo

A terceira situação utiliza apenas a carga linear no sistema, com isso o sistema não mais irá operar mitigando distorções harmônicas e atuará apenas como compensador de reativos. Na Figura 5.22, tem-se as formas de onda de tensão e corrente tanto pelo lado CA, quanto pelo lado CC, assim como foi visto nas demais ilustrações abordadas anteriormente. Já a Figura 5.23, ilustra apenas as três correntes provenientes do sistema, as quais são: corrente à jusante do equipamento, corrente nos terminais do equipamento e corrente à montante, respectivamente.

A tabela 5.14 resume os resultados em forma de potências e mostra o fator de potência da instalação nos terminais da carga não-linear e da unidade de geração.

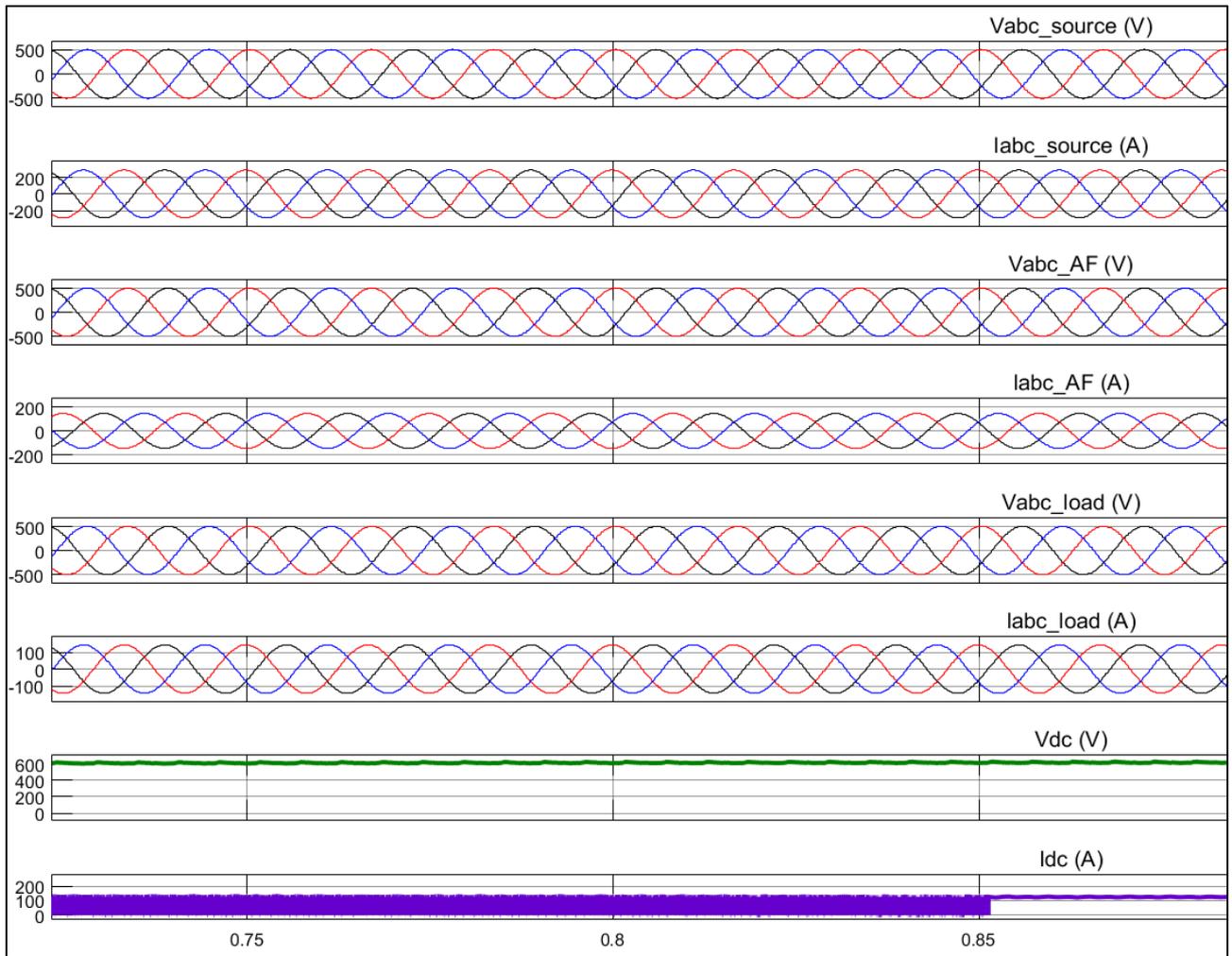


Fig. 5.22 – Formas de onda de tensão e corrente – Caso III – Situação C

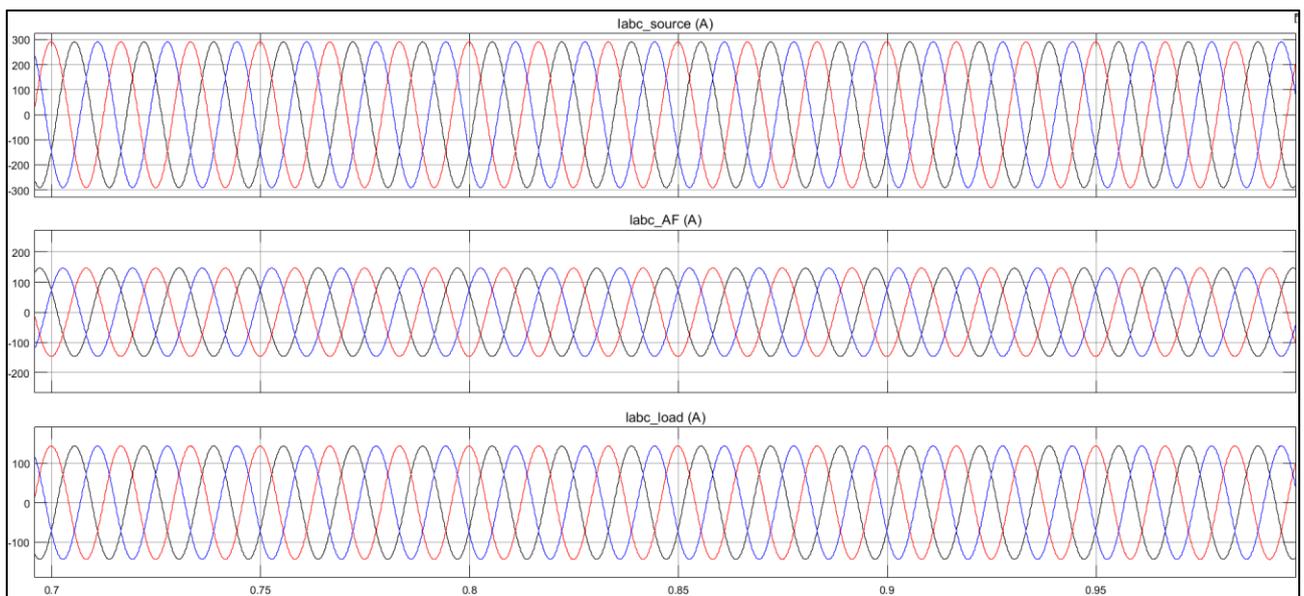


Fig. 5.23 – Formas de onda de corrente – Caso III – Situação C

Tabela 5.14 – Potências na carga e na unidade de geração FV– Caso III – Situação C

Potências	P (kW)	Q (kVAr)	S (kVA)	FP
Carga	106,973	21,890	109,190	0,98
UFV	-107,979	-21,332	110,066	-0,98

Ao analisar os gráficos apresentados e também a tabela, verifica-se que a UFVPQ além de gerar a potência reativa necessária para o suprimento da carga foi capaz de atuar na compensação do reativo exigido por esta.

#### D. Caso III - Situação D – Resposta do sistema a uma falta trifásica

A quarta situação tem o intuito de avaliar a resposta do sistema frente a uma falta trifásica simétrica de aproximadamente 0,05s (0,2 a 0,25s). Para tanto, o sistema avaliado faz uso das duas cargas linear e não linear apresentadas anteriormente.

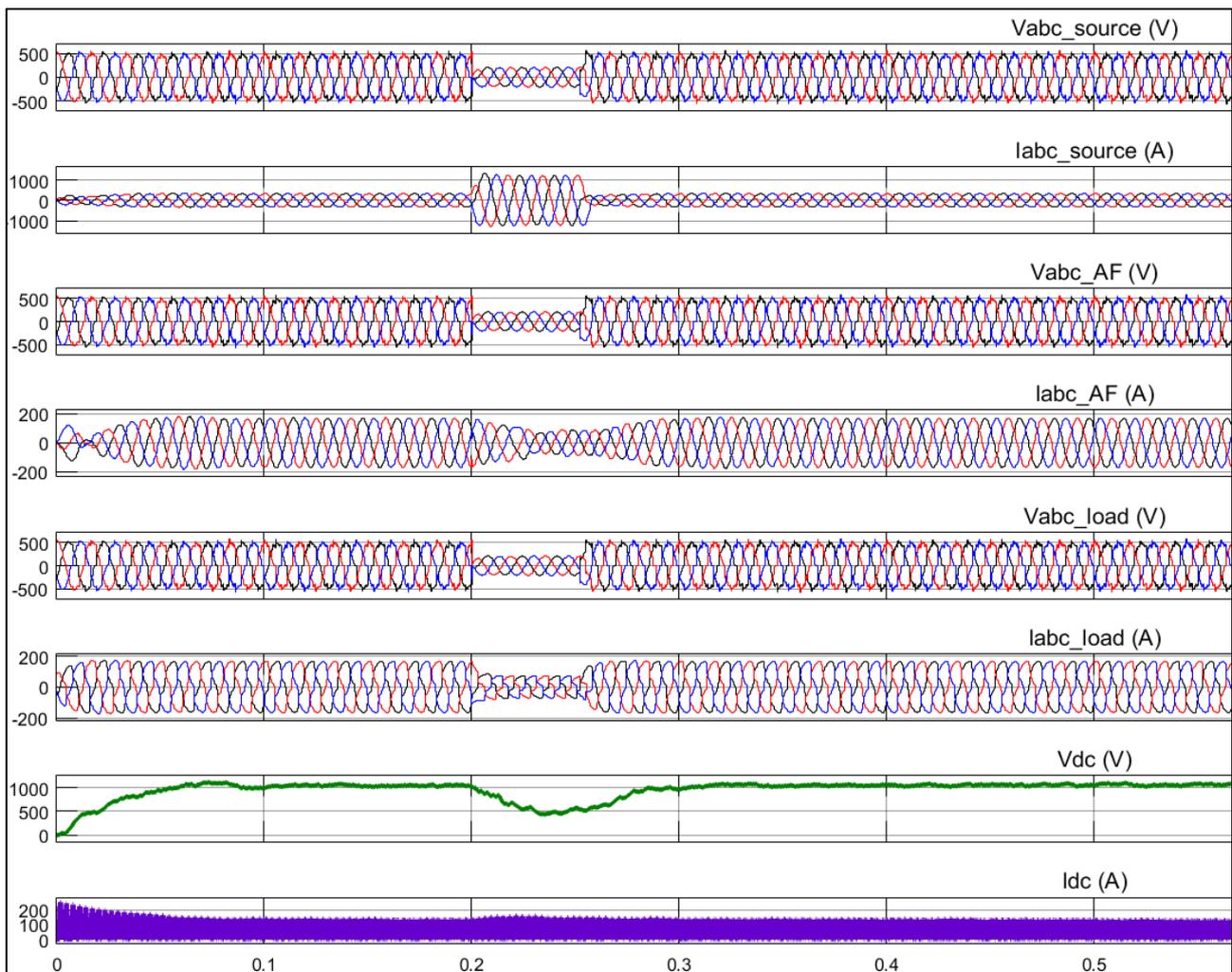


Fig. 5.24 – Formas de onda de tensão e corrente – Caso III – Situação D

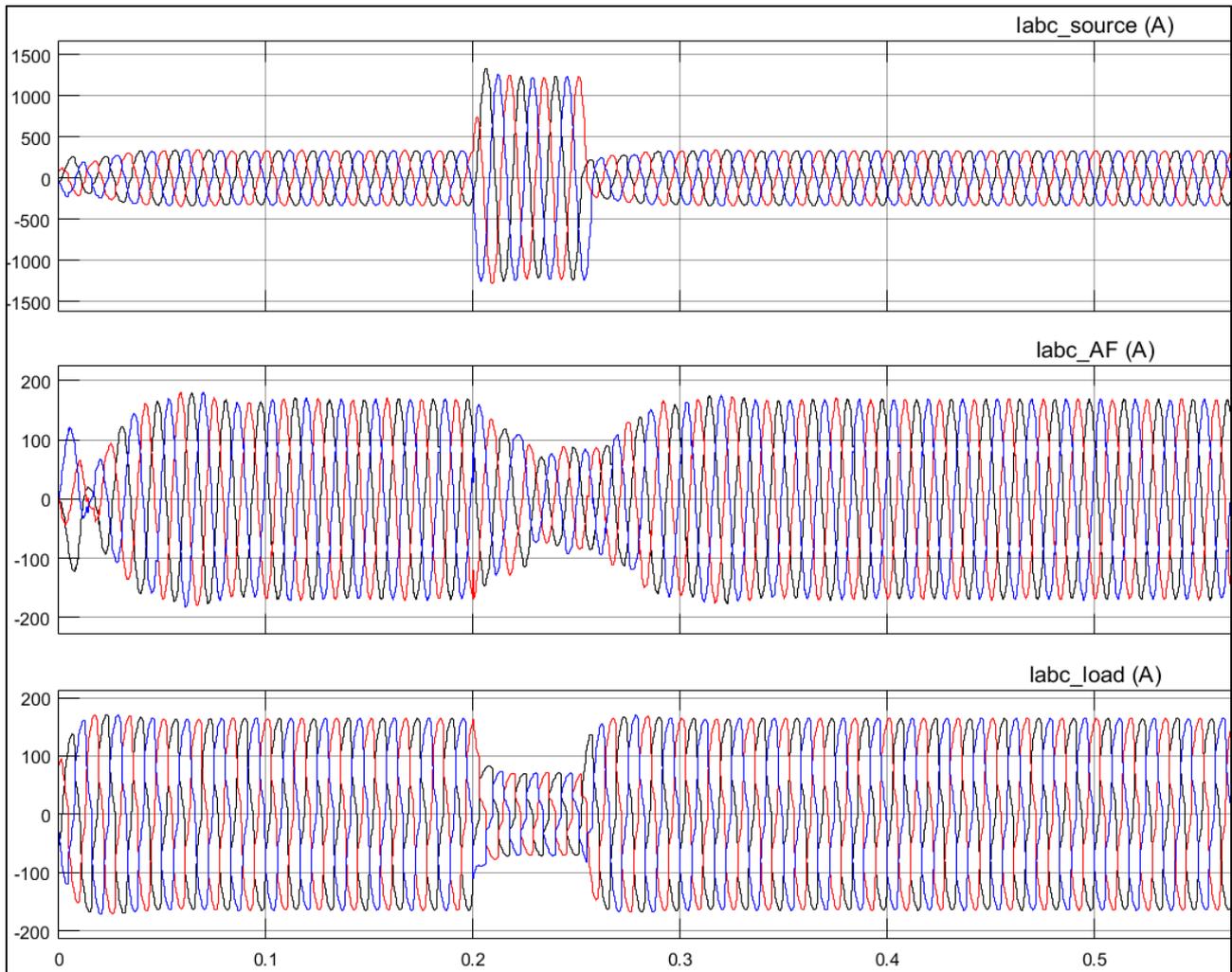


Fig. 5.25 – Formas de onda de corrente – Caso III – Situação D

Nota-se nesta situação que o controle do sistema de geração UFVPQ não perde estabilidade durante e após a falta imposta, conseguindo manter a geração e compensação. Contudo, aqui também se faz necessário avaliar de forma mais aprofundada o comportamento das chaves e do conversor frente a um evento como tal.

### 5.3. SÍNTESE DO CAPÍTULO

O capítulo V teve como intuito implementar um filtro ativo em derivação e uma unidade fotovoltaica otimizada, visando analisar algumas situações passíveis de ocorrência na prática.

O caso I se ateve a implementar as três lógicas de controle de filtros ativos *shunt* abordadas no capítulo III e analisar suas respostas de modo breve, além de ilustrar as formas de onda e distorções resultantes da compensação.

O caso II teve como foco abordar a resposta do sistema de controle de filtros ativos em paralelo baseado na teoria das potências instantâneas, sob duas situações: uma primeira, no momento de troca repentina de cargas, ou seja, mudança na forma de onda da corrente da carga a ser compensada, e a segunda visou demonstrar a resposta deste controle frente a uma falta trifásica.

O caso III, além de tratar da implementação de uma unidade fotovoltaica otimizada para condicionamento da energia, avaliou algumas situações no que diz respeito a sua operação. Para tal implementação, foi utilizado um algoritmo também baseado na teoria da potência instantânea.

Não obstante às implementações, análises e discussões foram feitas visando esclarecer alguns resultados.

---

# CAPÍTULO VI

## CONCLUSÕES

---

Aspectos conclusivos e sugestões de trabalhos futuros são apresentados neste capítulo.

Muito embora ao longo de cada capítulo tenha se explorado as contribuições de cunho teórico e prático, torna-se essencial, no momento, sintetizar de forma geral o trabalho realizado.

Os capítulos de I a III compreenderam um estado da arte acerca das tecnologias de filtragem ativa existentes, bem como fez uma exploração pormenorizada dos princípios de funcionamento, controle e parametrização dos mesmos. Para tanto, foram abordados diversos aspectos constituintes das tecnologias e filtragem ativa *shunt* e série.

De modo complementar, o capítulo IV foi dedicado a abordar as novas tendências de aplicação da lógica de controle de filtros ativos em conversores ditos convencionais, tais como os de unidades renováveis fotovoltaicas e eólica. Um foco maior foi dado às UFVs, devido ao grande aumento da inserção delas nos sistemas elétricos, desde patamares de potência baixa até em fazendas solares conectadas à rede básica.

Para mais, foi feita uma exposição da lógica de controle mais atual, usada para controle de UFVs e proposta recentemente, denominada *MPHC*.

A fim de exemplificar numericamente e realizar algumas discussões, implementações computacionais foram realizadas e os resultados acerca das mesmas foram expostos, analisados e brevemente discutidos.

Neste contexto, esta dissertação trouxe como benefícios o levantamento do estado da arte das tecnologias de filtragem ativa, bem como implementação computacional das estratégias apresentadas no *Matlab/Simulink*, o que ainda não tinha sido explorado no âmbito deste grupo de pesquisa. Na mesma foi realizada uma primeira avaliação de desempenho dos algoritmos de controle correlatos aos filtros ativos. Notou-se que de modo geral os distintos arranjos implementados, compostos por algoritmos de controle distintos, atuam de forma satisfatória, porém, uns se sobressaem a outros no que diz respeito a facilidade de implementação, melhor mitigação, rapidez para estabilizar, etc.

A partir de então, uma linha de pesquisa teve início no Núcleo de Pesquisas de Qualidade da Energia da UFU e outros trabalhos já estão sendo realizados e poderão ser conduzidos, objetivando avaliações mais aprofundadas, que se atém a comparar as técnicas de controle bem como promover otimizações e implementar os aparatos de forma experimental, para que, dessa forma, os resultados sejam validados em âmbito prático.

O trabalho teve também como mérito, a implementação computacional de uma estratégia de controle que vem sendo trabalhada com maior frequência na atualidade, a qual consiste em embarcar em um conversor fotovoltaico a lógica de controle de filtros ativos *shunt* para mitigação de distúrbios na qualidade de energia e controle de serviços ancilares. Diante desta implementação quatro casos operacionais foram avaliados e discutidos de forma breve. Contudo, trabalhos comparando os

conversores operando de forma típica e de forma otimizada estão sendo conduzidos, para que assim seja caracterizada a viabilidade da aplicação.

Diante deste trabalho dissertativo, conclui-se que os objetivos almejados a princípio para compensação de harmônicos via filtros ativos podem ser contemplados por meio de distintos arranjos empregando diferentes algoritmos de controle, cada um com uma lógica de implementação distinta. A escolha de um em detrimento de outro, dar-se-á dependendo de considerações de cunho técnico e econômico.

Não obstante aos aspectos apontados e sabendo-se que os desenvolvimentos realizados compreenderam com o objetivo proposto inicialmente, sabe-se que ainda existem temas merecedores de trabalhos futuros. Alguns deles são destacados a seguir:

- Desenvolvimento de novas técnicas de controle para otimização de conversores CC-CA convencionais;
- Investigação do desempenho dinâmico dos principais filtros ativos adotados comercialmente;
- Investigação da resposta desses equipamentos a eventos transitórios e a falhas;
- Avaliação da possibilidade de se aplicar os filtros ativos para compartilhamento de responsabilidades;
- Implementação laboratorial de um filtro ativo, bem como, análise comparativa para validação dos resultados computacionais;

---

# REFERÊNCIAS

---

- [1] C. W. Gellings, “The Smart Grid – Enabling Energy Efficiency and Demand Response, ” The Fairmont Press, inc, Ltd. Published 2009 – Ch. 02, pg. 27-51.
- [2] J. Momoh, “Smart Grid – Fundamentals of Design and Analysis, ” First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2012 – pg.1-14. <https://doi.org/10.1002/9781118156117>
- [3] P. F. Penner, “Smart Power – Climate change, the Smart Grid, and the Future of Electric Utilities ” Island Press, Ltd. Published 2010 – Part three, pg. 139
- [4] B.K.Bose, “Global energy scenario and impact of power electronics in 21st century. Industrial Electronics,” IEEE Transactions on, 60(7), 2638-2651, 2013.
- [5] ABEEólica - Associação Brasileira de Energia Eólica, “Boletim de Dados Novembro 2018,” 2018.
- [6] ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. (30 de Novembro de 2016). *Matriz de Energia Elétrica*. Fonte: Banco de Informações de Geração: <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/OperacaoCapacidadeBrasil.cfm>
- [7] PMO – Programa Mensal de operação, “Boletim de Dados Setembro de 2018,” 2018.
- [8] J. Arrilaga, N. R. Watson, “Power system harmonics”, John Wiley & Sons, 2a Edição, England, 2004.

- [9] T.L. Baldwin, T.Jr. Hogans, S.D. Henry, F.Jr. Renovich, P.T. Latkovic, "Reactive-power compensation for voltage control at resistance welders", IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 41, No. 6, pp. 1485- 1492, 2005 <https://doi.org/10.1109/TIA.2005.858301>
- [10] F. Möller et al, "Impact of electric vehicle charging on unbalance and harmonic distortion – field study in an urban residential area," Int. Conf. Electricity Distribution (CIRED), Lyon, France, June 2015.
- [11] M.H.J. Bollen, Y. Yang, F. Hassan, "Integration of distributed generation in the power system – a power quality approach, " Int Conf on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Wollongong, Australia, Sep
- [12] R.C. Dugan, M.F. McGranaghan, S. Santoso, H. W. Beaty, "Electrical Power Systems Quality", McGra-Hill, 2ª Edição, Nova Iorque, 2002.
- [13] G. W. Chang, S. Chen, H. Su, P. Wang, "Accurate Assessment of Harmonic and Interharmonic Currents Generated by VSI-Fed Drives Under Unbalanced Supply Voltages", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 26, No. 2, April 2011.
- [14] G. W. Chang and S. Chen, "An Analytical Approach for Characterizing Harmonic and Interharmonic Currents Generated by VSI-Fed Adjustable Speed Drives", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 20, N. 4, October 2005.
- [15] F. De Rosa, R. Langella, A. Sollazzo, A. Testa: "On the Interharmonic Components Generated by Adjustable Speed Drives", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 20, N. 4, October 2005, pp. 2535- 2543. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.852313>
- [16] O. Lemnerhag, M.H.J. Bollen, S. Ackeby, S.K. Rönnberg, "Very Short variations in voltage (timescale less than 10 minutes) due to variations in wind and solar power," Int. Conf. Electricity Distribution (CIRED), Lyon, France, June 2015.

- [17] E.C. Kern, E.M. Gulachenski, G.A. Kern, "Cloud effects on distributed photovoltaic generation: slow transients at the Gardner, Massachusetts photovoltaic experiment, " IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol.4, No.2 (1989), pp. 184-190. <https://doi.org/10.1109/60.17910>
- [18] L. Otremba, J.R. Pesente, R.B. Otto, R.A. Ramos, "A procedure to analyze the impact of three-phase unbalanced conditions on switching overvoltages in systems with distributed generation, " IEEE PES General Meeting, 2015.
- [19] M.H.J. Bollen, F. Hassan, "Integration of distributed generation in the power system, " Wiley IEEE Press, July 2011.
- [20] S. Rönnberg, M.H.J. Bollen, A. Larsson, M. Lundmark, "An overview of the origin and propagation of Supraharmonics (2-150 kHz)", Nordac, September 2014.
- [21] S.K. Rönnberg, M.H.J. Bollen, M. Wahlberg, "Interaction between narrowband power-line communication and end-user equipment, " IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.26, No.3, pp. 2034-2039, July 2011. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2011.2130543>
- [22] R. K Varma, (*Chair*), Wayne Litzenberger (*Vice Chair*), A. Ostadi and S. Auddy, "Bibliography of FACTS: 2005-2006 Part I, IEEE Working Group Report, " 2007.
- [23] L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active AC Power Filters, " in *Proceedings of IEEE Industry Applications Annual Meeting*, vol. 19-C, 1976, pp. 529-535.
- [24] H. Akagi, "Active harmonic Filters, " *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, December 2005. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2005.859603>
- [25] H. Akagi, E. H. Watanabe and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007. <https://doi.org/10.1002/0470118938>
- [26] R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla, and J. Miret, "Model-based control for a three-phase shunt active power filter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 7, pp. 3998-4007, July 2016.

- [27] ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. (30 de Novembro de 2018). *Procedimentos de Distribuição de energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST*. Fonte: <http://www.aneel.gov.br/prodist>
- [28] ONS – Operador Nacional do Sistema (30 de Novembro de 2018) *Procedimentos de Rede*. Fonte: <http://ons.org.br/paginas/sobre-o-ons/procedimentos-de-rede/vigentes>
- [29] D. Zech (*Chair*), “IEEE – 519-2014, PQ-Harmonics\_WG – Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, ” 2014.
- [30] Anuradha, Singh, B., and Kothari, D.P. (1999) Generalized concepts for balancing single-phase load fed from three-phase supply. *Electric Machines and Power Systems*, 27(1), 63–78 <https://doi.org/10.1080/073135699269451>
- [31] M.A. Talebi, A. Kazemi, A. Gholami, M. Rajabi, Optimal placement of static VAR compensators in distribution feeders for load balancing by genetic algorithm. *Proceedings of the 18th International Conference on Electricity Distribution (CIRED)*, 2005. <https://doi.org/10.1049/cp:20051352>
- [32] L.S.Czarnecki, S.M.Hsu, Thyristor controlled susceptances for balancing compensators operated under nonsinusoidal conditions. *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, 141(4), 177–185, 1994. <https://doi.org/10.1049/ip-epa:19949984>
- [33] S.Y. Lee, W.-N. Chang, C.-J. Wu, A compact algorithm for three-phase three-wire system reactive power compensation and load balancing. *Proceedings of the International Conference on Energy Management and Power Delivery, EMPD '95*, vol. 1, pp. 358–363. 1995. <https://doi.org/10.1109/EMPD.1995.500753>
- [34] B. Jing, J. Ning-Qiang, Optimization of dynamic VAR compensation for asymmetric loads considering harmonic suppression. *Proceedings of the IEEE Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, pp. 1–5. 2010.
- [35] W.B. Lawrance, G. Michalik, W. Mielczarski, J. Szczepanik, Reduction of harmonic pollution in distribution networks. *Proceedings of the IEEE International Conference on Energy*

Management and Power delivery (EMPD'95), vol. 1, pp. 198-202.  
1995.<https://doi.org/10.1109/EMPD.1995.500725>

- [36] A.M. Sharaf, M.E. Fisher, An optimization based technique for power system harmonic filter design. *Jornal of Electric Power Systems Research*, 30, 63-67. 1994.  
[https://doi.org/10.1016/0378-7796\(94\)90060-4](https://doi.org/10.1016/0378-7796(94)90060-4)
- [37] W. J. N. Oliveira, “Projeto de filtros passivos para a redução de correntes harmônicas na subestação de 2x300 kVA da estação elevatória de água do jiqui,” Dissertação de mestrado, UFRN – Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2015.
- [38] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, “A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems – A combined System of Shunt Passive and Series Active Filters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 6, Nov./Dec. 1990, pp. 983-990. <https://doi.org/10.1109/28.62380>
- [39] M. Tali, A. Essadki, T. Nasser, “Harmonic Detection Methods of Shunt Active Power Filter under unbalanced loads,” *IEEE*, 2016. <https://doi.org/10.1109/IRSEC.2016.7984003>
- [40] G. J. França, “Desenvolvimento de compensador série para mitigação harmônica distribuída e correção dinâmica de fator de potência,” Dissertação de mestrado, UFMG – Universidade Federal de Minas Gerais, 2013.
- [41] P. S. Revuelta, S. P. Litrán, J. P. Thomas, “*Active Power Line Conditioners – Design, Simulation and Implementation for Improving Power Quality*,” Elsevier, 2016.
- [42] R. Fisher, R. Hofstetter Three-phase power line conditioner for harmonic compensation and power-factor correction. IEEE-IAS Annual Meeting Record, pp. 803–807, 1987.
- [43] BLUEWAVE (12 de julho de 2018) Active harmonic filter. Fonte:  
[http://tekhar.com/Programma/KBR/pdf\\_pict/filters.pdf](http://tekhar.com/Programma/KBR/pdf_pict/filters.pdf)
- [44] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007, pg. 109-111.  
<https://doi.org/10.1002/9780470118931.ch4>

- [45] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007, pg. 112-114.  
<https://doi.org/10.1002/0470118938>
- [46] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa, M. Nomura, "Active Power Filter," in *IPEC'83 – Int. Power Eletronics Conference*, Tokyo, Japan, 1983, pp.981-992.
- [47] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625-630, 1984 <https://doi.org/10.1109/TIA.1984.4504460>
- [48] S.-Y. Choe, K. Heumann, "Harmonic Current Compensation Using Three-Phase Current Source Converter, " in *EPE'91 – European conference power Eletronics Aplications*, vol. 3, Firenze, Italy, pp. 3.006-3.011, 1991.
- [49] H.F. Bilgin, M. Ermis, K.N.Kose, et al., "Reactive power compensation of coal mining excavators by using a new-generation STATCOM", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 1, pp. 97-100, 2007. <https://doi.org/10.1109/TIA.2006.887308>
- [50] H.F. Bilgin, M. Ermis, "Design and implementation of a current-source converter for use in industrial applications of DSTATCOM", *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 25, no. 8, pp. 1943-1957, 2010. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2043958>
- [51] H.F. Bilgin, M. Ermis, "Current source converter based STATCOM: operating principles, design and field performance", *Electric. Power Syst. Res.*, vol 81, pp. 478-487, 2011.  
<https://doi.org/10.1016/j.epsr.2010.10.003>
- [52] B. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, "Power Quality Problems and Mitigation Techniques", First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2015 – pg. 398-399.  
<https://doi.org/10.1002/9781118922064>
- [53] B. Singh, P. Jayaprakash, D. P. Kothari, "Three-Leg VSC integrated with T connected transformer as three-phase four-re DSTATCOM for power quality improvement" *Int. J. Electr. Power Componen. Syst.*, vol. 37, no. 8, pp. 817-831, 2008. <https://doi.org/10.1002/9781118922064>

- [54] B. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, "Power Quality Problems and Mitigation Techniques", First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2015 – pg. 399-400.  
<https://doi.org/10.1002/9781118922064>
- [55] S. Srikanthan, M. K. Mishra, "DC capacitor voltage equalization in neutral clamped inverters for DSTATCOM application", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vo. 57, no. 8, pp. 2768-2775, 2010.  
<https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2022069>
- [56] Q. Qi, C. Yu, C. K. Wai, Y. Ni, "Modeling and simulation of a STATCOM system based on 3-level NPC inverter using dynamic phasors", *IEEE Power Eng., Soci., Gen., Meet., Denver, CO*, vol. 2, pp. 1559-1564, 10, 2004.
- [57] E. L. L. Fabricio, S. C. Silva, C. B. Jacobina, M. B. D. R. Corrêa, "Analysis of Main Topologies of Shunt Active Power Filters Applied to Four-Wire Systems, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2100–2112, 2018. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2698439>
- [58] H. Fang, R. Yang, Y. Yu, D. Xu, "A study on the DC voltage control techniques of cascaded multilevel APF," *Conf. Proc. - 2012 IEEE 7th Int. Power Electron. Motion Control Conf. - ECCE Asia, IPEMC 2012*, vol. 4, pp. 2727–2731, 2012.
- [59] A. V. Barva, P. R. Bhavsar, "Design and simulation of four-leg based three-phase four-wire shunt active power filter," *Proc. - 2018 Int. Conf. Commun. Inf. Comput. Technol. ICCICT 2018*, vol. 2018–Janua, pp. 1–6, 2018. <https://doi.org/10.1109/ICCICT.2018.8325868>
- [60] K. Frifita, M. Boussak, A. Naamane, "Improvement Tolerant Control of Shunt Active Power Filter Under Unbalanced Loads," vol. 10, no. April, pp. 2079–2084, 2016.
- [61] S. Y. Gadgune, P. T. Jadhav, L. R. Chaudhary, M. M. Waware, "Implementation of shunt APF based on Diode Clamped and Cascaded H-bridge multilevel inverter, " *Proc. 2015 IEEE Int. Conf. Electr. Comput. Commun. Technol. ICECCT 2015*, 2015.  
<https://doi.org/10.1109/ICECCT.2015.7225961>

- [62] A. Ozdemir, Z. Ozdemir, “Digital current control of a three-phase four-leg voltage source inverter by using p–q–r theory,” *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 3, pp. 527–539, 2014. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2013.0254>
- [63] M. Ahmed, A. Shehab , S. Ayman, Abdel-Khalih, “Power Eletronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications”, First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2014 – pg. 535-569.
- [64] A. Shah, “Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement in Distribution Systems, ” pp. 22–26, 1971.
- [65] E. L. L. Fabricio, S. C. Silva, C. B. Jacobina, and M. B. D. R. Corrêa, “Analysis of Main Topologies of Shunt Active Power Filters Applied to Four-Wire Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2100–2112, 2018. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2698439>
- [66] B. Wu, “High-Power Converters and ac Drives”, First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2006 – pg. - 17. <https://doi.org/10.1002/0471773719>
- [67] B. Wu, “High-Power Converters and ac Drives”, First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2006 – pg. - 27. <https://doi.org/10.1002/0471773719>
- [68] B. Singh, Ambrish Chandra and Kamal Al-Haddad, “Power Quality Problems and Mitigation Techniques”, First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2015 <https://doi.org/10.1002/9781118922064>
- [69] A. Kumar and D. Chatterjee, “A survey on space vector pulse width modulation technique for a two-level inverter, ” 2017 *Natl. Power Electron. Conf. NPEC 2017*, vol. 2018 – January, pp. 78-83, 2018.
- [70] T. H. Distortion, “Comparison of Sine, Hysteresis, SVPWM And Predictive PWM Techniques for Shunt Active Power Filter, ” 2017.
- [71] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters Principle and Practice*, IEEE Press/Wiley-Interscience, New York, 2003.

- [72] P. C. Krause, O. Wasynczuk, et al., *Analysis of Electric machinery and Drive Systems*, 2nd Edition, IEEE Press/Wiley-Interscience, New York, 2002. <https://doi.org/10.1109/9780470544167>
- [73] B. Wu, “High-Power Converters and ac Drives”, First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2006 – pg. - 95.
- [74] M. Sabaghi, “Dynamic Hysteresis Band Fixed Frequency Current Control, “ no. March, 2016.
- [75] Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A. (1983) Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. IPEC’83, International Power Electronics Conference, Tokyo, Japan, pp. 1375–1386.
- [76] Peng, F.Z., Ott, G.W., and Adams, D.J. (1998) Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems. IEEE Transactions on Power Electronics, 13 (6), 1174–1181. <https://doi.org/10.1109/63.728344>
- [77] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*.pdf, 2nd ed. Prentice Hall, 1999.
- [78] C. A. C. Cavaliere, “*Análise de statcom operando em sistemas desbalanceados*, ” Tese de mestrado, UFRJ – Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2001.
- [79] A. Panchbhai, S. Parmar, and N. Prajapati, “Shunt active filter for harmonic and reactive power compensation using p-q theory, ” Int. Conf. Power Embed. Drive Control. ICPEDC 2017, pp. 260–264, 2017. <https://doi.org/10.1109/ICPEDC.2017.8081097>
- [80] B. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, “Power Quality Problems and Mitigation Techniques”, First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2015 – pg. 413-417. <https://doi.org/10.1002/9781118922064>
- [81] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg and C. Leth Bak, “A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters, ” IEEE. Transactions 2015.

- [82] H. Azani, A. Massoud, L. Benbrahim, B. W. Williams, and D. Holiday, “An LCL Filter-Based Grid-Interfaced Three-Phase Voltage Source Inverter: Performance Evaluation and Stability Analysis,” pp. 1–6.
- [83] H. Ge, Y. Zhen, Y. Wang, and D. Wang, “Research on LCL Filter Active Damping Strategy in Active Power Filter System,” no. Icmic, pp. 476–481, 2017. <https://doi.org/10.1109/ICMIC.2017.8321691>
- [84] W. Yin and Y. Ma, “Inverter Based on LCL Filter,” no. 3, pp. 1279–1283, 2013.
- [85] W. Zhao and G. Chen, “Comparison of Active and Passive Damping Methods for Application in High Power Active Power Filter with LCL-filter.”
- [86] M. Lamich, J. Balcells, D. González, and J. Gago, “Three Phase Four Wires LC Coupled Shunt Active Power Filter ( APF ): New topology and control,” 2004.
- [87] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez, “*Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*”, John Wiley & Sons, Ltd. Published 2011. <https://doi.org/10.1002/9780470667057>
- [88] S. Puchalapalli and N. M. Pindoriya, “Study of control strategies for shunt active power filter for harmonics suppression,” 2017 7th Int. Conf. Power Syst. ICPS 2017, pp. 218–223, 2018.
- [89] B. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, “Power Quality Problems and Mitigation Techniques”, First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2015. <https://doi.org/10.1002/9781118922064>
- [90] N. Silva, “*Contribuições ao estudo, projeto e aplicação de filtros ativos híbridos de potência,*” Tese de doutorado, Unicamp – Universidade Estadual de Campinas, 2012.
- [91] V. Savant, A. Kadrolkar, and S. Gupte, “Instantaneous Reactive Power Theory for Microgrid Applications,” pp. 1–7.
- [92] S. A. O. da Silva, L. B. G. Campanhol, A. Goedel, C. F. Nascimento, D. Paiao, “A comparative analysis of p-PLL algorithms for single-phase utility connected systems,” 13th Eur. Conf. Power Electron. Appl. 2009. EPE '09., pp. 1–10, 2009.

- [93] T. Sezi, "Ein Beitrag zur Wirk- und Blindleistungssteuerung eines Zwischenkreisumrichters, " *Dr.-Ing, Thesis*, Technische Universität Berlin, Germany, 1985, pp. 54-60.
- [94] F. M. Serra, D. G. Forchetti, and C. H. De Angelo, "Comparison of just positive sequence detectors for shunt active filter control, " 2010.
- [95] M. Jamarani, M. Pichan, A. Abrishamifar and M. Fazeli, "Evaluation of diferente positive sequence detection structures applied to grid-connected systems, " pp. 126-130, 2014.
- [96] P. H. de C. Gomes, "Análise e Síntese de um Algoritmo, Phase Locked-Loop, robusto para estimação de amplitude, fase e frequência de sinais elétricos, " 2007.
- [97] F. Xiong, W. Yue, L. I. Ming, W. Ke, and L. E. I. Wanjun, "A novel PLL for grid synchronization of power electronic converter in unbalanced and variable frequency environment, " pp. 466-471
- [98] V. Soares, P. Verdelho, and G. D. Marques, "*An instantaneous active and reactive current component method for active filters,*" *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 4, pp. 660-669, Jul. 2000. <https://doi.org/10.1109/63.849036>
- [99] R. P. Keshawala, S. N. Pandya, S. K. Patel, and D. P. Suthar, "Comparative analysis of 3-phase-3-wire shunts active power filters using various control strategies, " *2018 IEEMA Eng. Infin. Conf. eTechNxT 2018*, pp. 1-6, 2018. <https://doi.org/10.1109/ETECHNXT.2018.8385308>
- [100] L. F. C. Monteiro, "*Algumas contribuições para o controle de filtros ativos,*" Dissertação de mestrado, UFRJ – Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2003.
- [101] B. Singh., K. Al-Haddad, A. Chandra, *A review of active filters for power quality improvement. IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **46** (5), 960–971. 1999. <https://doi.org/10.1109/41.793345>
- [102] M. M. A. Chaudhari, Chandraprakash, "Three-phase Series Active Power Filter as Power Quality Conditioner," 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Bengaluru, 2012, pp. 1-6.

- [103] S. I. Lankanan , R. Ranjith Kumar , “ Power Quality improvement based on upqc for wind power generation” International journal of latest research in science and technology, volume-3, page no 68-74, 2014.
- [104] B. P. Nayak, A. Shaw, “*Reduction of Harmonics and Voltage Sag Compensation by Series Active Power Filter,*” International Conference on Data Management, Analysis and Innovation (ICDMAI), India, 2017. <https://doi.org/10.1109/ICDMAI.2017.8073485>
- [105] H. Fujita, H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems series connection of passive and active filters", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 27, n° 6, pp. 1020-1025, 1991.
- [106] G. J. França, “*Desenvolvimento de compensador série para mitigação harmônica distribuída e correção dinâmica de fator de potência,*” Tese de Doutorado, UFMG – Universidade Federal de Minas Gerais, 2013.
- [107] Moran, L.A., Pastorini L., Dixon J., Wallace R., "A fault protection scheme for series active power filters", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 14, n° 5, p. 928-938, Sep. 1999. <https://doi.org/10.1109/63.788498>
- [108] E.H. Watanabe, H. Akagi, M. Aredes. "Instantaneous p-q power Theory for compensating nonsinusoidal systems", Nonsinusoidal Currents and Compensation, ISNCC 2008. International School on, pp. 1-10, 2008.
- [109] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen. "Evaluation of harmonic detection methods for active power filter applications", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2005, Twentieth Annual IEEE, vol.1, pp. 635-641, 6-10 March, 2005.
- [110] B. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, “Power Quality Problems and Mitigation Techniques”, First Edition John Wiley & Sons, Ltd. Published 2015 – pg. 480. <https://doi.org/10.1002/9781118922064>
- [111] B. Kedra, “*Reducing Inverter power Rating in Active Power Filters using proposed Hybrid Power Filter Topology*”, IEEE, 2015. <https://doi.org/10.1109/EEEIC.2015.7165203>

- [112] Ab. Hamadi, S. Rahmani, K. Al-Haddad, “*A new hybrid series active filter configuration to compensate voltage sag, swell, voltage and current harmonics and reactive power,*” International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2009.
- [113] M. Rastogi, N. Mohan, A.A. Edris, Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems. IEEE Transactions on Power Delivery, 10(4), 1994–2000, 1995.  
<https://doi.org/10.1109/61.473352>
- [114] S. Vinnakoti, V. R. Kota, “*SRF and Real Power theory based control of a nine switch converter based upqc,*” International Electrical Engineering Congress, Pattaya, Thailand, 2017.
- [115] P. S. Modi, S. K. Parmar, S. K. Joshi, “*Flexible 3P4W system using upqc with combination of srf and p-q theory based control strategy,*” India 2016.
- [116] Tubemaster. Fonte: Banco de Informações: <http://www.tubemaster.com.br/modulo-igbt-preco>.
- [117] N. R. Tummuru, M. K. Mishra and S. Srinivas, “*Integration of PV/Battery Hybrid Energy Conversion System to the grid with Power Quality Improvement Features,*” IEEE, 2017.
- [118] B. Singh, D. T. Shahani, A. K. Verma, “*IRPT based control of a 50kW grid interfaced solar photovoltaic power generating system with power quality improvement,*” IEEE, 2017.
- [119] R. Belaidi, A. Haddouche, M. Fathi, M. Larafi, G. M. Kaci “*Performance of grid-connected pv system based on SAPF for power quality improvement,*” IEEE, 2016.  
<https://doi.org/10.1109/IRSEC.2016.7984050>
- [120] N. D. Tuyen, G. Fujita “*PV-Active power filter combination supplies power to nonlinear load and compensates utility current,*” IEEE Power and Energy Technology Systems Journal, 2015.
- [121] I. Bouyakoub, B. Mazari, A. Djahbar, O. Maarouf, “*Simulation of shunt active power filter controlled by svpwm connected to a photovoltaic generator,*” International Journal of Advanced Computer Science and Applications, 2016.
- [122] M. A. Shafiyi, M. Khederzadeh, M. Sadeghi, “*A grid-connected pv power supply based on flying capacitor multicell converter with modified mppt based control for active power filtering,*” Iranian Conference on Renewable Energy and Distributed Generation, 2012.

- [123] B. Singh, D. T. Shahani, A. Verma, "*Modified Perfect harmonics Cancellation Control of a Grid Interfaced SPV Power Generation,* " The institution of engineers, India, 2014.

## DETALHES DOS CONTROLES EMPREGADOS NO SISTEMA IMPLEMENTADO NO CASO III

### A. CONTROLE MPPT

O controle do *boost* aplicado ao sistema fotovoltaico implementado tem como base o *MPPT* denominado *Incremental Conductance Method*. O modelo de implementação é disponibilizado nos exemplos do software.

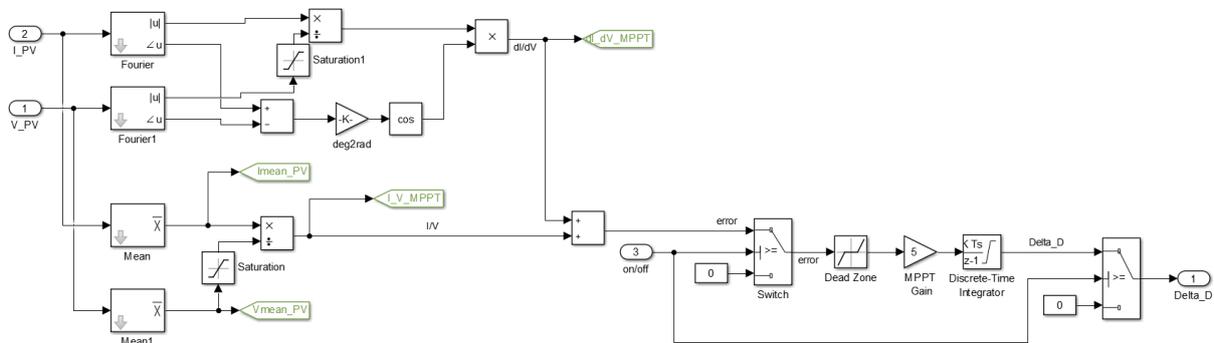


Fig. A.1 – Controle MPPT empregado

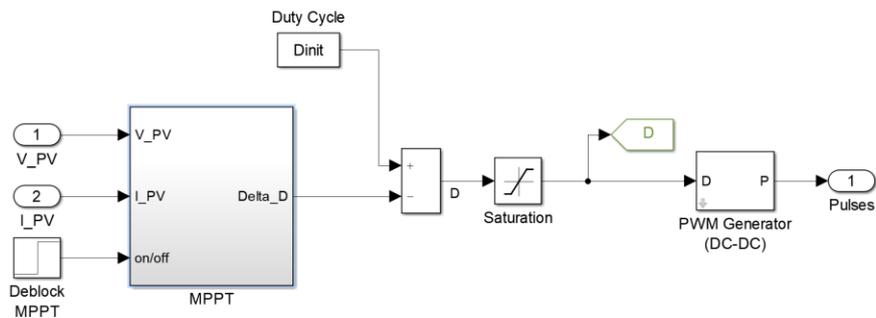


Fig. A.2 – Controle do Boost do arranjo FV

## B. CONTROLE DO CONVERSOR *VSC*

O controle do conversor *VSC* foi explicado no capítulo III e possui as seguintes parcelas componentes em formato de diagrama de blocos do *simulink*.

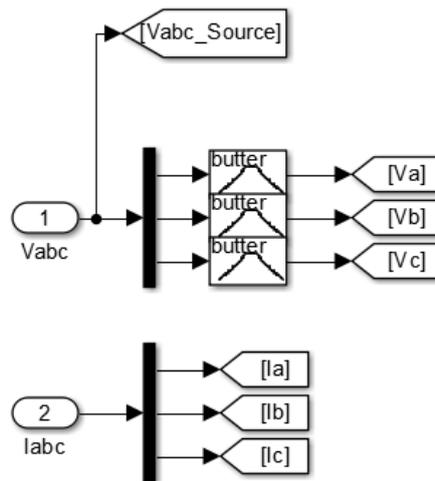


Fig. A.3 – Aquisição do sinal

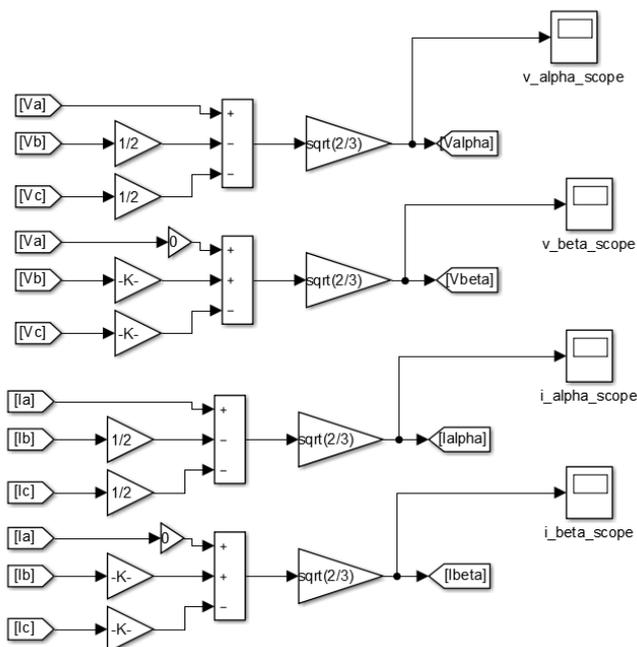


Fig. A.4 – Cálculo das correntes no plano  $\alpha\beta$

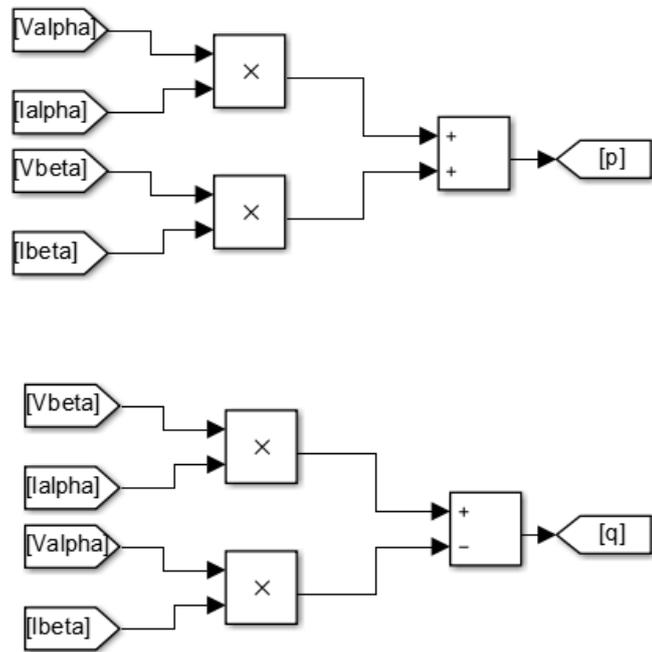


Fig. A.5 – Cálculo das potências instantâneas

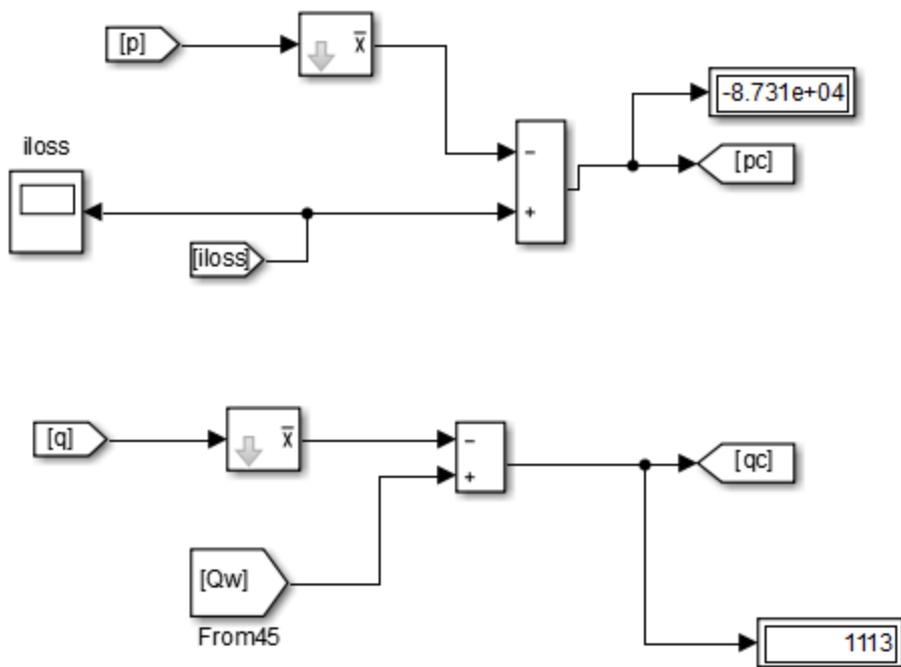


Fig. A.6 – Estimação das potências de compensação

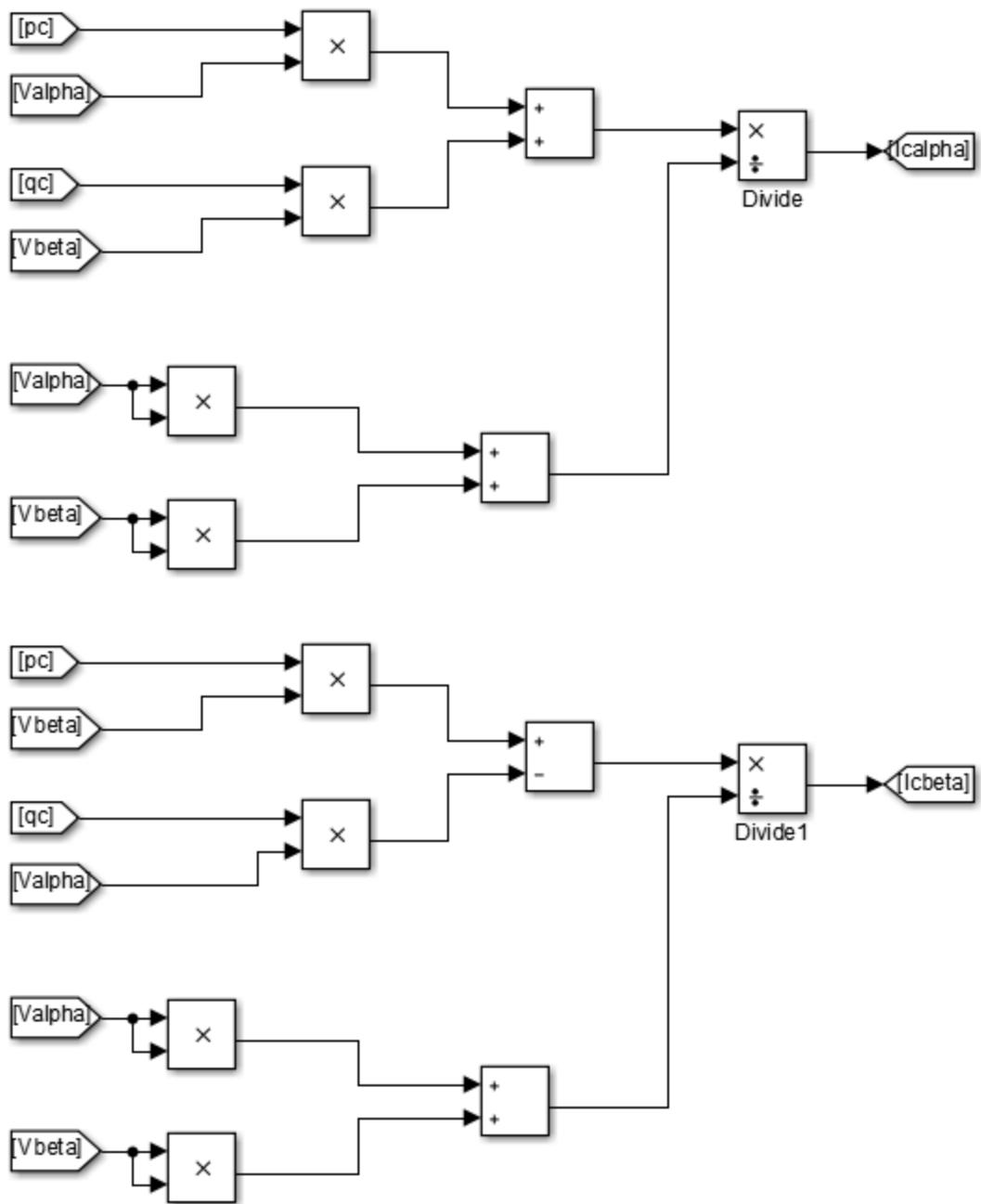


Fig. A.7 – Correntes de referência no plano  $\alpha\beta$

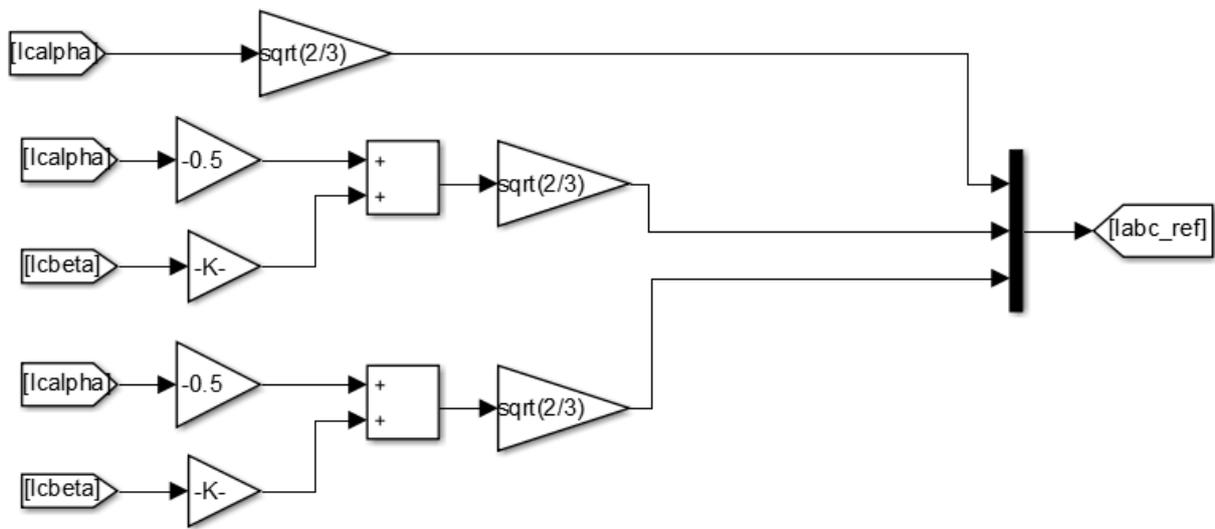


Fig. A.8 – Correntes de referência em abc

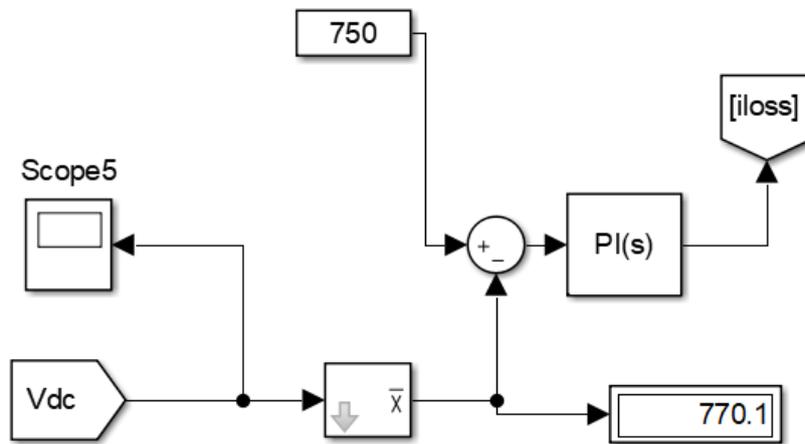


Fig. A.9 – Controle do elo CC

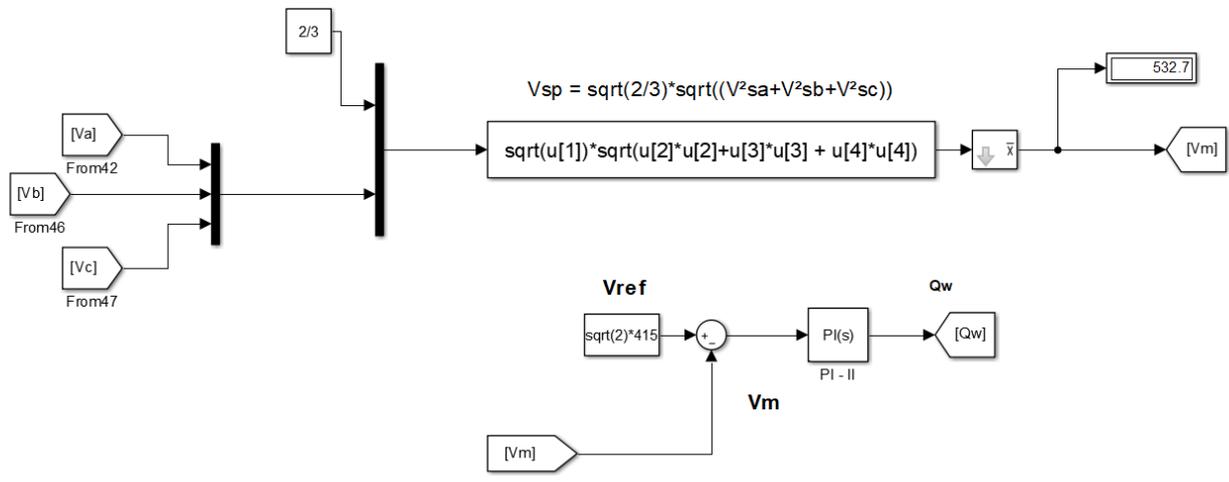


Fig. A.10 – Controle de tensão CA

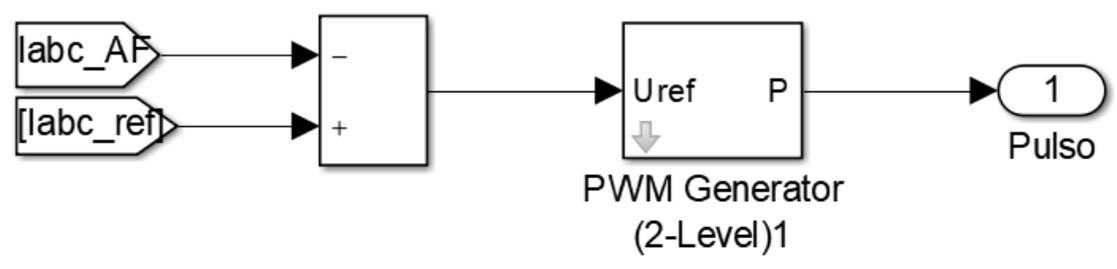


Fig. A.11 – Controle de corrente PWM