



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ELVES MAURO BOA ESPERANÇA DOS SANTOS

FILTRO HÍBRIDO DE DUPLA SINTONIA COM CONVERSOR A TRÊS BRAÇOS
APLICADO A SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS

FORTALEZA

2020

ELVES MAURO BOA ESPERANÇA DOS SANTOS

FILTRO HÍBRIDO DE DUPLA SINTONIA COM CONVERSOR A TRÊS BRAÇOS
APLICADO A SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araujo Lima

FORTALEZA

2020

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- S234f Santos, Elves Mauro Boa Esperança dos.
Filtro Híbrido de Dupla Sintonia Com Conversor a Três Braços Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios / Elves Mauro Boa Esperança dos Santos. – 2020.
140 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2020.
Orientação: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima .
1. Qualidade de energia . 2. Compensação de harmônicos. 3. Filtro ativo. 4. Filtro híbrido. 5. Compensação de potência reativa. I. Título.

CDD 621.3

ELVES MAURO BOA ESPERANÇA DOS SANTOS

FILTRO HÍBRIDO DE DUPLA SINTONIA COM CONVERSOR A TRÊS BRAÇOS
APLICADO A SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Aprovada em: 31 de Janeiro de 2020

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Francisco Kleber de Araujo
Lima (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho
Universidade da Integração Internacional da
Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

À minha família, por sua capacidade de acreditar em mim e investir em mim. Mãe, seu cuidado e dedicação foi que deram, em alguns momentos, a esperança para seguir. Pai, sua presença significou segurança e certeza de que não estou sozinho nessa caminhada.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Agradeço à Deus, por todas as coisas boas e más que me aconteceram. Cada uma delas, ao seu modo, me fizeram chegar aonde eu cheguei, enfrentando dificuldades e superando barreiras, que foram decisivos para minha formação pessoal e profissional.

Aos meus pais, irmãos e sobrinhos, que nos momentos de minha ausência dedicados ao estudo superior, sempre fizeram entender que o futuro é feito a partir da constante dedicação no presente!

Ao Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima por me orientar em minha dissertação de mestrado.

Agradeço ao Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira, Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça e Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho, por participarem da banca examinadora.

Ao Doutorando em Engenharia Elétrica, Ednardo Moreira Rodrigues, e seu assistente, Alan Batista de Oliveira, aluno de graduação em Engenharia Elétrica, pela adequação do *template* utilizado neste trabalho para que o mesmo ficasse de acordo com as normas da biblioteca da Universidade Federal do Ceará (UFC).

Aos bibliotecários da Universidade Federal do Ceará: Eliene Maria Vieira de Moura, Francisco Edvander Pires Santos, Izabel Lima dos Santos, Juliana Soares Lima, Kalline Yasmin Soares Feitosa pela revisão e discussão da formatação utilizada neste *template*.

Agradeço à todos os membros do Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência e Integração de Sistemas de Energia (LAPIS), pelo companheirismo, discussões e troca de conhecimento sobre os mais diversos temas.

Agradeço ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), pelo fornecimento de equipamentos utilizados nesta pesquisa.

Aos meus amigos, Emerson, Fernando, Luís Carlos, Sandro, Shakil, Aluisio, Délcio e Bayonco Huduca, que sempre caminhamos nessa jornada juntos, sem vocês também não teria chegado até aqui. Agradeço por todo o compartilhamento de conhecimentos, foram anos de muita amizade, muita luta e sofrimento, mas também de muitas vitórias. Amizades, que levarei para vida toda.

Agradeço ao Programa de Pós-Graduação do Departamento de Engenharia Elétrica, e a todos os professores por me proporcionarem o conhecimento não apenas racional, mas a

manifestação do caráter e afetividade da educação no processo de formação profissional, por tanto que se dedicaram a mim, não somente por terem me ensinado, mas por terem me feito aprender.

Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo suporte financeiro prestado durante dois anos deste mestrado, que foram fundamentais para que me dedicasse exclusivamente à pesquisa.

Agradeço à todos aqueles que indiretamente ou diretamente fizeram parte da minha formação.

“O sonho é que leva a gente para frente. Se a gente for seguir a razão, fica aquietado, acomodado.”

(Ariano Suassuna)

RESUMO

A presente dissertação apresenta o estudo de uma nova topologia de filtro híbrido de dupla sintonia com o conversor a três braços aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios. O condutor neutro da rede elétrica é colocado no ponto médio do capacitor dividido do barramento CC do conversor do filtro híbrido. O filtro passivo é projetado para oferecer um caminho de baixa impedância para os dois harmônicos de maiores amplitudes, e também para compensar a potência reativa indutiva da carga. A estrutura do filtro híbrido de dupla sintonia proposto permite ao mesmo a dissociação da malha ativa de sua malha passiva, dando ao filtro maior autonomia e praticidade durante operações de troca ou manutenção no estágio ativo. A estratégia de controle usada para gerar as referências de correntes para o filtro ativo, foi baseada na teoria de potências ativa e reativa instantâneas, conhecida como teoria pq . Os resultados de simulação são obtidos através do software PSCAD/EMTDC, enquanto que para os resultados experimentais, o controle do conversor é feito através da plataforma DSPACE 1103, com o auxílio da interface gráfica ControlDesk. Através da modelagem e dimensionamento do filtro híbrido proposto, foram obtidos, a partir de um estudo de caso, resultados satisfatórios quanto a correção do fator de potência e minimização das distorções harmônicas de corrente e tensão frente as normas técnicas vigentes. Tais resultados validaram o filtro híbrido como uma solução tecnicamente viável para a melhoria da qualidade de energia de um sistema de distribuição em baixa tensão.

Palavras-chave: Qualidade de energia. Compensação de harmônicos. Filtro ativo. Filtro híbrido. Compensação de potência reativa.

ABSTRACT

This dissertation presents the study of a new hybrid filter topology with double tuning with the three-arm converter applied to three-phase systems with four wires. The neutral mains conductor is placed at the midpoint of the split capacitor of the DC bus of the hybrid filter converter. The passive filter is designed to provide a low impedance path for the two harmonics of greater amplitude, and also to compensate for the load's inductive reactive power. The proposed double tuning hybrid filter structure allows it to decouple the active mesh from its passive mesh, giving the filter greater autonomy and practicality during exchange or maintenance operations in the active stage. The control strategy used to generate the current references for the active filter, was based on the theory of instantaneous active and reactive powers, known as *pq* theory. The simulation results are obtained using the PSCAD / EMTDC software, while for the experimental results, the control of the converter is done through the DSPACE 1103 platform, with the aid of the ControlDesk graphical interface. Through the modeling and sizing of the proposed hybrid filter, satisfactory results were obtained from a case study regarding the correction of the power factor and minimization of harmonic distortions of current and voltage according to current technical standards. These results validated the hybrid filter as a technically feasible solution for improving the energy quality of a low voltage distribution system.

Keywords: Power quality. Harmonic compensation. Active Filter. Hybrid filter. Reactive power compensation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Principais funções dos conversores estáticos.	22
Figura 2 – Localização do escopo do trabalho dentro do tema compensação de harmônicos.	25
Figura 3 – Flutuação de tensão.	29
Figura 4 – Afundamento de tensão.	31
Figura 5 – Elevação de tensão.	32
Figura 6 – Interrupção de tensão	32
Figura 7 – Desequilíbrio trifásico.	34
Figura 8 – Triângulo das potências.	37
Figura 9 – Defasamento entre tensão e corrente.	38
Figura 10 – Impacto do fator de potência na operação do sistema elétrico.	38
Figura 11 – Sinal distorcido com a componente fundamental e 3 ^o harmônica.	39
Figura 12 – Diagrama simplificado de suprimento à carga linear e não linear: interação sistema-carga.	45
Figura 13 – Corrente da rede.	46
Figura 14 – Tensão no Ponto de Conexão Comum (PCC).	47
Figura 15 – Corrente do neutro da rede.	47
Figura 16 – Acréscimo nas perdas elétricas do motor de indução em função da distorção harmônica total de tensão de alimentação.	49
Figura 17 – Variação do rendimento em motor de indução com distorção harmônica de tensão de alimentação.	50
Figura 18 – Curva de <i>derating</i> para gerador com carga não linear.	51
Figura 19 – Perdas em um transformador de 75 kVA suprimindo cargas linear e não linear.	52
Figura 20 – Redução da vida útil do transformador em função da Distorção Harmônica Total (DHT) da corrente.	53
Figura 21 – Sistemas com potencial a problemas com ressonância paralela.	54
Figura 22 – Filtros sintonizados: sintonia simples (a), dupla sintonia (b).	56
Figura 23 – Filtros amortecidos: 2 ^a ordem (a), 3 ^a ordem (b).	56
Figura 24 – Princípio da compensação ativa de tensão.	58
Figura 25 – Princípio da compensação ativa paralela de corrente.	59
Figura 26 – Princípio da compensação do UPQC.	61
Figura 27 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com capacitor dividido.	62

Figura 28 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com o condutor neutro conectado no polo negativo do elo CC.	63
Figura 29 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com a presença do indutor L_N entre o ponto de conexão do neutro e o polo negativo do elo CC.	64
Figura 30 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com o conversor a quatro braços.	64
Figura 31 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com o conversor a quatro braços <i>b-shaped one-branch</i>	65
Figura 32 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com o conversor a quatro braços <i>b-shaped L-Type</i>	66
Figura 33 – Filtro híbrido de dupla sintonia com o conversor a quatro braços.	66
Figura 34 – Topologia proposta.	68
Figura 35 – Circuito de potência do filtro híbrido conectado à rede.	71
Figura 36 – Estrutura de potência do filtro ativo.	71
Figura 37 – Sistema de potência monofásico equivalente para frequência fundamental.	73
Figura 38 – Sistema de potência monofásico equivalente para harmônicos simétricos ω_{h1}	76
Figura 39 – Sistema de potência monofásico equivalente para harmônicos assimétricos ω_{h2}	78
Figura 40 – Interpretação física das potências na teoria <i>pq</i>	83
Figura 41 – Diagrama de blocos de Dual Second Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop (DSOGI-FLL) dividido em seus blocos de construção: <i>SOGI – QGS$_{\alpha}$</i> , <i>SOGI – QGS$_{\beta}$</i> , <i>Frequency Locked Loop (FLL)</i> e <i>Positive Sequence Calculator (PSC)</i>	87
Figura 42 – Estratégia de controle do filtro ativo.	90
Figura 43 – Estratégia de modulação por histerese.	90
Figura 44 – Pulse Width Modulation (PWM) por banda de histerese.	91
Figura 45 – Sistema de distribuição com a topologia de filtro híbrido proposto.	93
Figura 46 – Corrente da rede sem o filtro híbrido.	94
Figura 47 – Corrente da rede após a inserção da malha passiva.	94
Figura 48 – Corrente da rede após a inserção do conversor.	95
Figura 49 – Taxa de distorção harmônica total na fase <i>a</i> da corrente da rede.	96
Figura 50 – Taxa de distorção harmônica individual da 3 ^o e 5 ^o na fase <i>a</i>	96
Figura 51 – Corrente do neutro da rede.	97
Figura 52 – Taxa de distorção harmônica total da tensão no PCC.	97

Figura 53 – Fator de potência da carga.	98
Figura 54 – Defasamento entre a tensão e a corrente da rede sem o filtro híbrido.	99
Figura 55 – Defasamento entre a tensão e a corrente da rede após o acionamento a malha passiva do filtro híbrido.	99
Figura 56 – Defasamento entre a tensão e a corrente da rede com após o acionamento do conversor do filtro híbrido.	100
Figura 57 – Potências ativas e reativas do sistema rede-carga.	100
Figura 58 – Tensão no barramento CC do conversor: (a) total, (b) no capacitor 1 e (c) no capacitor 2.	101
Figura 59 – Correntes sintetizadas pelo conversor do filtro híbrido e as correntes de referências.	102
Figura 60 – Erro entre as correntes sintetizadas pelo conversor do filtro híbrido e as correntes de referências.	103
Figura 61 – Fluxo de potência ativa entre a rede e a carga.	103
Figura 62 – Potência reativa do sistema rede-carga.	104
Figura 63 – Correntes no neutro da rede e da carga durante a conexão da malha passiva.	105
Figura 64 – Correntes no neutro da rede e da carga durante a conexão da malha ativa.	105
Figura 65 – Correntes eficaz no neutro da rede e da carga durante a conexão da malha passiva e ativa.	106
Figura 66 – Correntes eficazes de linha da rede e da carga durante a conexão da malha ativa e ativa.	106
Figura 67 – Potências ativas da rede, carga, malha passiva e conversor.	107
Figura 68 – Potências reativas da rede, carga, malha passiva e conversor.	108
Figura 69 – Corrente da rede sem o filtro híbrido para cenário de cargas desbalanceadas.	109
Figura 70 – Corrente da rede após a inserção da malha passiva para cenário de cargas desbalanceadas.	110
Figura 71 – Corrente da rede após a inserção do conversor para cenário de cargas desbalanceadas.	110
Figura 72 – Taxa de distorção harmônica total na fase <i>a</i> da corrente da rede para cenário de cargas desbalanceadas.	111
Figura 73 – Taxa de distorção harmônica individual da 3 ^o e 5 ^o na fase <i>a</i> para o cenário com cargas desbalanceadas.	111

Figura 74 – Corrente do neutro da rede para cenário com cargas desbalanceadas.	112
Figura 75 – Distorção Harmônica Total da tensão no PCC.	112
Figura 76 – Fator de potência do sistema para cenário com carga desbalanceada.	113
Figura 77 – Potências ativa e reativas do sistema rede-carga para o cenário com carga desbalanceada.	114
Figura 78 – Bancada experimental.	115
Figura 79 – Sistema implementado na bancada experimental.	116
Figura 80 – Tensão da rede elétrica.	118
Figura 81 – Corrente da rede sem o filtro Híbrido.	118
Figura 82 – Corrente da rede após a conexão da malha passiva à rede elétrica.	119
Figura 83 – Corrente da rede após a inserção do filtro ativo.	120
Figura 84 – Tensão da rede elétrica para cenário com carga não linear desbalanceada. . .	120
Figura 85 – Corrente da rede elétrica após a conexão da carga não linear desbalanceada. .	121
Figura 86 – Corrente da rede elétrica após a conexão do filtro passivo.	122
Figura 87 – Diagrama fasorial das componentes simétricas.	131

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Causas e efeitos provocados por vários distúrbios da rede elétrica.	28
Tabela 2 – Limites para flutuação de tensão.	30
Tabela 3 – Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração.	33
Tabela 4 – Limites para o desequilíbrios de tensão.	34
Tabela 5 – Limites para variação de frequência.	35
Tabela 6 – Harmônicos em termos de componentes simétricas.	41
Tabela 7 – Limite de distorção harmônica de corrente para sistemas de baixa tensão (120V à 69kV eficaz) e DHT.	43
Tabela 8 – Limites de tensão harmônica (V_h/V_1) para produtores de energia (Concessionárias e cogeneradores).	43
Tabela 9 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais em porcentagem da tensão fundamental.	44
Tabela 10 – Valores de referência globais das distorções harmônicas individuais em porcentagem da tensão fundamental.	44
Tabela 11 – Efeitos adversos causados pelos harmônicos.	48
Tabela 12 – Nível de distorção admissível em transformadores.	52
Tabela 13 – Constantes utilizadas na estratégia de controle do conversor do filtro híbrido.	91
Tabela 14 – Parâmetros da simulação sem o filtro híbrido.	93
Tabela 15 – Especificações das cargas usadas no experimento.	114
Tabela 16 – Especificações da rede elétrica.	116
Tabela 17 – Especificações da malha passiva.	117
Tabela 18 – Especificações do Conversor - Filtro ativo.	117

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CC	Corrente Contínua
DHI	Distorção Harmônica Individual
DHT	Distorção Harmônica Total
DSOGI-FLL	Dual Second Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop
EUC	Electronic Control Unit
FLL	Frequency Locked Loop
FP	Fator de Potência
FPB	Filtro Passa Baixa
GTO	<i>Gate Turn-off Thyristor</i>
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LAPIS	Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência e Integração a Sistemas de Energia
MIT	Motor de Indução Trifásico
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema
PCC	Ponto de Conexão Comum
PI	Proporcional-Integral
PIB	Produto Interno Bruto
Plt	Severidade de Flutuação de Tensão de Longa Duração
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no sistema Elétrico Nacional
PSC	Positive Sequence Calculator
Pst	Severidade de Flutuação de Tensão de Curta Duração
PWM	Pulse Width Modulation
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SOGI-QSG	Second Order Generalized Integrator Quadrature Signal Generator
UFC	Universidade Federal do Ceará

UPQC	Unified Power Quality Conditioner
VTCD	Variações de Tensão de Curta Duração

LISTA DE SÍMBOLOS

A_1	Componente fundamental
A_n	Componente harmônica
P_{st}	Severidade de flutuação de tensão de curta Duração
P_{lt}	Severidade de Flutuação de Tensão de Longa Duração
FD	Fator de desequilíbrio de tensão
V_-	Tensão eficaz de sequência negativa
V_+	Tensão eficaz de sequência positiva
V_{ab}	Tensão eficaz de linha
V_{bc}	Tensão eficaz de linha
V_{ca}	Tensão eficaz de linha
FP	Fator de potência
P_{med}	Potência ativa média
S_{med}	Potência aparente média
V, v	Tensão
I, i	Corrente
T	Período da componente fundamental
θ_{V1}	Ângulo de fase da tensão na fundamental
θ_{I1}	Ângulo de fase da corrente na fundamental
$f(t)$	Série de Fourier
a_0	Componente contínua
a_n	Coefficiente cossenoidal de simetria par
b_n	Coefficiente senoidal de simetria impar
n	Número inteiro que representa a ordem do harmônico
t	Tempo
q	Número de pulsos do conversor
DHT_V	Distorção harmônica total da tensão

DHT_I	Distorção harmônica total da corrente
DHI_V	Distorção harmônica individual da tensão
DHI_I	Distorção harmônica individual da corrente
V_{ef}	Tensão eficaz
I_{ef}	Corrente eficaz
h	Ordem do harmônico
V_h	Tensão harmônica de ordem h
I_h	Corrente harmônica de ordem h
V_1	Tensão da fundamental
I_1	Corrente da fundamental
V_{PCC}	Tensão no Ponto de Conexão Comum
ΔV_Z	Queda de tensão na impedância Z
Z	Impedância

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	Identificação do Problema	21
1.2	Objetivos	23
1.2.1	<i>Objetivo Geral</i>	24
1.2.2	<i>Objetivos Específicos</i>	24
1.3	Contribuição do Trabalho	24
1.4	Estrutura da Dissertação	25
1.5	Lista de Trabalhos Aceitos ou Publicados	26
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	27
2.1	Qualidade da Energia Elétrica	27
2.1.1	<i>Flutuação de tensão</i>	29
2.1.2	<i>Variações de tensão de curta duração</i>	30
2.1.3	<i>Desequilíbrio de sistemas Trifásicos</i>	33
2.1.4	<i>Variação de frequência</i>	34
2.1.5	<i>Energia reativa</i>	36
2.1.6	<i>Distorções Harmônicas</i>	39
2.2	Efeitos dos Harmônicos em Sistemas de Energias	45
2.2.1	<i>Motores e geradores</i>	48
2.2.2	<i>Transformadores</i>	51
2.2.3	<i>Banco de capacitores</i>	53
2.3	Tecnologias para Compensação dos Harmônicos	54
2.3.1	<i>Filtros passivos</i>	55
2.3.2	<i>Filtros Ativos</i>	57
2.3.2.1	<i>Filtro ativo série</i>	58
2.3.2.2	<i>Filtro ativo paralelo</i>	59
2.3.3	<i>Unified Power Quality Conditioner (UPQC)</i>	60
2.3.4	<i>Filtros Híbridos</i>	61
3	TOPOLOGIA DE FILTRO HÍBRIDO PROPOSTO	68
3.1	Modelagem da malha passiva	69
3.2	Modelagem da malha ativa	70

3.2.1	<i>Análise da tensão e corrente na frequência fundamental ω_f</i>	72
3.2.2	<i>Análise da tensão e corrente nas frequências harmônicas simétricas ω_{h1}</i> .	75
3.2.3	<i>Análise da tensão e corrente nas frequências harmônicas assimétricas ω_{h2}</i>	78
4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO FILTRO ATIVO	81
4.1	Teoria pq	81
4.2	Detector de sequência positiva	86
4.3	Diagrama de blocos da estratégia de controle	88
5	RESULTADOS	92
5.1	Resultados de Simulação	92
5.1.1	<i>Cenário com carga não linear balanceada e carga linear balanceada</i> . . .	92
5.1.2	<i>Cenário com carga não linear balanceada e carga linear desbalanceada</i> .	108
5.2	Resultados Experimentais	114
5.2.1	<i>Cenário com carga não linear balanceada</i>	115
5.2.2	<i>Cenário com carga não linear desbalanceada</i>	120
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	123
6.1	Conclusões	123
6.2	Trabalhos Futuros	124
	REFERÊNCIAS	125
	APÊNDICES	131
	APÊNDICE A – COMPONENTES SIMÉTRICAS DE FORTESCUE PARA SISTEMAS TRIFÁSICOS	131
	ANEXOS	133
	ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES DOS RETIFICADORES USADOS COMO CARGA NÃO LINEAR	134

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo visa contextualizar o tema deste trabalho de mestrado. Primeiramente será identificada a importância dos filtros passivos, ativos e híbridos no sistema de distribuição a quatro fios, bem como as suas respectivas vantagens e desvantagens. Em seguida, os objetivos e as contribuições da dissertação serão expostas de forma clara. Posteriormente, será destacada a estrutura da dissertação e por último, serão listados os trabalhos publicados ou aceitos pelo discente durante a participação no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC).

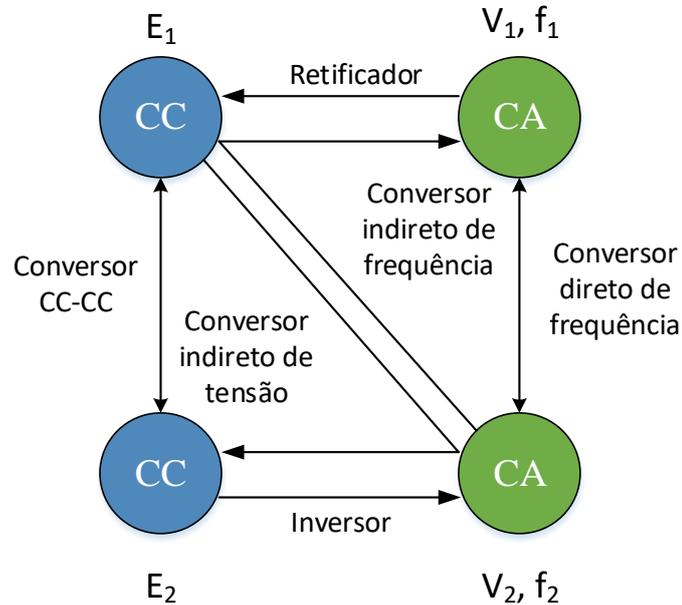
1.1 Identificação do Problema

Com o avanço da eletrônica de potência tem-se verificado o uso excessivo de cargas não lineares conectadas a rede elétrica (AKAGI *et al.*, 2017). Cargas não lineares são cargas que mesmo submetidas a uma tensão perfeitamente senoidal (sem distorções), elas demandam da rede correntes distorcidas. Essas correntes distorcidas são formadas pela componente fundamental (60 Hz no Brasil), juntamente com as componentes com frequência de oscilação múltipla inteira da componente fundamental, que são denominadas de harmônicos (FERREIRA *et al.*, 2018). Os conversores estáticos são exemplos de cargas não lineares e podem ser definidos como um sistema constituído por elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) e elementos ativos (semicondutores de potência), tais como *Diodos*, *Gate Turn-off Thyristor (GTO)*, *Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)* e *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET)* (HART, 2016). As principais funções dos conversores estáticos são mostradas na Figura 1.

O filtro passivo foi a primeira solução encontrada para amenizar os impactos causados pelos harmônicos na rede elétrica, devido ao seu baixo custo e requisitos mínimos de manutenção. No entanto, essa solução apresenta vários aspectos negativos encontrados em Lima *et al.* (2013) que deram a possibilidade para o surgimento dos filtros ativos. Segundo Akagi (2006), os filtros ativos, quando comparados a filtros passivos, são superiores em termos de desempenho de filtragem, são fisicamente menores e mais flexíveis para aplicações. No entanto, o mesmo apresenta um custo mais elevado devido ao seu alto nível de potência nominal (ASWAL; PAL, 2018).

Com intuito de reduzir o custo da filtragem ativa, foi desenvolvido o filtro híbrido que agrega as vantagens dos filtros passivos e ativos. A combinação entre o filtro passivo e ativo

Figura 1 – Principais funções dos conversores estáticos.



Fonte: Adaptado de Hart (2016).

reduz consideravelmente a potência nominal do conversor (malha ativa do filtro híbrido), sem interferir no seu desempenho de filtragem (GUPTA *et al.*, 2012).

No trabalho de Lamich *et al.* (2006), foi proposto uma topologia de filtro híbrido a três braços com o capacitor do barramento CC dividido, aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios, onde o condutor neutro foi conectado no ponto central do barramento de corrente contínua (CC) do conversor. A malha passiva desenvolvida foi de uma sintonia e a mesma foi projetada para mitigar o harmônico de maior intensidade. O restante dos harmônicos foram mitigados pela malha ativa. A desvantagem dessa topologia é que além da malha passiva ser projetada para mitigar um só harmônico, em caso de manutenção do conversor, a malha passiva torna-se inútil, isto porque a mesma não consegue operar sem a presença do conversor (filtro ativo).

De acordo com os aspectos negativos apresentados em Lamich *et al.* (2006), no trabalho de Lam e Wong (2006), foi proposto uma topologia de filtro híbrido a quatro braços aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios, onde a malha passiva também foi projetada para mitigar o harmônico de maior intensidade e o quarto braço do conversor (malha ativa) foi utilizado para sintetizar as correntes do neutro. É verificado no trabalho que com a presença do quarto braço, a performance de filtragem da corrente do neutro foi melhor quando comparado com a estrutura de três braços apresentado no (LAMICH *et al.*, 2006). Outra vantagem dessa topologia é que a malha passiva continua operando mesmo com a desconexão da malha ativa em

caso de manutenção do mesmo. No entanto, a malha passiva dessa topologia de filtro híbrido apresentou uma limitação que é de mitigar apenas um harmônico.

Diante deste cenário foi proposto em Encarnação *et al.* (2013) uma topologia de filtro híbrido de dupla sintonia a quatro braços, também aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios. Nessa topologia, a malha passiva apresentou um diferencial que foi de mitigar dois harmônicos em simultâneo. A malha passiva foi projetada para mitigar terceiro e o quinto harmônico, que foram os harmônicos com maiores amplitudes. Com isso, o conversor do filtro híbrido ficou responsável por mitigar os demais harmônicos (que possuem menores amplitudes), fazendo com que o mesmo sintetizasse uma corrente menor, diminuindo assim a potência nominal do conversor quando comparado com a filtragem ativa pura. A malha passiva foi projetada também para compensar a potência reativa da carga, aumentando o fator de potência até 0,92 que é o limite mínimo permitido pela concessionária de energia elétrica local (ANEEL, 2012).

Dentre as topologias estudadas, a topologia proposta em Encarnação *et al.* (2013) foi a que apresentou mais vantagens, pois além de ser de dupla sintonia (nenhuma das outras topologias estudadas apresentaram essa característica), a mesma apresentou uma boa performance na filtragem da corrente do neutro e a sua malha passiva pode operar mesmo com a desconexão da malha ativa, vantagem essa que a topologia Lamich *et al.* (2006) não apresentou. No entanto, essa topologia por ser de 4 braços (8 semicondutores de potência), ela apresentou um custo material adicional, maiores perdas por comutação e uma estratégia de controle mais complexa em relação a demais estruturas apresentadas.

Nesse sentido, com o intuito de reduzir o custo, a perda por comutação e a complexidade da estratégia de controle da topologia Encarnação *et al.* (2013), o presente trabalho visa contribuir com a literatura através da proposta de uma topologia de filtro híbrido de dupla sintonia a três braços (6 semicondutores de potência) aplicados a sistemas trifásicos a quatro fios, onde o condutor neutro é conectado no ponto médio do capacitor dividido do barramento CC.

1.2 Objetivos

Neste tópico será apresentado o objetivo geral e os objetivos específicos, a fim de orientar os rumos deste trabalho.

1.2.1 *Objetivo Geral*

Propor uma topologia de filtro híbrido de dupla sintonia com conversor a três braços para aplicação em sistemas trifásicos a quatro condutores, ou seja, sistemas trifásicos com a presença do condutor neutro.

1.2.2 *Objetivos Específicos*

- Compensar as correntes harmônicas presentes no sistema;
- Reduzir a corrente no condutor neutro;
- Compensar a potência reativa indutiva do sistema;
- Corrigir o fator de potência do sistema;
- Reduzir as perdas por comutação;
- Reduzir a taxa de distorção harmônica total da corrente da rede;
- Reduzir a taxa de distorção harmônica total da tensão no ponto de acoplamento comum;
- Controlar a tensão no barramento CC do conversor.

1.3 **Contribuição do Trabalho**

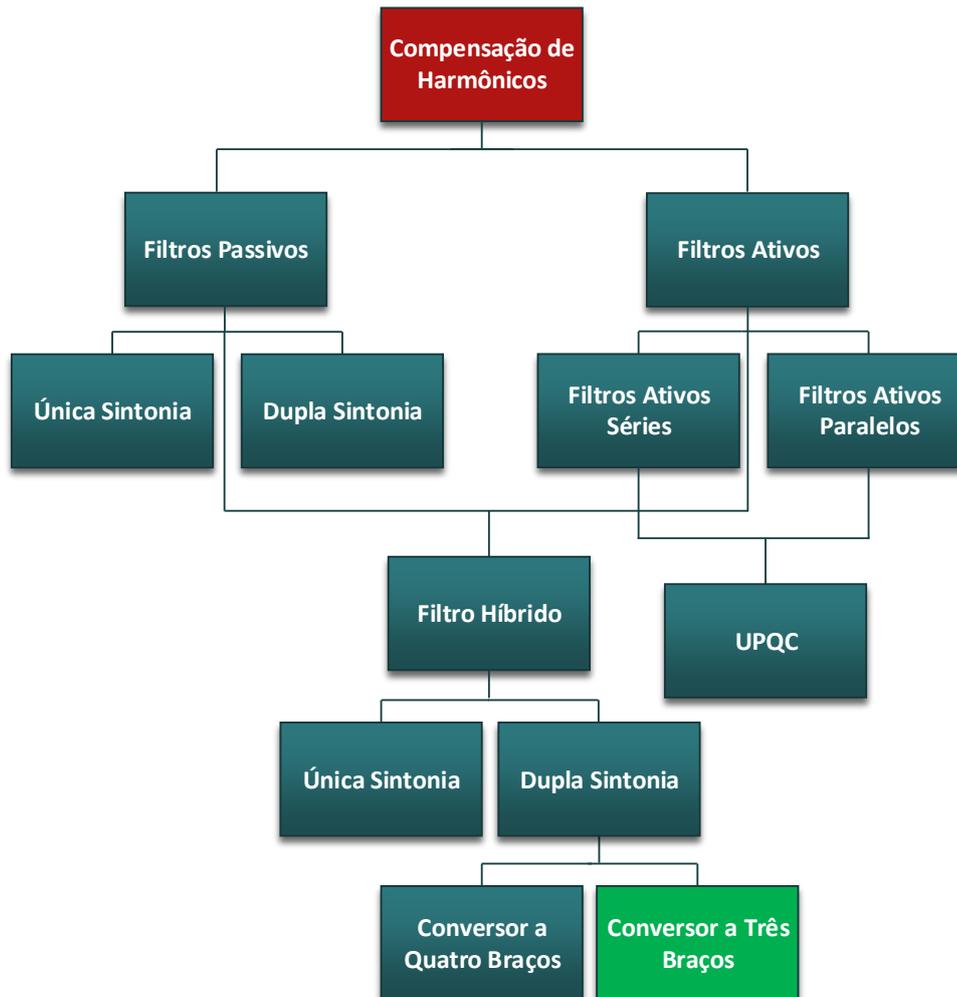
Esta dissertação tem como base a topologia de filtro híbrido proposta por (ENCARNAÇÃO *et al.*, 2013). De acordo com Akagi *et al.* (2017), o sistema de distribuição de energia elétrica geralmente é composto por quatro condutores (três fases e um neutro) denominados comumente de sistema trifásico a quatro fios. A presença de cargas não lineares conectadas ao sistema de distribuição, faz com que a corrente da rede torna-se distorcida. Essa distorção da corrente da rede acaba por permitir a circulação de uma corrente distorcida no condutor neutro.

Diante deste cenário, Encarnação *et al.* (2013) propuseram uma topologia de filtro híbrido de dupla sintonia com conversor a quatro braços (oito semicondutores de potência), capaz de compensar as distorções presentes nas correntes das fases a , b e c e reduzir também a corrente distorcida que circula pelo condutor neutro. No entanto, essa solução por possuir oito semicondutores de potência, ela apresenta maiores perdas por comutação das chaves, uma estratégia de controle mais complexa e um custo material adicional.

Visando melhorar os aspectos negativos apresentados no trabalho de Encarnação *et al.* (2013), esse trabalho propõe uma topologia de filtro híbrido de dupla sintonia com conversor a três braços (seis semicondutores de potência). Diferente da estrutura de Encarnação *et al.*

(2013), que possui um braço para sintetizar a corrente do neutro, a topologia proposta possui apenas três braços, onde condutor neutro do sistema de distribuição de energia é colocado no ponto médio do capacitor dividido do barramento CC do conversor. A Figura 2 resume o trajeto percorrido dentre os mais variados tipos de filtros até chegar ao escopo do trabalho.

Figura 2 – Localização do escopo do trabalho dentro do tema compensação de harmônicos.



Fonte: o próprio autor.

1.4 Estrutura da Dissertação

O primeiro capítulo está organizado de forma a apresentar uma introdução geral, através da contextualização da problemática envolvida no tema do trabalho. Em seguida é apresentada a motivação da realização do trabalho, bem como os objetivos traçados para serem executados nessa dissertação.

No capítulo 2 é realizado todo o embasamento teórico necessário para a pesquisa.

Intenciona-se também conduzir o leitor até o projeto proposto, embasando-o e preenchendo possíveis lacunas sobre os temas que orbitam o trabalho. Expõe-se a parte técnica de alguns pontos como: qualidade de energia e os distúrbios envolvidos; os equipamentos tradicionalmente utilizados para a melhora da qualidade de energia como filtros passivos, ativos e híbridos.

No capítulo 3 é apresentado a topologia de filtro híbrido proposto, bem como a sua modelagem. É feita a análise de tensão e corrente do conversor do filtro híbrido na frequência fundamental, nas frequências harmônicas simétricas e assimétricas.

No capítulo 4 é apresentada a estratégia de controle do conversor baseado na teoria de potências ativas e reativas instantânea, conhecida como teoria pq . É apresentada também, a importância do uso de detector de sequência positiva quando se deseja compensar as correntes harmônicas geradas por cargas não lineares.

O quinto capítulo revela os resultados provenientes de simulação realizada na plataforma PSCAD/EMTDC e os resultados experimentais foram obtidos via dSPACE 1103, com o auxílio do ControlDesk.

De posse dos resultados obtidos, o capítulo 6 traz conclusões importantes sobre esse trabalho, refletindo principalmente se os objetivos tratados inicialmente foram plenamente satisfeitos. Também é apresentada as recomendações para trabalhos futuros baseados nos resultados deste estudo e que podem complementar esta pesquisa.

1.5 Lista de Trabalhos Aceitos ou Publicados

A colaboração do discente como aluno de mestrado e demais membros do PPGEE resultou nos seguintes trabalhos publicados:

SANTOS, E. M. B. E.; LIMA, F. K. A.; MORAIS, E. E. C.; FONSECA, J. M. L.; BARRETO, D. A. J.; BRANCO, C. G. C. Filtro Híbrido de Dupla Sintonia com Conversor a Três Braços Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios. **Seminar on Power Eletronics and Control (SEPOC)**, 2019.

BARRETO, D. A. J.; LIMA, F. K. A.; MORAIS, E. E. C.; FONSECA, J. M. L.; SANTOS, E. M. B. E.; BRANCO, C. G. C. Active Filter for Harmonic Compensation Applied to Grid-connected Photovoltaic System. **International Conference on Industrial Technology (ICIT)**, 2019.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo será apresentado todo o embasamento teórico necessário para a pesquisa, embasando e preenchendo as possíveis lacunas do leitor sobre os temas que orbitam o trabalho. Expõe-se a parte técnica de alguns pontos como: qualidade de energia e os principais distúrbios responsáveis pela sua degradação. Dentre os principais distúrbios da qualidade de energia que serão apresentados, os harmônicos terão maiores foco, pois estão diretamente relacionados com esta dissertação.

2.1 Qualidade da Energia Elétrica

No segmento de eletricidade, um assunto que vem gradativamente ganhando muito destaque é o conceito de Qualidade da Energia Elétrica (QEE), principalmente pelo fato de que a sua ausência pode provocar desligamentos ou mau funcionamento de equipamentos elétricos, o que pode ocasionar perdas financeiras para as empresas, desconforto para os usuários e o comprometimento da segurança das pessoas (DECKMANN; POMILIO, 2017).

O conceito de QEE está relacionado a um conjunto de alterações que podem ocorrer no sistema elétrico. A qualidade da energia elétrica tem várias definições para descrever o mesmo conjunto de fenômenos que afetam a amplitude e a forma de onda da tensão e corrente. Uma definição é a frequência e severidade dos desvios na amplitude e forma de onda da tensão e da corrente. Outra definição diz que é qualquer problema na tensão, na corrente ou desvio na frequência que resulte em falha ou prejudique a operação dos equipamentos (BOLLEN, 2000).

De acordo com Saini e Kapoor (2012), um sistema elétrico com excelente qualidade da energia elétrica é caracterizado pelo fornecimento de energia em tensão com forma de onda senoidal pura, sem alterações em amplitude e frequência, como se emanasse de uma fonte de potência infinita.

A importância da qualidade de energia está diretamente relacionada com a questão econômica, sendo esta fundamental para a indústria se manter competitiva e garantir seu desempenho (GAO, 2017). Em Dugan *et al.* (1996), um estudo mostra que a indústria manufatureira americana tem prejuízo de 10 bilhões de dólares devido a interrupções de processos decorrentes de falhas no fornecimento. Outro estudo feito na Europa mostra que os distúrbios na rede elétrica podem representar 1,5% do Produto Interno Bruto (PIB) de um país (MCGRANAGHAN; ROETTGER, 2002).

Diante do exposto, fica evidente a importância de uma análise e diagnóstico da qualidade da energia elétrica, no intuito de determinar as causas e as consequências dos distúrbios elétricos no sistema, além de apresentar medidas técnicas e economicamente viáveis para solucionar o problema. Para a avaliação da qualidade do fornecimento de energia elétrica existem diversos aspectos, como, por exemplo, continuidade do fornecimento, nível de tensão, oscilações de tensão, desequilíbrios, distorções harmônicas de tensão e interferência em sistemas de comunicações (SHARMA *et al.*, 2018). A Tabela 1 resume alguns tipos de distúrbios, suas causas e seus respectivos efeitos.

Tabela 1 – Causas e efeitos provocados por vários distúrbios da rede elétrica.

Distúrbios	Causas	Efeitos
Flutuação da tensão	Cargas variáveis, oscilação de potência.	Cintilação luminosa, modulação do torque.
Variação de tensão de curta duração	Curto circuito	Perda de potência, falha de operação.
Desequilíbrio de tensão	Cargas desiguais, curto circuito entre as fases.	Sobretensão, sobrecorrente, vibração em máquinas.
Variação de frequência	Desbalanço de potência gerada.	Falha de operação.
Energia reativa	Cargas com características indutiva.	Redução do fator de potência.
Harmônicos	Cargas não lineares.	Aumento de perdas, aquecimento em motores e transformadores.

Fonte: Adaptada de Deckmann e Pomilio (2017).

Através dos seus Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no sistema Elétrico Nacional (PRODIST), no módulo 8, onde se refere à qualidade de energia elétrica, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) estabelece normas, parâmetros e procedimentos visando a manutenção da qualidade do produto energia elétrica bem como dos serviços envolvidos no seu fornecimento.

Para tanto, esse módulo estabelece a metodologia para apuração dos indicadores de continuidade e dos tempos de atendimento a ocorrências emergenciais, definindo padrões e responsabilidades. É recomendável que esses procedimentos sejam observados por consumidores, produtores, distribuidores, agentes importadores e exportadores de energia elétrica.

Em seguida, serão apresentadas algumas definições clássicas dos distúrbios da rede elétrica mais frequentes.

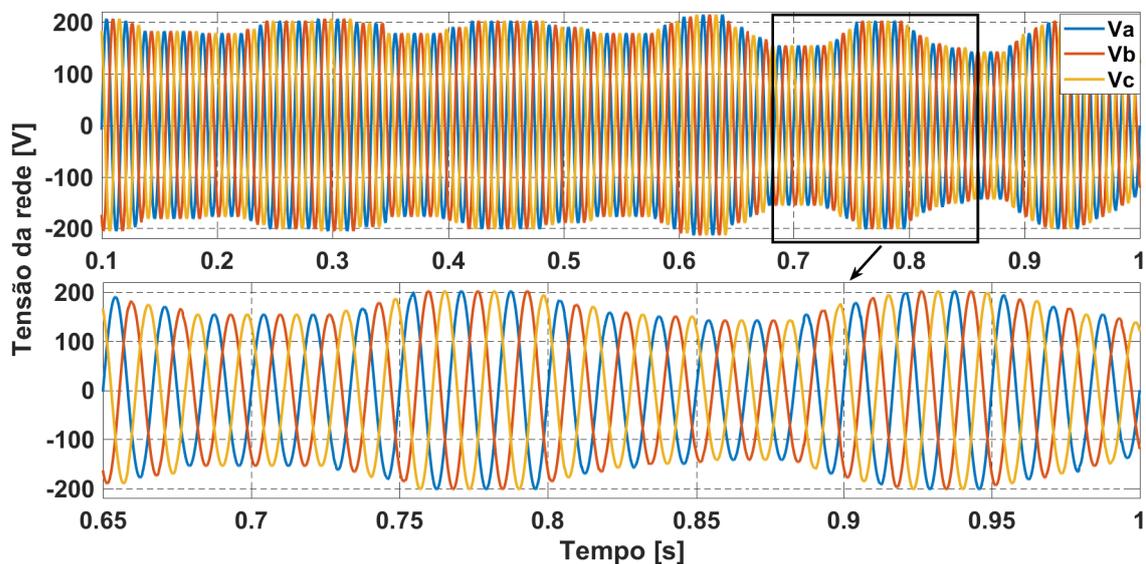
2.1.1 Flutuação de tensão

A flutuação de tensão é um fenômeno caracterizado pela variação aleatória, repetitiva ou esporádica do valor eficaz ou de pico da tensão instantânea (PRODIST, 2012). Estas variações, são em geral provocadas pelas alterações rápidas nas potências ativas e reativas das cargas elétricas, como em fornos a arco, máquinas de solda e motores (MORAES *et al.*, 2008). A geração eólica causa flutuação de tensão, uma vez que a potência eólica depende da velocidade do vento, que varia ao longo do dia (GERDES; SANTJER, 1995).

De acordo com Sun *et al.* (2005), a cintilação luminosa (*flicker*) representa o principal fenômeno associado às flutuações de tensão nas redes elétricas, o qual está associado à sensibilidade do olho humano para percepção das variações luminosas de baixa frequência.

Dos itens de avaliação da qualidade da tensão, o efeito *flicker* apresenta maior importância, uma vez que pesquisas mostram que seus principais efeitos se manifestam sobre as pessoas na forma de incômodo visual, irritação, perda de concentração e, nos casos extremos, sob a forma de problemas neurológicos (SAAD-SAOUD; JENKINS, 1999). A Figura 3 apresenta um exemplo de flutuação de tensão.

Figura 3 – Flutuação de tensão.



Fonte: o próprio autor.

O PRODIST no seu módulo 8, apresenta às formulações de cálculo da sensação de cintilação luminosa. A expressão para o cálculo da Severidade de Flutuação de Tensão de Curta

Duração (Pst) é:

$$P_{st} = \sqrt{0,0314P_{0,1} + 0,0525P_1 + 0,0657P_3 + 0,28P_{10} + 0,08P_{50}} \quad (2.1)$$

em que:

- P_i ($i = 0,1; 1; 3; 10; 50$) corresponde ao nível de flutuação de tensão que foi ultrapassado durante i % do tempo, obtido a partir da função de distribuição acumulada complementar, de acordo com o procedimento estabelecido nas Normas International Electrotechnical Commission (IEC) : IEC 61000-4-15. Flickermeter – Functional and Design Specifications.

Complementarmente, a Severidade de Flutuação de Tensão de Longa Duração (Plt) corresponde a um valor representativo de doze amostras consecutivas de Pst, como estabelecido pela expressão a seguir:

$$P_{lt} = \sqrt[3]{\frac{1}{12} \sum_{i=1}^{12} (P_{st_i})^3} \quad (2.2)$$

A Plt representa a severidade dos níveis de cintilação luminosa associados à flutuação de tensão verificada num período contínuo de 10 (dez) minutos. Da mesma forma, a Plt representa a severidade dos níveis de cintilação luminosa associados à flutuação de tensão verificada num período contínuo de 2 (duas) horas.

A Tabela 2 fornece os limites a serem utilizados para a avaliação do desempenho do sistema de distribuição quanto às flutuações de tensão.

Tabela 2 – Limites para flutuação de tensão.

Indicador	Tensão nominal		
	$V_n \leq 1,0kV$	$1,0 kV < V_n < 69 kV$	$69 kV < V_n < 230 kV$
Pst95%	1,0 pu	1,5 pu	2,0 pu

Pst95% - Valor do indicador Pst que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas.

Fonte: PRODIST (2012).

2.1.2 Variações de tensão de curta duração

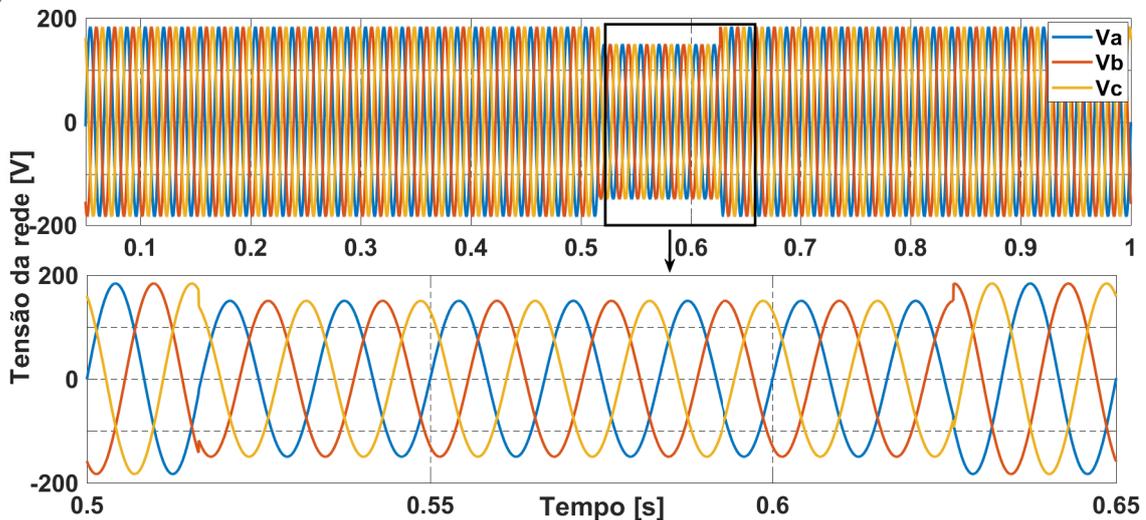
Segundo IEEE Std. 1159 (2009), Variações de Tensão de Curta Duração (VTCD) são desvios significativos na amplitude do valor eficaz da tensão durante um intervalo de tempo inferior a um minuto. As VTCDs são provocadas principalmente pela ocorrência de curtos circuitos na rede elétrica. As elevadas correntes demandadas pelas faltas provocam grandes variações de tensão na rede, cuja percepção do consumidor dependerá da posição desse em relação à falta (BOLLEN; GU, 2006).

A amplitude da VTCD é definida pelo valor extremo do valor eficaz da tensão em relação à tensão nominal do sistema no ponto considerado, enquanto perdurar o evento. A duração da VTCD é definida pelo intervalo de tempo decorrido entre o instante em que o valor eficaz da tensão em relação à tensão nominal do sistema no ponto considerado ultrapassa determinado limite e o instante em que essa variável volta a cruzar esse limite (GAOUDA *et al.*, 2000).

As variações de tensão de curta duração são classificadas de acordo com as suas magnitude como afundamento (sag), elevação (swell) e interrupção (interruption), e quanto a sua duração, são classificadas como instantânea, momentânea e temporária.

De acordo com Bollen (2000), afundamentos de tensão consistem em eventos em que ocorrem uma redução em qualquer ou em todas as fases da tensão do sistema para valores entre 0,1 pu e 0,9 pu do valor eficaz da tensão com durações de 0,5 ciclo a 1 min. Os afundamentos podem ser causados por faltas no sistema da concessionária ou partida de grandes motores. Eles prejudicam o funcionamento de equipamentos sensíveis como controladores programáveis e conversores de frequência que acionam motores de indução. A Figura 4 mostra o comportamento de um afundamento de tensão em um sistema de distribuição.

Figura 4 – Afundamento de tensão.

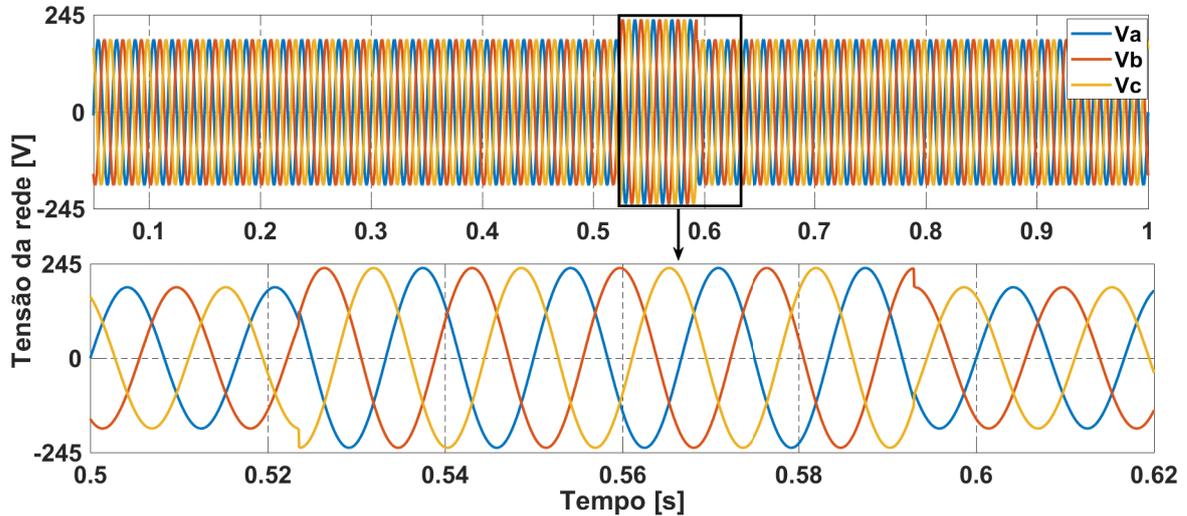


Fonte: o próprio autor.

A elevação de tensão ocorre quando o valor de tensão é 10% maior que o valor nominal máximo de tensão que é utilizado como referência. O evento começa quando pelo menos uma fase apresenta o valor RMS maior que 110% do valor nominal de tensão e termina quando a última fase passar pelo valor (DJOKIC *et al.*, 2005). As elevações de tensão são causadas por

faltas monofásicas (curto-circuito fase-terra) no sistema elétrico da concessionária. A Figura 5 apresenta o comportamento de uma elevação de tensão em um sistema de distribuição.

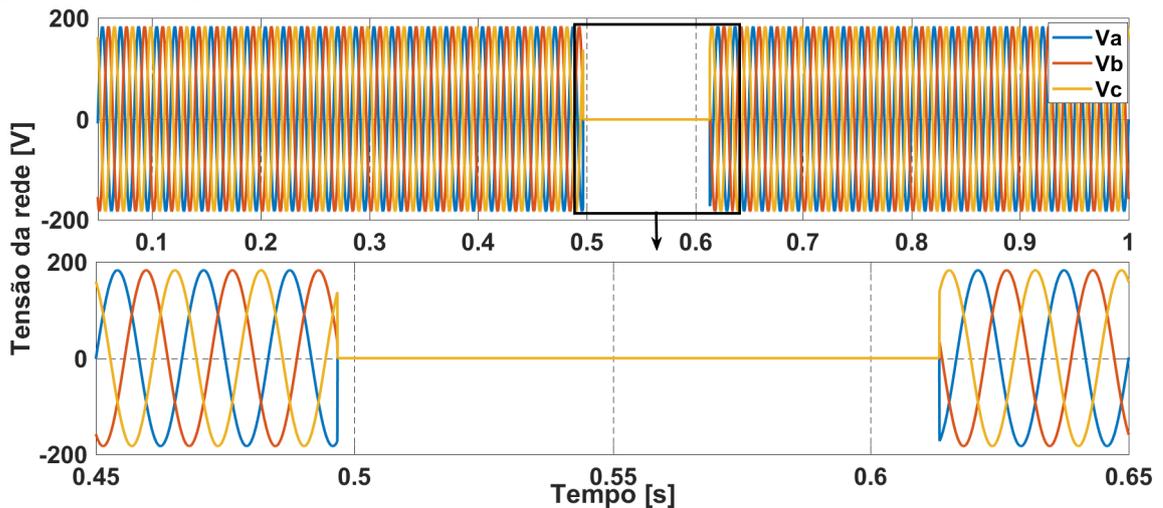
Figura 5 – Elevação de tensão.



Fonte: o próprio autor.

As interrupções de energia são eventos de tensão zero ou menor que 0,1 pu e podem ser causadas pelo clima, mau funcionamento de equipamento, operação de religamento ou interrupção no sistema de transmissão (DAVIS *et al.*, 1996). A Figura 6 apresenta o comportamento de uma interrupção de tensão em um sistema de distribuição.

Figura 6 – Interrupção de tensão



Fonte: o próprio autor.

A Tabela 3 apresenta a classificação das VTCD. Lembrando que a Tabela 3 é apenas uma simplificação da tabela encontrada em (IEEE Std. 1159, 2009).

Tabela 3 – Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração.

Classificação	Denominação	Duração	Magnitude da Tensão
Instantânea	Afundamento	0,5 - 30 ciclos	0,1 - 0,9 pu
	Elevação	0,5 - 30 ciclos	1,1 - 1,8 pu
Momentânea	Interrupção	0,5 ciclos - 3 s	<0,1 pu
	Afundamento	30 ciclos - 3 s	0,1 - 0,9 pu
	Elevação	30 ciclos - 3 s	1,1 - 1,4 pu
Temporária	Interrupção	3 s - 1 min	<0,1 pu
	Afundamento	3 s - 1 min	0,1 - 0,9 pu
	Elevação	3 s - 1 min	1,1 - 1,2 pu

Fonte: Adaptada de (IEEE Std. 1159, 2009).

2.1.3 Desequilíbrio de sistemas Trifásicos

O conceito de desequilíbrio de tensão em um sistema elétrico é uma condição na qual as três fases apresentam diferentes valores de tensão em módulo ou defasagem angular entre fases diferente de 120° elétricos ou, ainda, as duas condições (PAULILO, 2013). As origens destes desequilíbrios geralmente são nos sistemas de distribuição, os quais possuem cargas monofásicas distribuídas inadequadamente, fazendo surgir no circuito tensões de sequência negativa (SANKARAN, 2001).

De acordo com Bollen e Gu (2006), tensões desequilibradas provocam consequências danosas no funcionamento de alguns equipamentos elétricos, comprometendo, na maioria dos casos, o seu desempenho e a sua vida útil. Entretanto, por mais paradoxal que possa parecer, as cargas elétricas se constituem na principal fonte de desequilíbrio. Os desequilíbrios terão, portanto, reflexos imediatos nos custos operacionais dos equipamentos e sistemas elétricos podendo ocasionar grandes prejuízos financeiros relacionados com o aumento das perdas, interrupções de processos e queima de equipamentos (BAGGINI, 2008).

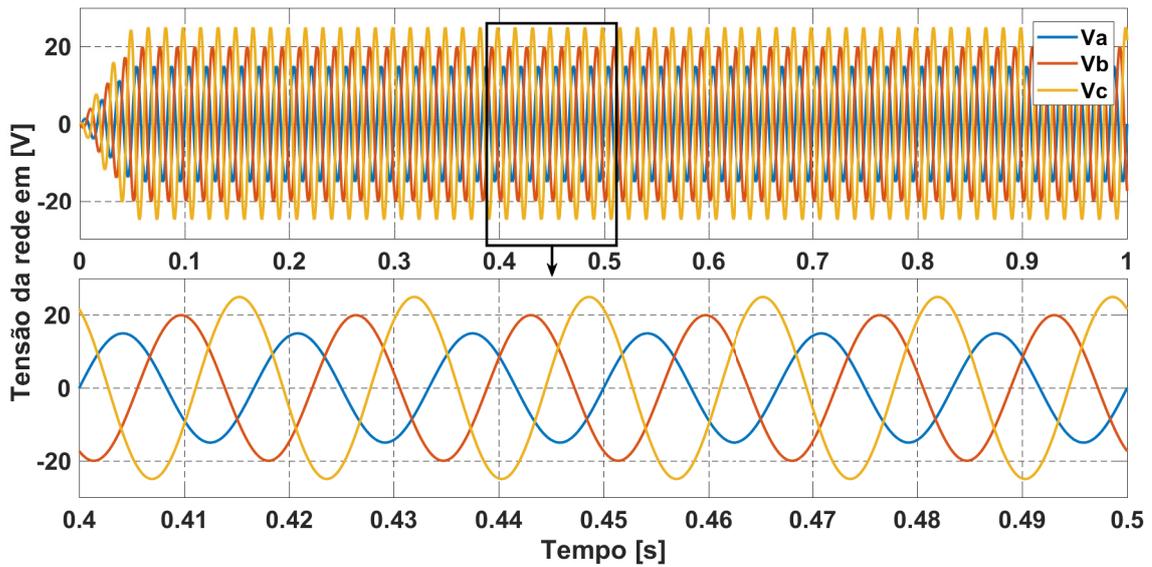
A Figura 7 apresenta o comportamento de um desequilíbrio de tensão em um sistema de distribuição. Para o cálculo do desequilíbrio de tensão, a ANEEL nos seus procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional (módulo 8), ela utiliza a seguinte expressão:

$$FD\% = \frac{V_-}{V_+} 100 \quad (2.3)$$

em que:

- FD é o fator de desequilíbrio de tensão;
- V_- é a magnitude da tensão eficaz de sequência negativa;
- V_+ é a magnitude da tensão eficaz de sequência positiva.

Figura 7 – Desequilíbrio trifásico.



Fonte – o próprio autor

Alternativamente, pode-se utilizar a expressão a seguir, que conduz a resultados em consonância com a formulação anterior:

$$FD\% = 100 \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6\beta}}{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}} \quad (2.4)$$

sendo:

$$\beta = \frac{V_{ab}^4 + V_{bc}^4 + V_{ca}^4}{(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)^2} \quad (2.5)$$

Os limites para o indicador de desequilíbrio de tensão estão apresentados na Tabela 4 a seguir:

Tabela 4 – Limites para o desequilíbrios de tensão.

Indicador	Tensão nominal	
	$V_n \leq 1,0kV$	$1 kV < V_n < 230 kV$
FD95%	3,0%	2,0%

Fonte: Adaptado de PRODIST (2012).

2.1.4 Variação de frequência

Variações na frequência de um sistema elétrico são definidas como sendo desvios no valor da frequência fundamental deste sistema (IEEE Std. 1159, 2009). De acordo com o Bevrani (2014), a frequência do sistema de potência está diretamente associada à velocidade de rotação dos geradores que suprem o sistema. Pequenas variações de frequência podem ser observadas

como resultado do balanço dinâmico entre carga e geração no caso de alguma alteração (variações na faixa de $60 \pm 0,5\text{Hz}$). A amplitude da variação e sua duração dependem das características da carga e da resposta do regulador de velocidade da geração (TEODORESCU *et al.*, 2011).

A frequência é um importante parâmetro para se avaliar as características de operação de um sistema elétrico. A frequência é a mesma em todo o sistema elétrico interligado, uma vez que está vinculada com a velocidade de rotação dos geradores síncronos. Para que ela se mantenha constante é necessário haver um controle centralizado cuidando do equilíbrio entre geração e consumo de energia. A manutenção do valor da frequência entre os limites permitidos pelo órgão regulamentador exige a existência de um Operador Nacional do Sistema (ONS) para controlar o despacho de carga (ANEEL, 2012).

Desequilíbrios temporários entre a geração e a demanda acarretam variações da velocidade das turbinas e dos geradores que, por princípio, precisam operar em sincronismo. Por essa razão os desvios de frequência são utilizados como indicador de erro de geração, para verificar se a potência gerada atende ou não a carga a cada instante. Redução da frequência em relação à síncrona acusa geração insuficiente e aumento da frequência, indica excesso de geração (SINGH *et al.*, 2010).

A Tabela 5 fornece os limites a serem utilizados para a avaliação do desempenho do sistema de distribuição quanto às variações de frequência.

Tabela 5 – Limites para variação de frequência.

Cenários	Descrição
Condições normais de operação no sistema	Operar dentro dos limites de frequência situados entre 59,9 Hz e 60,1 Hz.
Ocorrência de distúrbios no sistema	As instalações de geração devem garantir que a frequência retorne, no intervalo de tempo de 30 (trinta) segundos após a transgressão, para a faixa de 59,5 Hz a 60,5 Hz, para permitir a recuperação do equilíbrio carga-geração.

Fonte: Adaptado da ANEEL (2012).

A variação de frequência fora dos limites especificados, é causada por falha na regulação de gerador, desconexão de grandes blocos de carga e desconexão de uma fonte geradora de grande porte. Como consequências dessa variação temos:

- Perda da vida útil dos geradores, sub frequência aumenta a fadiga dos equipamentos;
- Capacitores conectados à rede fornecem menos reativos;
- Os reatores absorvem mais corrente;

- A carga reativa do sistema aumenta devido a corrente de excitação.

2.1.5 Energia reativa

A energia elétrica necessária para o funcionamento de equipamentos como motores, transformadores e fornos é formada por duas componentes: a componente ativa (energia ativa) e componente reativa (energia reativa). A energia ativa, medida em kWh, é a energia que realmente executa trabalho, ou seja, no caso dos motores é a energia responsável pelo movimento de rotação. A energia reativa, medida em kvarh, é a componente da energia elétrica que não realiza trabalho, mas é consumida pelos equipamentos com a finalidade de formar os campos eletromagnéticos necessários para o funcionamento (TAYLOR *et al.*, 2002).

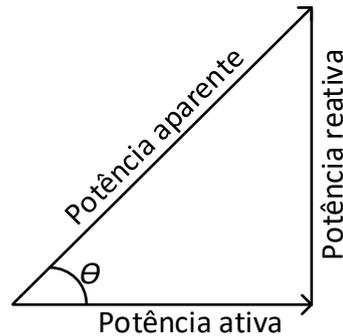
Apesar da energia reativa ser consumida pelos equipamentos para formarem o campo eletromagnético, ela é trocada entre a rede e a unidade consumidora, gerando uma corrente reativa indutiva indesejada, limitando a capacidade de energia ativa máxima que a rede pode ofertar para as unidades consumidoras, além de poder provocar sobrecargas nos condutores. Portanto, fica evidente o quão nocivo é a energia reativa para o sistema elétrico de potência, apesar de ela ser importante para o correto funcionamento de motores e transformadores.

O conceito de energia reativa leva ao surgimento de outro conceito bastante utilizado: fator de potência de deslocamento (IEEE Std. 519, 2014). Segundo Kassick (2008) o Fator de Potência (FP) em um ponto da rede elétrica em análise é a razão entre a potência média (potência ativa perdida para o meio externo para realização de trabalho) dado em watt [W] e a potência aparente ou total (resultado do produto dos valores eficazes de corrente e tensão) dado em volt-ampere [VA] como mostra a Equação (2.6). As cargas com características indutivas, demandam correntes defasadas da tensão que as suprem. Esse defasamento reflete diretamente no cálculo do FP. A Figura 8 mostra o triângulo das potências, onde percebe-se que a potência aparente é o resultado da soma vetorial das potência ativa e reativa indutiva (Q_I). O FP também é definido como cosseno da diferença entre os ângulos da tensão e corrente como mostra a Equação (2.7).

$$FP = \frac{P_{med}}{S_{med}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t)dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t)dt}} \quad (2.6)$$

$$FP = \cos(\theta_{V1} - \theta_{I1}) \quad (2.7)$$

Figura 8 – Triângulo das potências.



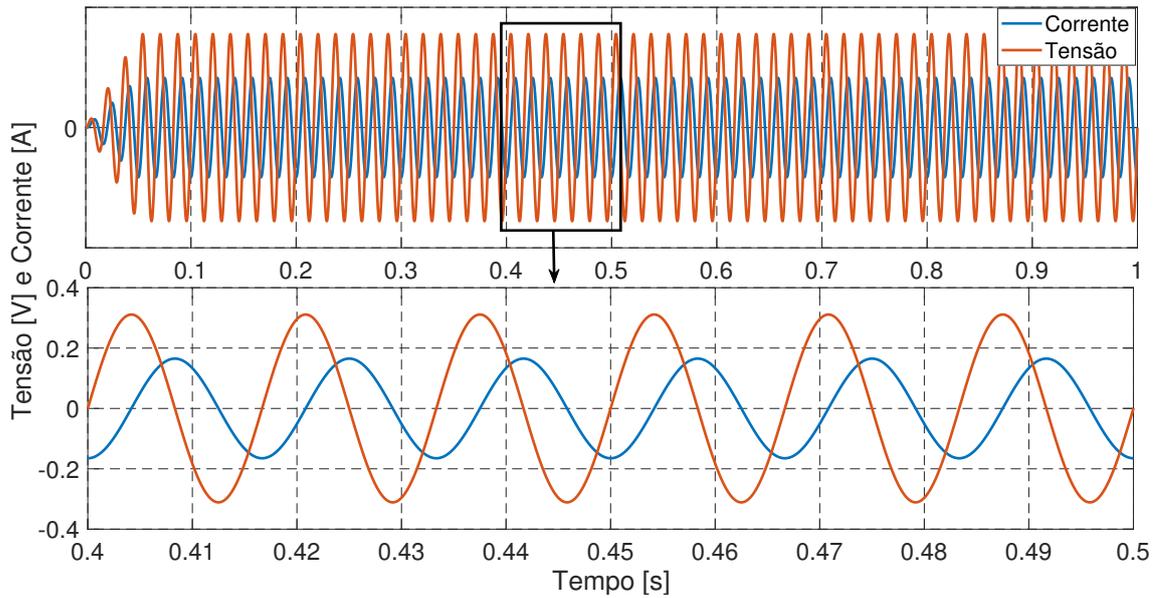
Fonte: o próprio autor.

A ANEEL estabelece que a concessionária de energia possa cobrar excedentes reativos da unidade consumidora, caso o fator de potência torne-se inferior a 0,92. Além da cobrança pelo excedente reativo diretamente na conta de energia elétrica de consumidores, de uma forma geral, podem-se relacionar alguns aspectos do impacto econômico relacionado com a energia reativa no sistema:

- Impacto nos valores de tensões;
- Redução da vida útil de materiais;
- Perdas no equipamentos e condutores;
- Ocupação indevida da capacidade de transformadores;
- Necessidade de considerar um sobredimensionamento dos condutores, o que refletirá em um aumento direto nos custos das instalações etc.

A Figura 9 demonstra o defasamento entra a tensão e corrente provocada por uma carga com característica indutiva.

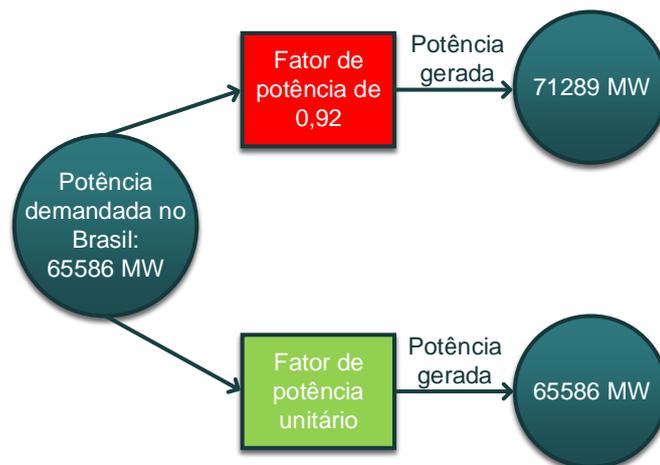
Figura 9 – Defasamento entre tensão e corrente.



Fonte: o próprio autor.

Uma das soluções mais comum na indústria para a compensação do defasamento apresentada na Figura 9, é a instalação de banco de capacitores perto das cargas indutivas (HANSON *et al.*, 2002). A Figura 10 apresenta o impacto causado pelo baixo fator de potência no sistema elétrico. Observa-se na Figura 10, que para atender uma determinada demanda com o fator de potência abaixo de 1, é necessário produzir mais do que essa determinada demanda.

Figura 10 – Impacto do fator de potência na operação do sistema elétrico.



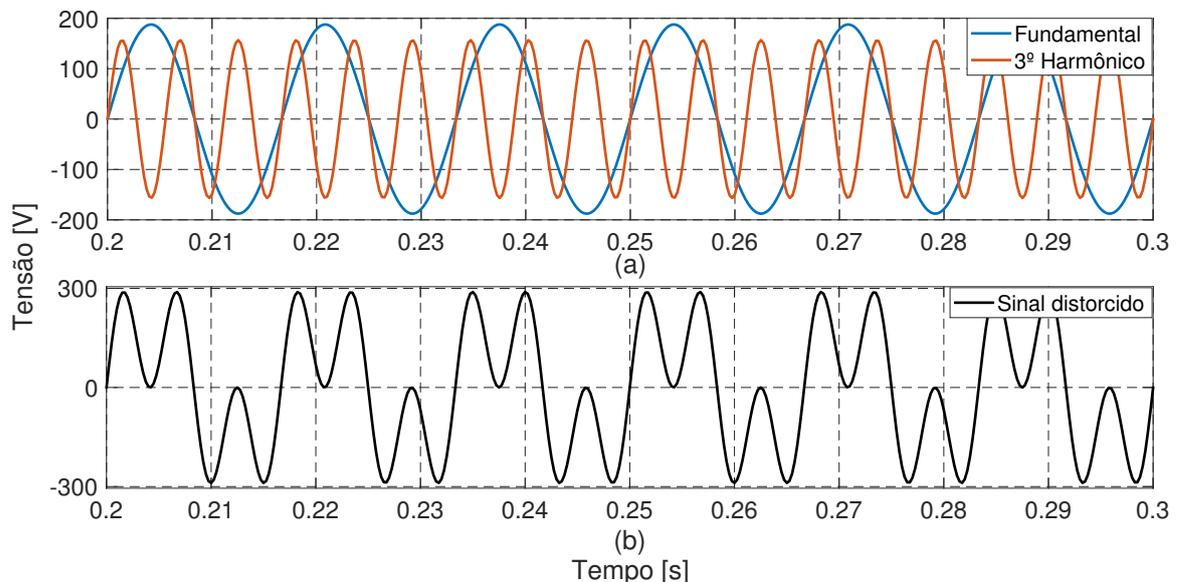
Fonte: Adaptado de ANEEL (2005).

2.1.6 Distorções Harmônicas

Atualmente o sistema elétrico vem experimentando um aumento da sua capacidade de geração, transmissão e distribuição. Aliado à isso, vem ocorrendo uma ampliação do número de cargas não lineares, em todos os níveis de fornecimento. A utilização dessas cargas constitui-se numa das maiores preocupações tanto das concessionárias quanto dos consumidores, como também é motivo de constantes problemas para o sistema elétrico como um todo e seus usuários (GARCIA; NAVES, 2008).

De acordo com Kassick (2008), uma carga é não linear quando a mesma drena uma corrente não senoidal da rede elétrica ao qual se encontra conectado, estando à rede com um nível de tensão senoidal. Essa característica das cargas não lineares leva à definição de fator de distorção. Segundo a IEEE Std. 519 (2014) o fator de distorção é a raiz quadrada do somatório dos quadrados de todas as componentes harmônicas pela fundamental, expresso em porcentagem. Harmônicas são formas de ondas senoidais ou cossenoidais que possuem uma frequência de oscilação que é múltipla inteira de um sinal fundamental ou de referência (PIRES, 2010). Em outras palavras, os harmônicos são formados pela soma de duas ou mais senoides com frequências de oscilações diferentes como mostra a Figura 11.

Figura 11 – Sinal distorcido com a componente fundamental e 3º harmônica.



Fonte: o próprio autor.

Através da série de Fourier é possível descrever matematicamente qualquer sinal elétrico distorcido, seja ele tensão ou corrente, como a composição de harmônicos (senoides e

cossenoides) e um valor constante (KOLMOGOROFF, 1923). As Equações (2.8), (2.9), (2.10) e (2.11) representam respectivamente a série de Fourier, a componente contínua, o coeficiente cossenoidal de simetria par e o coeficiente senoidal de simetria ímpar:

$$f(t) = f(t + k \cdot T) = a_0 + \sum_{n=1} \left[a_n \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) + b_n \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) \right] \quad (2.8)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.9)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) dt \quad (2.10)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) dt \quad (2.11)$$

onde:

- T é o período da componente fundamental;
- n é um número inteiro Z_+ que representa a ordem do harmônico;
- t é a variável tempo.

Além dos conversores estáticos, existem outras cargas não lineares como por exemplo, drives de velocidade ajustável, fornos a arco, fornos de indução, lâmpadas fluorescentes, dimmers e computadores presentes em instalações residenciais, indústrias e comerciais (FUCHS; MASOUM, 2011). Os consumidores finais como as indústrias, são os que mais sofrem com os problemas causados pelos os harmônicos, embora sejam eles, os maiores responsáveis pelo aumento do conteúdo harmônico no sistema elétrico (GRADY; SANTOSO, 2001).

Os harmônicos podem ser classificados de acordo com as suas componentes simétricas, como mostra a Tabela 6.

Em plantas elétricas industriais, os harmônicos mais comuns são os de ordem ímpar, uma vez que os conversores mais comuns nas indústrias são os de 6, 12, e 24 pulsos (IEEE Std. 1159, 2009). Esses conversores são responsáveis pelo surgimento dos harmônicos de 5^a e 7^a ordem, 11^a e 13^a ordem e 23^a e 25^a ordem, respectivamente. A equação (2.12) permite calcular os harmônicos gerados por esses conversores mais comuns na indústria.

$$n = k \cdot q \pm 1 \quad (2.12)$$

Tabela 6 – Harmônicos em termos de componentes simétricas.

Ordem dos harmônicos	Sequência	Sequência de fase
Fundamental	Positiva	ABC
Segundo harmônico	Negativa	CBA
Terceiro harmônico	Zero	sem sequência
Quarto harmônico	Positiva	ABC
Quinto harmônico	Negativa	CBA
Sexto harmônico	Zero	sem sequência
Sétimo harmônico	Positiva	ABC
Oitavo harmônico	Negativa	CBA
Nono harmônico	Zero	sem sequência

Fonte: Adaptado de Rao e Mishra (2007).

onde:

- n é ordem do harmônico;
- k é um número inteiro;
- q é o número de pulsos do conversor.

Existem normas nacionais e internacionais que preocupam com a natureza sinusoidal da tensão dos sistemas elétricos em corrente alternada, a proteção dos sistemas elétricos e dos dispositivos a ele conectados contra os efeitos deletérios da distorção harmônica de corrente (ARRILLAGA; WATSON, 2004). Dentre as normas internacionais, tem-se a Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) - Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems ¹, e a IEC 61000-3-2. Como norma nacional, a ANEEL através do PRODIST, onde se refere à qualidade de energia elétrica no módulo 8.

Todas as normas mencionadas anteriormente, estabelecem limites de distorção harmônica de corrente no PCC, onde são conectadas as cargas e fontes de energia do sistema. Esses limites variam de acordo com o nível de tensão. A norma IEEE Std. 519 (2014), divide as responsabilidades entre a concessionária elétrica e o consumidor. Desta forma quando a responsabilidade em questão é da concessionária elétrica provedora de energia, os limites harmônicos a serem analisados são os de tensão. No caso dos consumidores, o foco é a análise dos harmônicos de corrente.

De acordo com IEEE Std. 519 (2014), a DHT, é a razão entre a raiz quadrada do somatório quadrado do conteúdo harmônico pela componente fundamental. No cálculo do DHT, são considerados os harmônicos até a 50^a ordem, e os harmônicos de ordem superior a 50^a, podem ser incluídos no cálculo quando necessário. As Equações (2.13) e (2.14), mostram

¹ Norma aludida nesta dissertação.

respectivamente, o cálculo de DHT da tensão e corrente.

$$DHT_V = \frac{\sqrt{V_{2ef}^2 + V_{3ef}^2 + V_{4ef}^2 + V_{5ef}^2 \dots}}{V_{1ef}} \quad (2.13)$$

$$DHT_I = \frac{\sqrt{I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + I_{4ef}^2 + I_{5ef}^2 \dots}}{I_{1ef}} \quad (2.14)$$

onde:

- DHT_V é a distorção harmônica total da tensão;
- V_{ef} é a tensão eficaz;
- DHT_I é a distorção harmônica total da corrente;
- I_{ef} é a corrente eficaz.

As expressões para o cálculo da Distorção Harmônica Individual (DHI) da tensão e corrente são:

$$DHI_V = \frac{V_h}{V_1} \quad (2.15)$$

$$DHI_I = \frac{I_h}{I_1} \quad (2.16)$$

onde:

- DHI_V é a distorção harmônica individual da tensão;
- h é a ordem do harmônico;
- DHI_I é a distorção harmônica individual da corrente.

A Tabela 7 mostra os limites de corrente e de distorção harmônica estabelecidos para sistemas com níveis de tensão entre 120V e 69kV eficaz.

As inter-harmônicas são componentes senoidais cujas frequências não são múltiplas inteiras da frequência fundamental do sistema. São inerentes á conversores estáticos de frequência, cicloconversores, motores de indução e dispositivos a arco elétrico. Seus efeitos podem ser traduzidos em cintilações (flickers) em displays de equipamentos elétricos e iluminação (VEDAM; SARMA, 2008).

Segundo a IEEE Std. 519 (2014), as harmônicas não características são componentes que não deveriam ser geradas pelas cargas não lineares durante sua operação normal. Elas

Tabela 7 – Limite de distorção harmônica de corrente para sistemas de baixa tensão (120V à 69kV eficaz) e DHT.

Distorção Harmônica Máxima da corrente em percentagem de IL						
h: Ordem do Harmônicos						
Isc/IL	h <11	11 <h <17	17 <h <35	35 <h <35	35 <h	TDD
<20*	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 <50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8
50 <100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12
100 <1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20
As harmônicas pares são limitadas à 25% do limite da harmônica ímpar imediatamente superior						
*Todos os equipamentos de geração de energia são limitados pelo valor desta linha, independente de sua capacidade de curto circuito I_sc/I_L						
I_sc: Corrente de curto circuito máxima no PCC						
I_L: Corrente máxima solicitada pela carga, na frequência fundamental, no PCC.						

Fonte: IEEE Std. 519 (2014).

podem ser de ordem inteira ou não (inter-harmônicos) e são ocasionadas por demodulações de harmônicas e fundamental, desequilíbrios no sistema de potência etc.

Existem, também, as sub-harmônicas cujas frequências são inferiores a fundamental. Vale salientar que transitórios elétricos (como partida de motores elétricos e energização de transformadores, por exemplo) são harmônicos de duração passageira, sendo desconsiderado em estudos de conteúdo harmônico. Para esses estudos são considerados harmônicas como distorções de estado permanente em regime de operação.

Os índices de conformidade para a tensão na norma IEEE Std. 519 (2014), discriminam somente os níveis da tensão nominal dos circuitos no PCC, com limites globais e um único limite para todas as ordens de harmônicas (V_h/V_1) em um mesmo nível de tensão, como é mostrado na Tabela 8.

Tabela 8 – Limites de tensão harmônica (V_h/V_1) para produtores de energia (Concessionárias e cogeneradores).

Tensão de Barra	Limite Máximo Individual V_h/V_1 (%)	Máximo DHT_v (%)
$\leq 69kV$	3,0	5,0
115 kV a 161 kV	1,5	2,5
>161 kV	1,0	1,5

DHT_v - Distorção harmônica total da tensão.

Fonte: IEEE Std. 519 (2014).

O Módulo 8 do PRODIST, sobre "Qualidade da Energia Elétrica", define a termi-

nologia, caracteriza os fenômenos, parâmetros e valores de referência relativos à conformidade de tensão em regime permanente e as perturbações na forma de onda de tensão. A seguir serão apresentados os valores de referência que trata o regulamento para harmônicos de tensão.

Tabela 9 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais em porcentagem da tensão fundamental.

Tensão nominal do barramento	Distorção harmônica total de tensão DHT _v (%)
$V_n \leq 1kV$	10
$1 kV < V_n \leq 13,8kV$	8
$13,8 kV < V_n \leq 69kV$	6
$69 kV < V_n < 230 kV$	3

Fonte: ANEEL (2012).

Tabela 10 – Valores de referência globais das distorções harmônicas individuais em porcentagem da tensão fundamental.

Ordem	Distorção harmônica individual de tensão DHI _v (%)			
	$V_n \leq 1 kV$	$1 kV < V_n \leq 13,8 kV$	$13,8 kV < V_n \leq 69 kV$	$69 kV < V_n < 230 kV$
Ímpares não múltiplas de 3				
5	7,5	6	4,5	2,5
7	6,5	5	4	2
11	4,5	3,5	3	1,5
13	4	3	2,5	1,5
17	2,5	2	1,5	1
19	2	1,5	1,5	1
23	2	1,5	1,5	1
25	2	1,5	1,5	1
>25	1,5	1	1	0,5
Ímpares múltiplas 3				
3	6,5	5	4	2
9	2	1,5	1,5	1
15	1	0,5	0,5	0,5
21	1	0,5	0,5	0,5
>25	1	0,5	0,5	0,5
Pares				
2	2,5	2	1,5	1
4	1,5	1	1	0,5
6	1	0,5	0,5	0,5
8	1	0,5	0,5	0,5
10	1	0,5	0,5	0,5
12	1	0,5	0,5	0,5
>12	1	0,5	0,5	0,5

Fonte: ANEEL (2012).

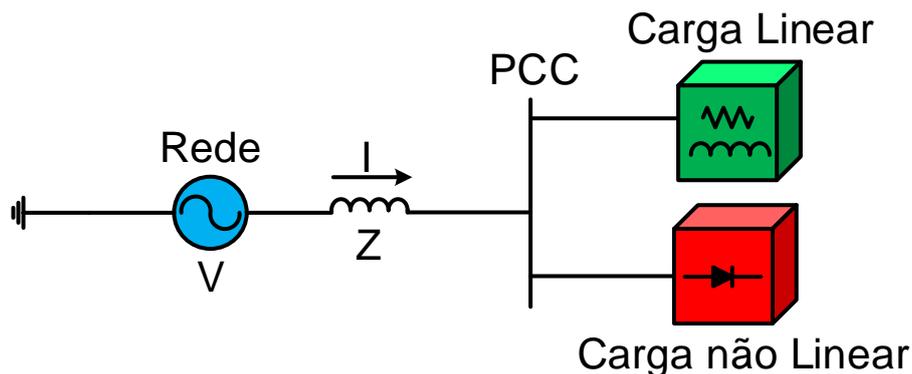
2.2 Efeitos dos Harmônicos em Sistemas de Energias

Uma das propriedades da energia elétrica é que algumas de suas características dependem não só da eletricidade fornecida pelo produtor, mas também dos equipamentos nas instalações dos clientes. O efeito direto das cargas não lineares sobre a qualidade de energia é a distorção da corrente, e o indireto, a distorção na tensão. A distorção de tensão no PCC depende da impedância do sistema e da corrente solicitada pela carga. A tensão distorcida é propagada para todos os pontos a jusante (ANTUNES *et al.*, 2014).

Em um sistema dito "robusto", em que a corrente de falta é elevada e a impedância dos sistema é pequena, o impacto das cargas não lineares sobre a distorção de tensão no PCC é em geral pequeno, não causando problemas de QEE. Em um sistema "fraco", no qual a impedância do sistema é alta, a distorção na tensão no PCC pode atingir proporções elevadas, com possibilidades de causar problemas de QEE (DIAS, 2002).

As correntes distorcidas drenadas da rede pelas cargas não lineares, podem alterar a natureza senoidal da tensão no PCC, quando fluem pela impedância entre a fonte e a carga. Um diagrama unifilar simplificado com fonte de suprimento e cargas lineares e não lineares, é mostrado na Figura 12.

Figura 12 – Diagrama simplificado de suprimento à carga linear e não linear: interação sistema-carga.



Fonte: Adaptado de Antunes *et al.* (2014).

A tensão no PCC após as correntes harmônicas fluírem pela impedância (Z) é dada por:

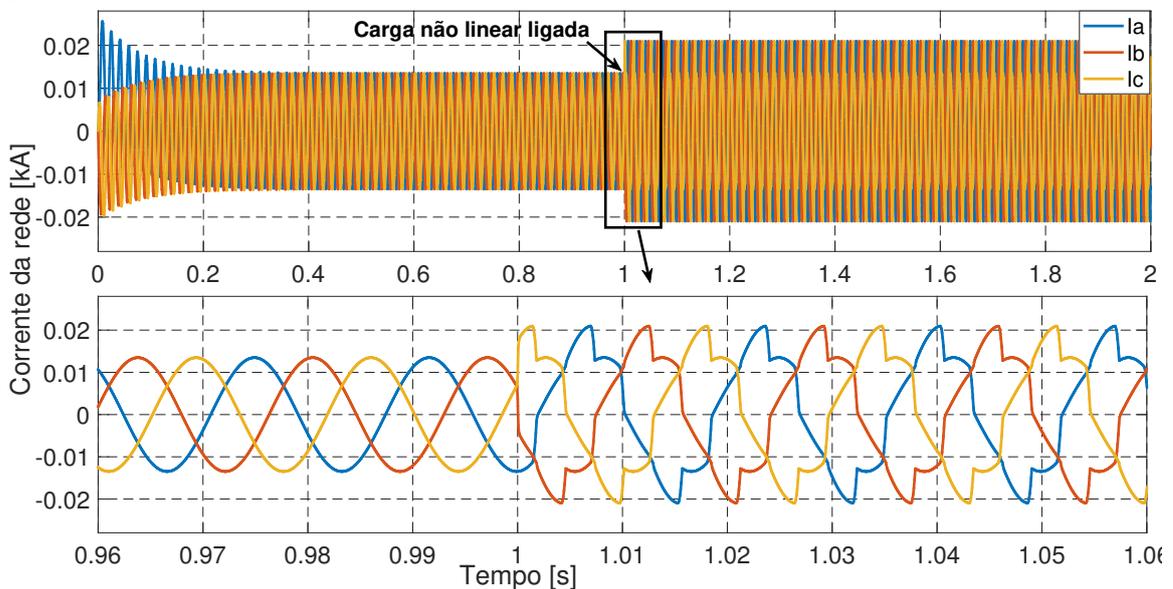
$$V_{PCC} = V - \Delta V_Z. \quad (2.17)$$

Em que:

- V_{PCC} é a tensão no PCC;
- V é a tensão na fonte;
- ΔV_Z é a queda de tensão na impedância Z .

O comportamento da corrente da rede perante a presença de cargas não lineares é mostrada na Figura 13. Percebe-se que no instante em que a carga não linear é conectada no PCC ($t = 1s$), ocorre a deformação na forma de onda da corrente, que antes apresentava a característica senoidal. Essa deformação na forma de onda de corrente da rede, impacta diretamente na forma de onda de tensão no PCC, como ilustrado na Figura 14.

Figura 13 – Corrente da rede.

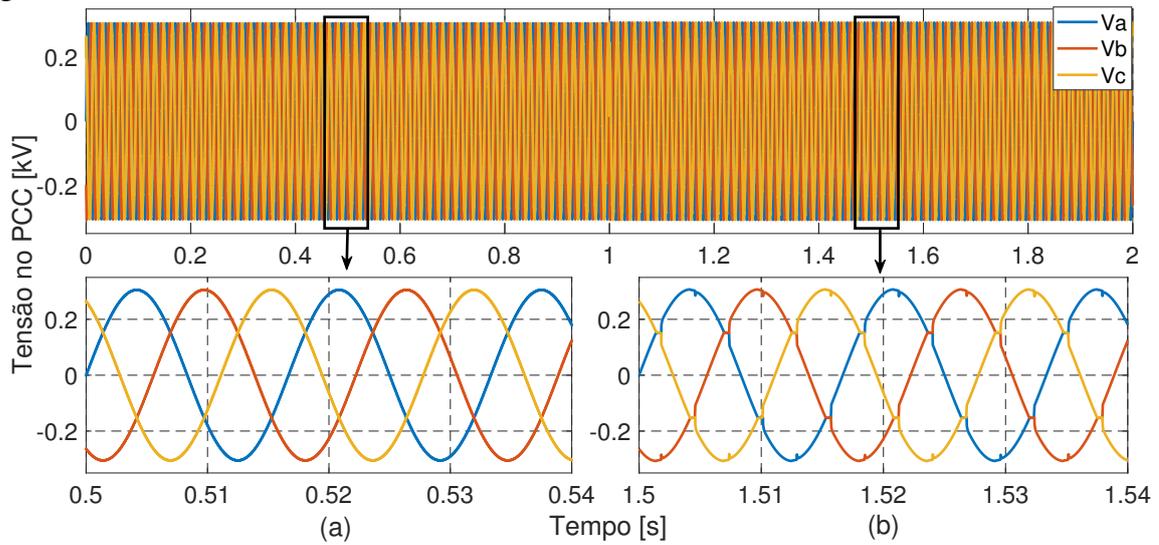


Fonte: o próprio autor.

De acordo com a Figura 14, percebe-se que no instante em que o sistema está operando sem a carga não linear, a tensão no PCC apresenta uma característica perfeitamente senoidal. A partir do momento em que a carga não linear é conectada no PCC ($t = 1s$), verifica-se que a tensão no PCC perde a característica de senoide perfeita. Lembrando que o perfil da tensão usado como padrão de qualidade apresenta forma de onda senoidal, com frequência fixa e amplitude que varia conforme a modalidade de atendimento, baixa, média ou alta tensão (IEEE Std. 519, 2014).

Em sistemas de distribuição com a presença do condutor neutro, as cargas não lineares provocam o surgimento da circulação da corrente pelo condutor neutro. Corrente essa que pode igualar ou exceder as correntes de fase (SINGH *et al.*, 1999). O comportamento da

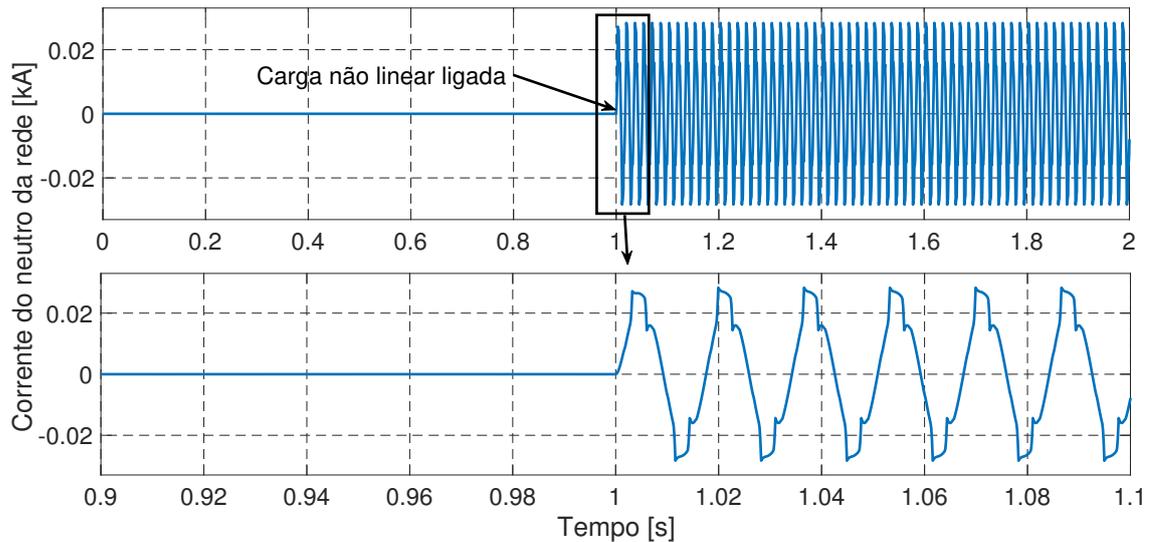
Figura 14 – Tensão no PCC.



Fonte: o próprio autor.

corrente no neutro na presença de cargas não lineares, é mostrado na Figura 15.

Figura 15 – Corrente do neutro da rede.



Fonte: o próprio autor.

De acordo com a Figura 15, é possível verificar que quando a carga não linear é acionada, aparece uma corrente distorcida no condutor neutro. A circulação da corrente no neutro, poderão vir a causar efeitos indesejáveis no sistema, como por exemplo, diferença de potencial entre o neutro e a terra, ruídos, ressonâncias, etc (ALAM; GAIN, 2014). A tabela 11 resume alguns dos efeitos adversos causados pela presença de componentes harmônicos.

A seguir são apresentados os impactos de harmônicos em equipamentos de sistemas de potência.

Tabela 11 – Efeitos adversos causados pelos harmônicos.

Baixo fator de potência
Correntes no neutro podem igualar ou exceder as correntes de fase
Sobreaquecimento de transformadores e motores
Atuação intempestiva de dispositivos de proteção (disjuntores, chaves seccionadoras) sem causa detectável
Estresse com possível avaria de capacitores de correção de fator de potência
Aumento da temperatura nos condutores, devido ao aumento da corrente eficaz e aumento das perdas joule
Aumento de tensões neutro-terra
Interferências em relés de proteção, cuja operação é baseada em tensão/ corrente de pico ou tensão zero
Queima de motores de indução
Queima de fusíveis sem sobrecarga aparente
Estresse térmico, devido ao fluxo de correntes harmônicas
Dispositivos de medição exibem diferentes respostas a sinais não lineares
Interferências em sistemas telefônicos e de comunicação

Fonte: Antunes *et al.* (2014).

2.2.1 Motores e geradores

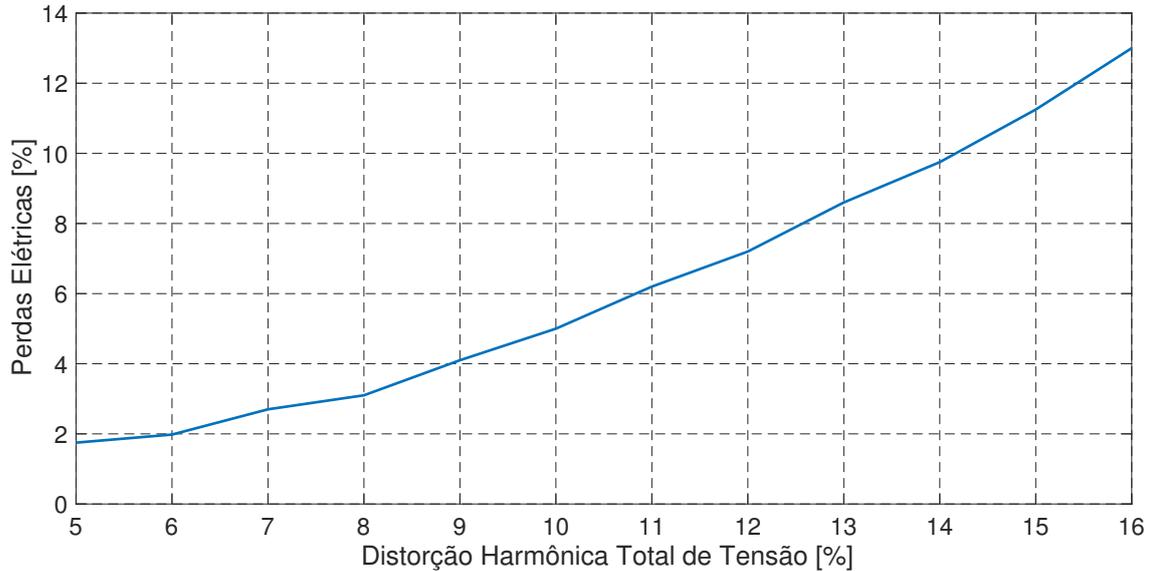
O maior efeito dos harmônicos em máquinas rotativas (indução e síncrona) é o aumento do aquecimento devido ao aumento das perdas no ferro e no cobre. Afeta-se, assim, sua eficiência e o torque disponível. Além disso, tem-se um possível aumento do ruído audível, quando comparado com alimentação senoidal (FULLER *et al.*, 1988).

Quando as componentes harmônicas de 5^a, 7^a, 11^a etc., é aplicada aos terminais de um motor, cada tensão harmônica induzirá uma correspondente corrente harmônica no estator da máquina (ORTMEYER; CHAKRAVARTHI, 1985). Cada componente e corrente no estator produzirá uma força magnetomotriz no entreferro, que induzirá um fluxo de corrente no rotor da máquina. Como cada harmônica pode ser definida como sendo de sequência positiva ou negativa, a rotação de cada uma será no mesmo sentido ou contrário à do rotor (ANTUNES *et al.*, 2014).

De acordo com GARCIA e NAVES (2008), as perdas dentro de um Motor de Indução Trifásico (MIT) são compostas pelas perdas por Histerese e Foucault. As perdas no ferro são pouco influenciadas pelos harmônicos do núcleo do ferro. Já as perdas joule são as mais consideráveis, em função das variações na resistência e no valor da corrente eficaz total. A eficiência do MIT da DHT é mostrada na Figura 16. Percebe-se que quanto maior for DHT, menor será a eficiência do MIT.

Na análise do desempenho de um motor de indução submetido a tensões harmônicas,

Figura 16 – Acréscimo nas perdas elétricas do motor de indução em função da distorção harmônica total de tensão de alimentação.



Fonte: GARCIA e NAVES (2008).

a perda de rendimento e qualidade de serviço decorre do surgimento de torques pulsantes. Os torques pulsantes podem causar fadiga do material e, em casos extremos, para altos valores de torques oscilantes, interrupção do processo produtivo, principalmente em instalações que requerem torques constantes, como é o caso de bobinadeiras na indústria de papel e celulose, condutores elétricos etc (FULLER *et al.*, 1988). A variação no rendimento de um MIT quando submetido à crescente DHI de tensão (2ª a 13ª ordem), é mostrado na Figura 17.

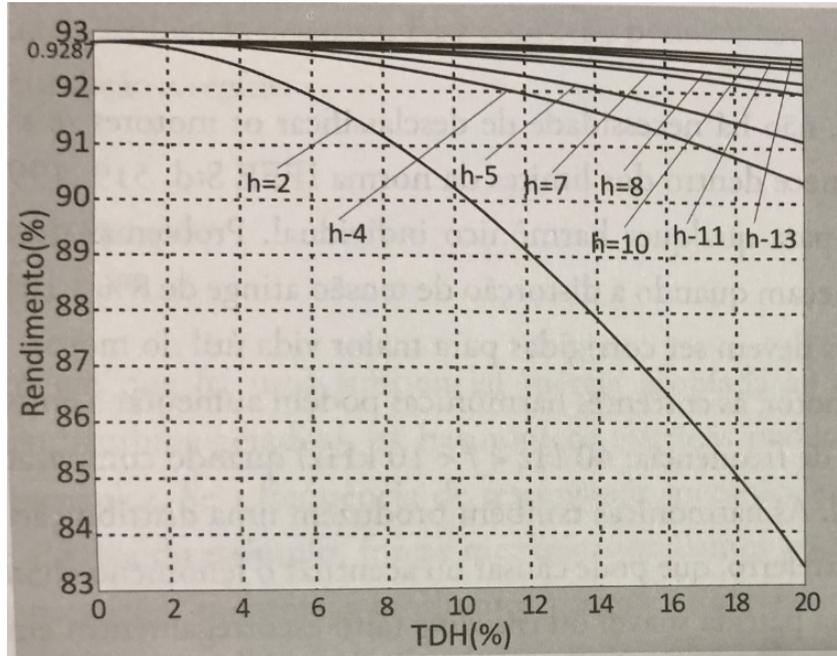
Os motores de indução devem apresentar imunidade aos harmônicos, de acordo com a sua dimensão e a impedância de sequência negativa, como mostra a equação a seguir:

$$\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{h}\right)^2} \leq 1,3\% \text{ a } 3,5\%. \quad (2.18)$$

De acordo com Antunes *et al.* (2014), as correntes harmônicas podem causar o aumento da emissão de ruídos audíveis em motores quando comparados com excitação normal. O fenômeno chamado de *cogging* (rejeição de partida suave) e *crawling* (alto escorregamento) em motores, são causados pela distribuição de fluxo originado pelas correntes harmônicas no entreferro.

Os geradores síncronos, responsáveis pela conversão de grandes blocos de energia, pelo fato de estarem localizados distantes dos centros consumidores, não sofrem de forma acentuada as consequências dos harmônicos injetados pelas cargas não lineares no sistema.

Figura 17 – Variação do rendimento em motor de indução com distorção harmônica de tensão de alimentação.



Fonte: Brito e Leão (2006).

Entretanto, em sistemas industriais dotados de geração própria, que operam em paralelo com a concessionária, uma série de anomalias tem sido verificada no que se refere à operação das máquinas síncronas (ORTMEYER; CHAKRAVARTHI, 1985). Entre esses efeitos destacam-se:

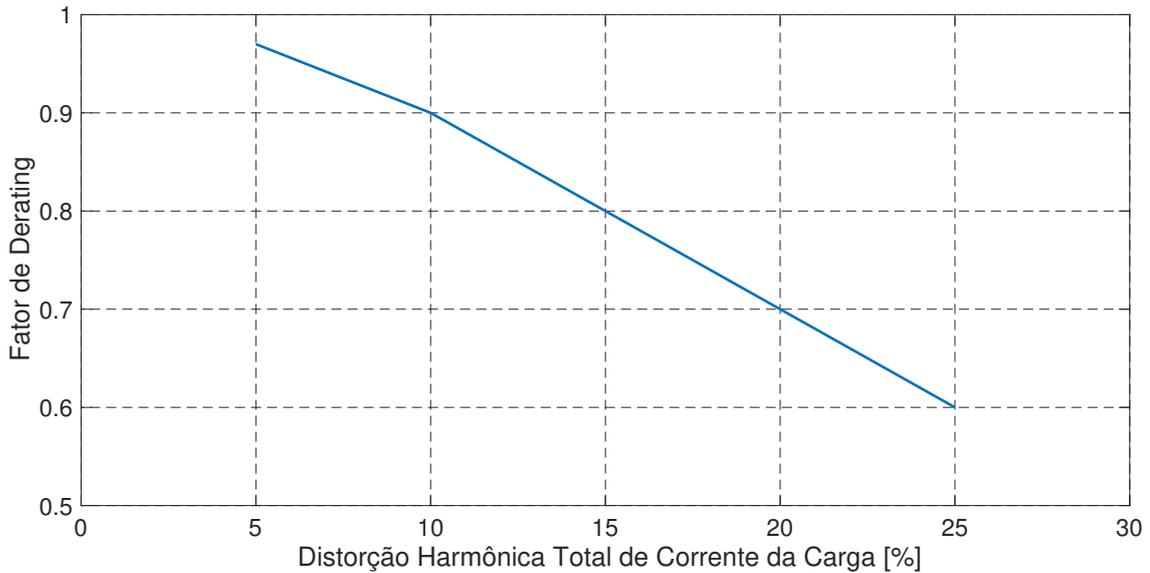
- sobreaquecimento das sapatas polares (superfície polar), causado pela circulação de correntes harmônicas nos enrolamentos amortecedores;
- torques pulsantes no eixo da máquina;
- indução de tensões harmônicas no circuito de campo, que comprometem a qualidade das tensões geradas.

De forma semelhante aos motores de indução, o grau de imunidade das máquinas síncronas aos efeitos de harmônicos é função do tamanho da máquina e da impedância de sequência negativa. Essa condição pode ser assegurada quando obedecida a condição a seguir:

$$\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{h}\right)^2} \leq 1,3\% \text{ a } 4\%. \quad (2.19)$$

Quando as cargas não lineares são alimentadas pelo gerador elétrico, é recomendável a redução da potência (*derating*) dos geradores de acordo com o DHT da corrente da carga (VILLAR, 2006). Um fator de *derating* a ser aplicado na potência do gerador em relação à DHT da corrente da carga que irá alimentar, é mostrado na Figura 18.

Figura 18 – Curva de *derating* para gerador com carga não linear.



Fonte: VILLAR (2006).

2.2.2 Transformadores

As perdas elétricas nos transformadores se dividem em perdas no cobre, perdas por dispersão e perdas no ferro. Todas essas perdas são dependentes da frequência, logo, a presença de harmônicos na corrente que flui nos enrolamentos de um transformador levam-no a uma perda de rendimento (KOSOW, 1993). Como consequência de aumento das perdas, ocorre o aumento no calor gerado no transformador e a degradação do material isolante ocorrerá de forma mais acentuada. A Figura 19 mostra o aumento das perdas em um transformador de 75 kVA quando alimenta cargas lineares e não lineares.

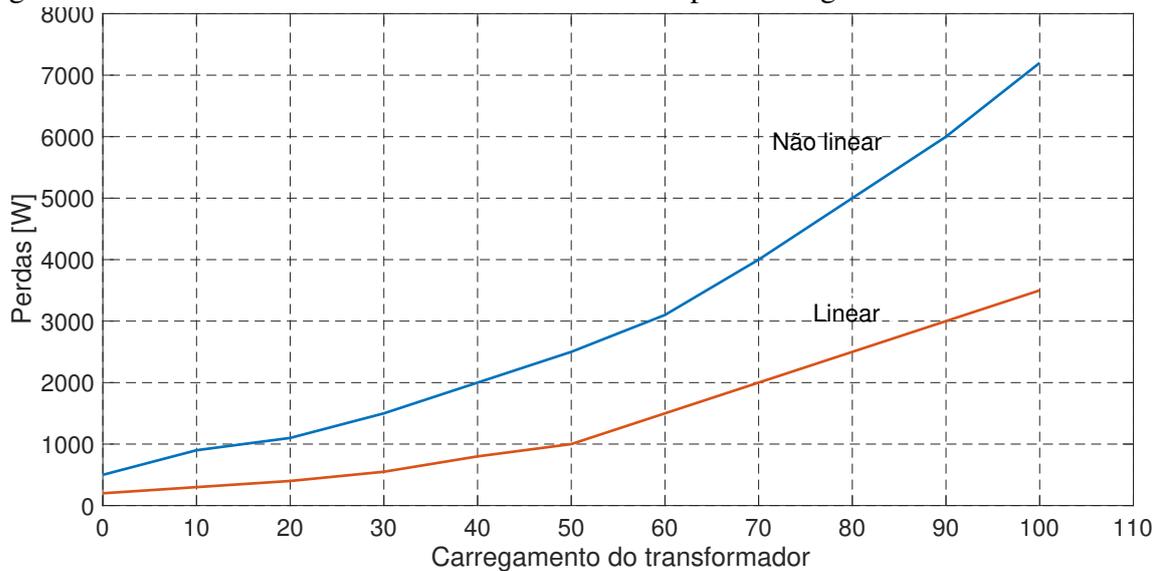
De acordo com IEEE Std. C57.110 (1998), o carregamento dos transformadores com correntes com elevado conteúdo harmônico, pode levá-lo ao aquecimento exagerado e por consequência, a redução de sua vida útil. A norma estabelece um fator de ponderação (K) das componentes harmônicas da corrente da carga em relação a sua contribuição para o aquecimento do transformador. Este fator assume valor unitário quando a corrente demandada pela carga é puramente senoidal. Para cargas não lineares, esse fator K é equacionado como é mostrado na Equação (2.20).

$$K = \frac{\sqrt{\sum_n (I_n^2 \cdot n^2)}}{\sqrt{\sum_n (I_n^2)}} \quad (2.20)$$

Onde:

- I_n é a n ésima componente harmônica da corrente da carga;

Figura 19 – Perdas em um transformador de 75 kVA suprindo cargas linear e não linear.



Fonte: VILLAR (2006).

- n é a ordem da harmônica.

As harmônicas podem, também, provocar vibrações audíveis nos transformadores decorrentes do efeito pelicular de correntes parasitas induzidas no núcleo laminado de transformadores de potência em baixa frequência. Além disso, situações de ressonância podem ocorrer entre a impedância do sistema elétrico e a reatância de dispersão do próprio transformador (WAGNER *et al.*, 1993).

Os transformadores trifásicos quando conectados em delta, são capazes de isolar os harmônicos de sequência zero produzidos pela carga não linear, impedindo assim que eles sejam injetados no sistema de alimentação. No entanto, os harmônicos de sequência positiva e negativa são injetados no sistema de alimentação, causando distorção da tensão (GRADY; SANTOSO, 2001). O nível de distorção de tensão harmônica admissível para os transformadores é mostrado na Tabela 12. A DHT da corrente para valores de corrente nominal deve ser menor do que 5% (IEEE Std. 1531, 2003).

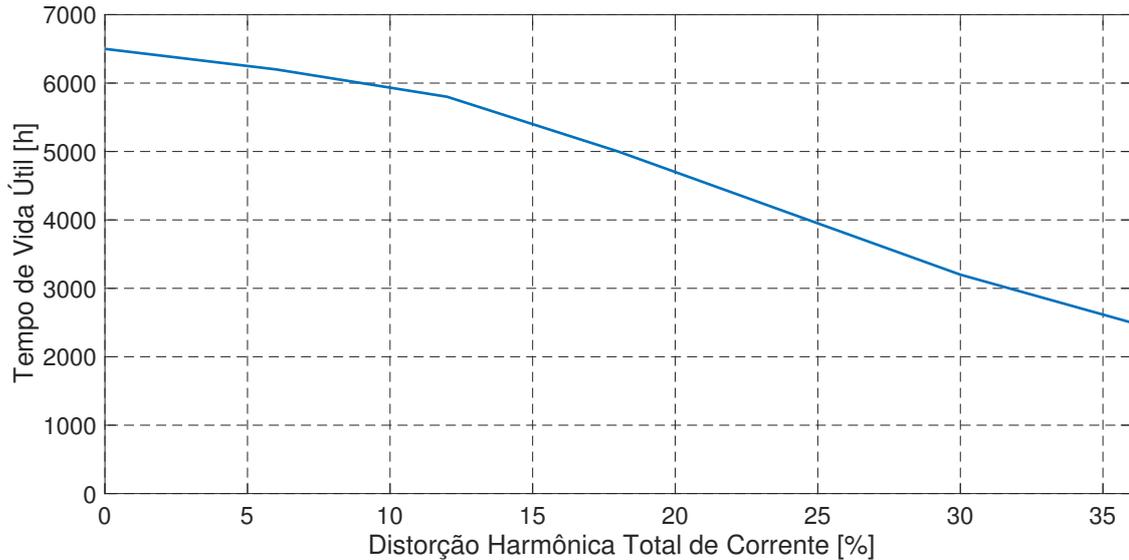
Tabela 12 – Nível de distorção admissível em transformadores.

Plena carga	Vazio
$\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2} \leq 5\%$	$\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2} \leq 10\%$

Fonte: IEEE Std. 1531 (2003).

A figura a seguir apresenta a redução da vida útil do transformador em função da distorção harmônica de corrente a que é submetido, durante a sua operação.

Figura 20 – Redução da vida útil do transformador em função da DHT da corrente.



Fonte: GARCIA e NAVES (2008)

2.2.3 Banco de capacitores

Em ambientes com elevada presença de harmônicos, os bancos de capacitores instalados para a correção de fator de potência, são suscetíveis a sobrecarga e risco de ressonância. Os bancos de capacitores não produzem harmônicos, mas são altamente sensíveis à sua presença (ARRILLAGA; WATSON, 2004). Eles oferecem um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas, e por isso, são passíveis de sobrecarga. Os harmônicos podem causar um aumento da tensão nos bancos de capacitores através do dielétrico, podendo ultrapassar a sua tensão máxima, resultando em falha prematura.

De acordo com Antunes *et al.* (2014), os efeitos dos harmônicos sobre os bancos de capacitores são:

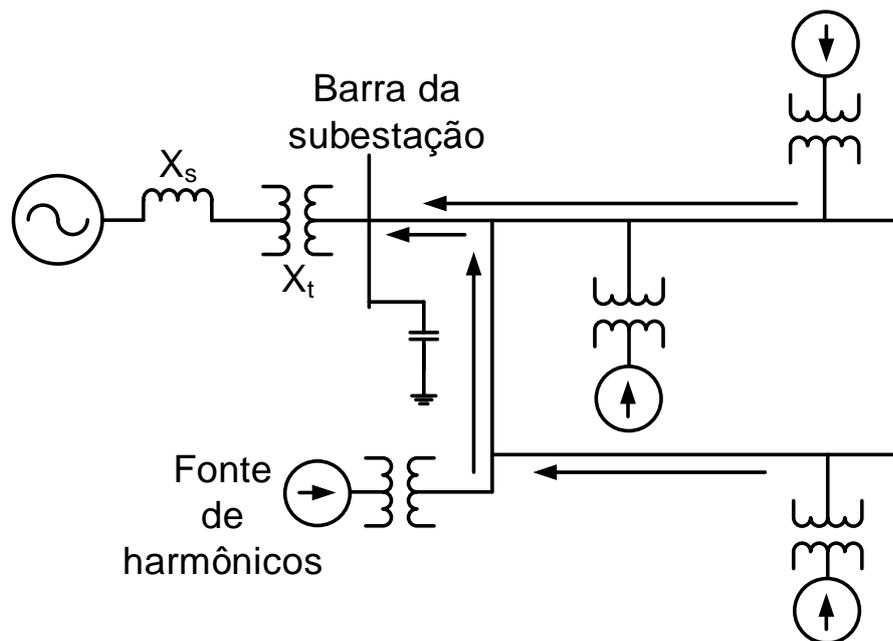
- Sobrecarga devido às correntes harmônicas, uma vez que a reatância dos capacitores diminui com frequência, qualificando-os como sorvedouros de correntes harmônicas.
- As tensões harmônicas produzem grandes correntes, causando a ruptura de fusíveis de proteção dos capacitores.
- Aumento das perdas dielétricas, tendo como consequência direta o aumento de calor e perda de vida útil.
- Contribuem para a ocorrência de ressonância série e paralela, originando tensões acima da nominal, causando avaria dos capacitores e queima de fusíveis.

Quando a potência nominal em [kVA] de uma carga geradora de harmônicos é menor

que 10% da potência nominal em $[kVA]$ de um transformador de alimentação, um banco de capacitores pode ser conectado ao sistema sem nenhum problema com possíveis ressonâncias. E se a potência da carga não linear ultrapassar esses 10% mas for menor que 30% da potência do transformador, o banco de capacitor deverá ter uma potência em $[Kvar]$ inferior a 20% do transformador para evitar problemas com ressonância. Contudo, se a potência da carga ultrapassar 30% da potência nominal do transformador, cuidados deverão ser tomados, quanto à instalação de banco de capacitores (VEDAM; SARMA, 2008).

A Figura 21 mostra um sistema de distribuição com potencial a problemas de ressonância paralela. A fonte de alimentação e o banco de capacitores apresentam impedâncias pequenas, e por isso, as correntes harmônicas fluem em suas direções.

Figura 21 – Sistemas com potencial a problemas com ressonância paralela.



Fonte: Dugan *et al.* (1996).

2.3 Tecnologias para Compensação dos Harmônicos

Na secção 2.2, foi mostrado o quão prejudicial são harmônicos no sistema elétrico de potência. Pode-se citar como consequência de distorções harmônicas no sistema elétrico: falha em banco de capacitores, aquecimento de máquinas elétricas, falha em sistemas de controle, etc. De uma forma geral para atenuar os efeitos danosos causados pelos harmônicos utilizam-se

filtros passivos, ativos ou híbridos.

2.3.1 *Filtros passivos*

Os filtros passivos são obtidos através da associação de elementos passivos como indutor, capacitor e resistor. Eles são mais baratos e mais simples de serem confeccionados, quando comparados com os filtros ativos (PETERSON *et al.*, 2008). Devido ao fato dos filtros passivos apresentarem as características mencionadas acima, eles são mais usados na compensação dos harmônicos. No entanto, os filtros passivos são menos flexíveis que os filtros ativos, pois mitigam apenas as componentes harmônicas para quais foram projetados. Eles podem provocar o surgimento da ressonância com a rede elétrica.

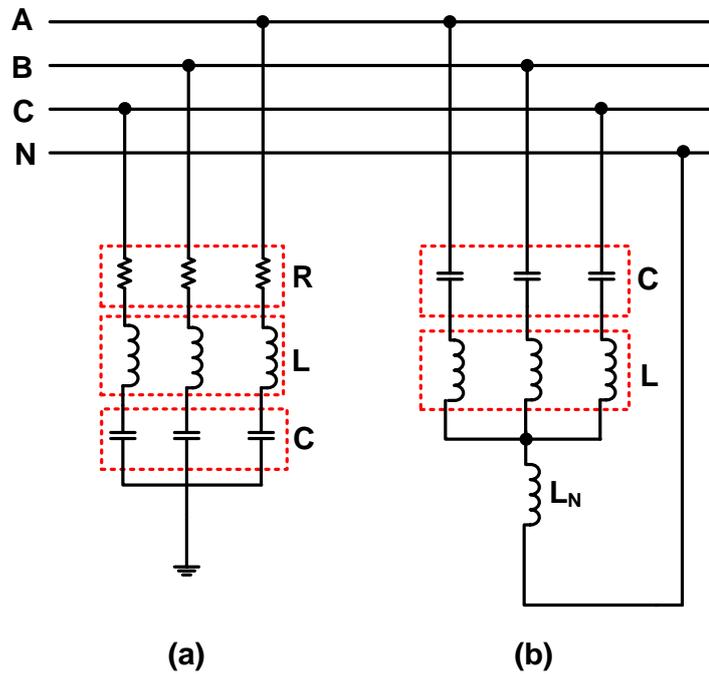
Quanto à sua configuração, os filtros passivos podem ser conectados em série ou em paralelo com a rede elétrica. Os filtros passivos em série funcionam como um circuito de bloqueio para os harmônicos de tensão. Eles apresentam um custo elevado quando comparados com os filtros passivos em paralelo, pois devem ser dimensionados para uma capacidade compatível com a corrente nominal do ponto onde forem instalados no circuito (RIVAS *et al.*, 2003). Os filtros passivos são mais usados, pois não são dimensionados para suportarem a corrente nominal do ponto onde forem instalados. Eles oferecem um caminho de baixa impedância para os harmônicos de corrente para quais foram projetados, evitando que esses harmônicos circulem pela demais parte da rede elétrica.

Os filtros passivos, em relação à classificação, podem ser filtros sintonizados e filtros amortecidos. Os filtros sintonizados podem ser de sintonia simples e de dupla sintonia. Tanto os filtros de sintonia simples como os de dupla sintonia, são formados por indutores em série com os capacitores, como é mostrado na Figura 22. Os filtros de dupla sintonia conseguem mitigar dois harmônicos de forma simultânea.

O filtro amortecido de 2ª ordem, é um circuito em que o capacitor fica em série com uma impedância equivalente do paralelismo de um resistor e um indutor. Ele tem a característica de filtrar frequências altas acima de sua frequência de sintonia. Para frequências bem maiores que a frequência de sintonia a impedância do filtro fica próxima do valor da resistência. O filtro amortecido de 3ª ordem possui custo elevado, e devido a isso, é utilizado em casos especiais quando se deseja eliminar uma harmônica específica e evitar ressonância no sistema (HAMADI *et al.*, 2009). O filtro passivo amortecido de 2ª e 3ª é mostrado na Figura 23.

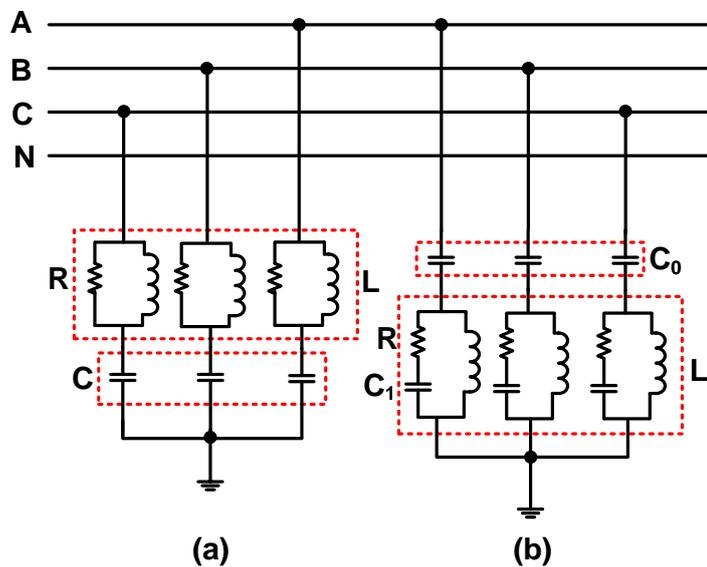
A amplitude de uma harmônica qualquer em relação a componente fundamental, é

Figura 22 – Filtros sintonizados: sintonia simples (a), dupla sintonia (b).



Fonte: o próprio autor.

Figura 23 – Filtros amortecidos: 2ª ordem (a), 3ª ordem (b).



Fonte: o próprio autor.

baseada de acordo com a Equação (2.21), onde A_n é a componente harmônica, A_1 é a componente fundamental e n é a ordem harmônica.

$$A_n = \frac{A_1}{n} \quad (2.21)$$

O fator de qualidade é um conceito muito importante quando se fala de filtros passivos. De acordo com a IEEE Std. 519 (2014), o fator de qualidade dos filtros passivos é 2π vezes a razão entre a máxima energia armazenada e energia dissipada por ciclo. Em termos de resposta em frequência, o fator de qualidade é a razão entre a frequência de ressonância, sintonia e banda passante permissível.

A aplicação de filtros passivos shunt visando a redução da distorção harmônica de corrente propicia vantagens, tais como: simplicidade, confiabilidade, rendimento elevado e custo competitivo. Por outro lado, sofre com uma desvantagem de ser projetado em termos de uma frequência fixa, o que reflete em dificuldades no ajuste, podendo apresentar redução na filtragem e apresenta riscos de ressonância série e paralela. Faz-se necessário ainda ressaltar que esta tecnologia se caracteriza por uma atuação “comunitária”, ou seja, o filtro passivo pode drenar correntes harmônicas de outras cargas para qual ele não foi previamente projetado.

De acordo com Fujita e Akagi (1991), os filtros passivos apresentam alguns pontos negativos, tais como:

- O tamanho físico dos filtros necessitam de um espaço muito grande;
- As impedâncias da fonte de suprimento influenciam na características da sua filtragem;
- Não operam de forma correta em cenários que ocorrem variação da frequência da rede;
- São suscetíveis à ocorrência de ressonância série/paralela entre a fonte e o filtro;
- Absorvem harmônicos oriundos de outros pontos de circuito, o que refletirá na sua sobrecarga.

2.3.2 Filtros Ativos

As inconveniências encontradas no filtros passivos na secção 2.3.1, deram a oportunidade para o surgimento dos filtros ativos. O objetivo da aplicação dos filtros ativos é possibilitar que a corrente drenada da fonte de suprimento e/ou a tensão fornecida à carga sejam senoidais e balanceadas. Os filtros ativos são auto-sintonizáveis e seletivos na execução da filtragem, e portanto, não apresentam os aspectos negativos dos filtros passivos (AKAGI, 2006). Eles também podem ser utilizados no balanceamento de cargas e/ou tensão. Podem ser utilizados em sistemas de distribuição, próximo das cargas geradoras de harmônicos, as quais podem afetar cargas sensíveis que estão conectadas no mesmo PCC.

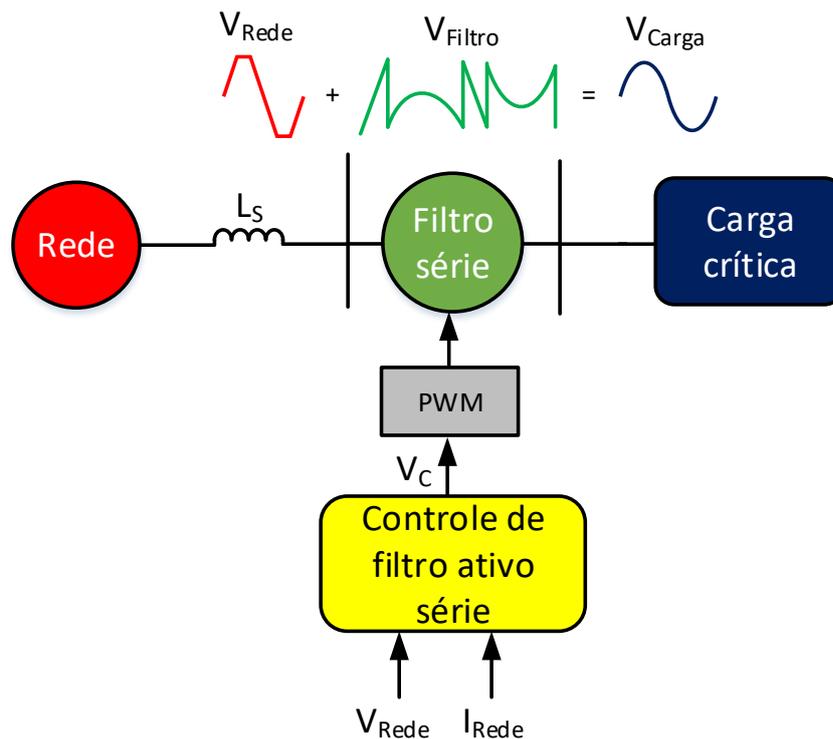
Diferente dos filtros passivos, os filtros ativos podem ser controlados, uma vez que são constituídos por semicondutores de potência.

Os filtros ativos podem ser aplicados em sistemas de dois fios (monofásico), três fios (trifásico sem neutro) e quatro fios (trifásico com neutro). Podem ser usados para compensação de tensão e/ou corrente. Devido a isso, existem vários tipos de configurações de filtros ativos, dependendo das necessidades de cada aplicação. Dentre as configurações dos filtros, tem-se o filtro ativo série, paralelo e o Unifield Power Quality Conditioner (UPQC), que é uma combinação dos filtros ativos série e paralelo.

2.3.2.1 Filtro ativo série

O filtro ativo série é usado em situações em que se deseja compensar os harmônicos de tensão. Princípio de funcionamento do filtro ativo é mostrado na Figura 24.

Figura 24 – Princípio da compensação ativa de tensão.



Fonte: o próprio autor.

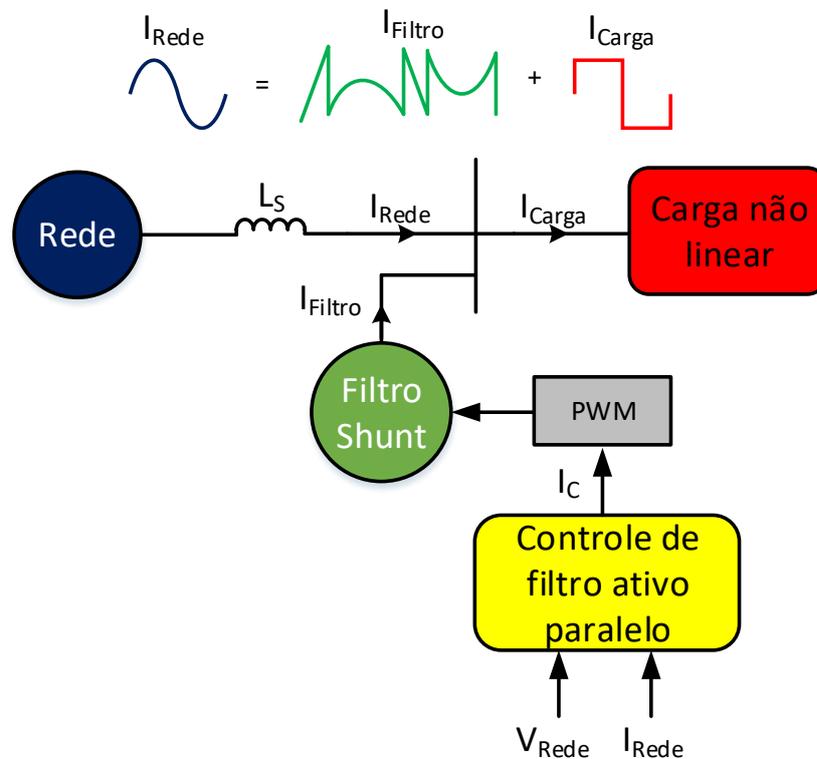
De acordo com a Figura 24, observa-se que o filtro ativo se comporta como uma fonte de tensão controlada, produzindo uma tensão (V_{filtro}) que somada a tensão do sistema de suprimento (V_{rede}), resulta em uma tensão senoidal na carga. Caso a tensão de suprimento contenha também desbalanços, o filtro ativo é capaz de os compensar. Nesse sentido, a tensão

entregue à carga será balanceada e senoidal.

2.3.2.2 Filtro ativo paralelo

Os filtros ativos paralelo (shunt) são tecnologias comumente usadas para a compensação de harmônicos de correntes gerados pela carga não linear. O princípio de funcionamento do filtro shunt é mostrado na Figura 25.

Figura 25 – Princípio da compensação ativa paralela de corrente.



Fonte: o próprio autor.

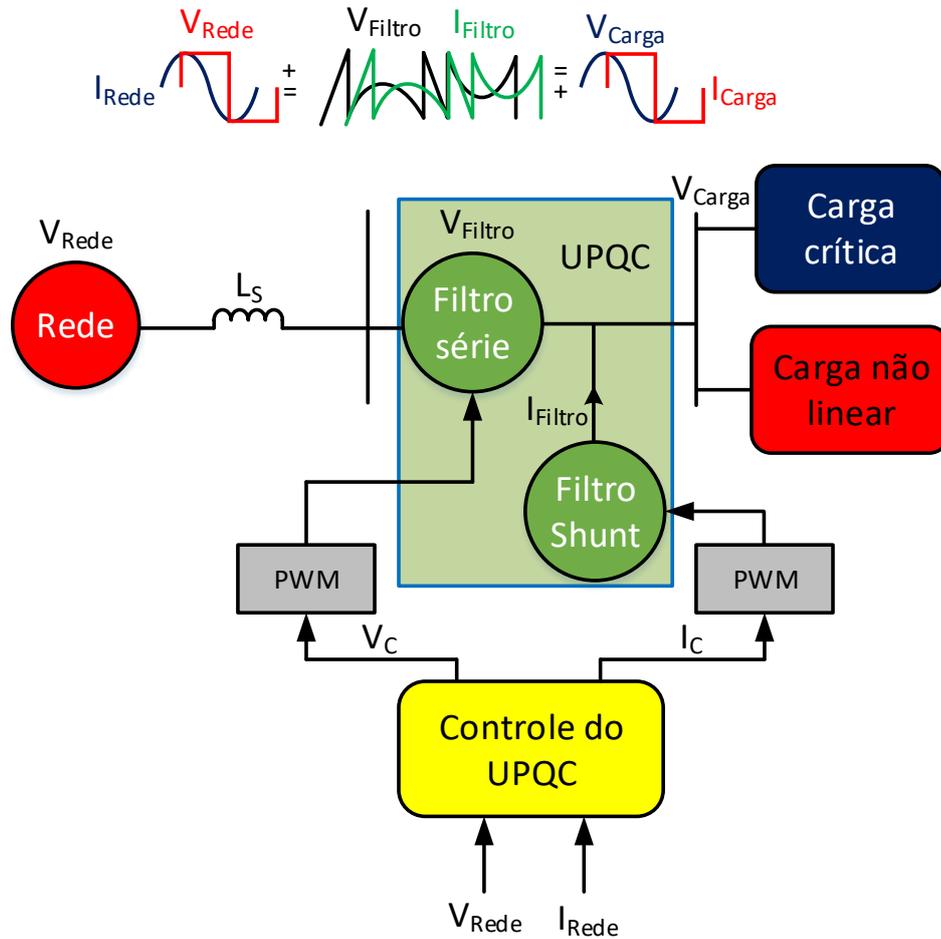
O filtro ativo shunt se comporta como uma fonte de corrente controlada, produzindo uma corrente de compensação (estratégia de controle é a responsável por produzir as correntes de compensação de referência) que somada com as correntes harmônicas, produzem correntes senoidais. Com a atuação do filtro ativo paralelo, a corrente na rede (I_{rede}) não será composta de componentes de sequência negativa ou zero (este último no caso de sistemas a 4 fios). Além disto, a corrente (I_{rede}) drenada da fonte estará em fase com a componente fundamental da tensão na fonte de suprimento, pois o filtro shunt pode compensar a potência reativa.

2.3.3 *Unified Power Quality Conditioner (UPQC)*

Foi visto que o filtro ativo série é usado para compensar harmônicos de tensão e que o filtro ativo paralelo é usado para compensar os harmônicos de corrente. Para compensação simultânea da tensão e corrente, Aredes *et al.* (1995) desenvolveram uma combinação de filtros ativos série/paralelo, a qual vem sendo chamada de UPQC.

Um cenário para o emprego do UPQC é mostrado na Figura 26. Este é um cenário onde se tem um grupo de cargas críticas, muito sensíveis às distorções harmônicas e requerem um suprimento de energia de boa qualidade. Porém, estas cargas estão conectadas em um barramento onde se encontram cargas não lineares, gerando alto conteúdo harmônico de corrente e desbalanceadas. Além disso, admite-se que a tensão de suprimento também seja desbalanceada e distorcida, independentemente destas cargas não lineares. O UPQC está inserido em paralelo, próximo à carga não linear e em série com a tensão de suprimento, de tal forma que a tensão do filtro compense a tensão do suprimento, deixando a tensão na carga senoidal e balanceada. Por outro lado, a corrente injetada pelo filtro paralelo compensa os harmônicos e desbalanços da carga não linear, impedindo que estas componentes indesejadas de corrente fluem pelo sistema, distorcendo mais ainda a tensão do suprimento.

Figura 26 – Princípio da compensação do UPQC.



Fonte: o próprio autor.

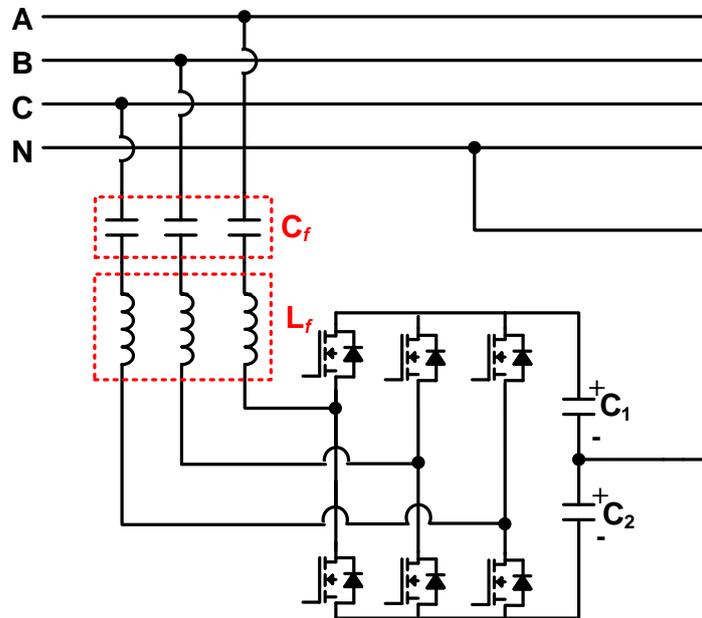
2.3.4 Filtros Híbridos

Os filtros híbridos são uma combinação de elementos passivos, como capacitor e indutor (e em alguns casos, para o efeito de modelagem permitindo uma resposta mais amortecida no domínio da frequência, o resistor) com os elementos ativos (Semicondutores de potência) como IGBT e MOSFET. Ou seja, o filtro híbrido consiste em uma combinação de uma estrutura ressonante (filtro passivo) com um conversor controlado (filtro ativo). Embora os filtros híbridos não possuem a mesma capacidade e flexibilidade de compensação que os UPQC, o custo ainda é um fator determinante.

Existem diversas topologias de filtros híbridos aplicados a sistemas trifásicos a três e a quatro fios (com a presença do condutor neutro). No entanto, serão apresentados nessa seção, apenas as topologias de filtros híbridos aplicados a sistemas trifásicos a quatro fios. É mostrado

na Figura 27, uma estrutura clássica de filtro híbrido com capacitor do barramento CC dividido, proposta por (LAMICH *et al.*, 2006).

Figura 27 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com capacitor dividido.



Fonte: o próprio autor.

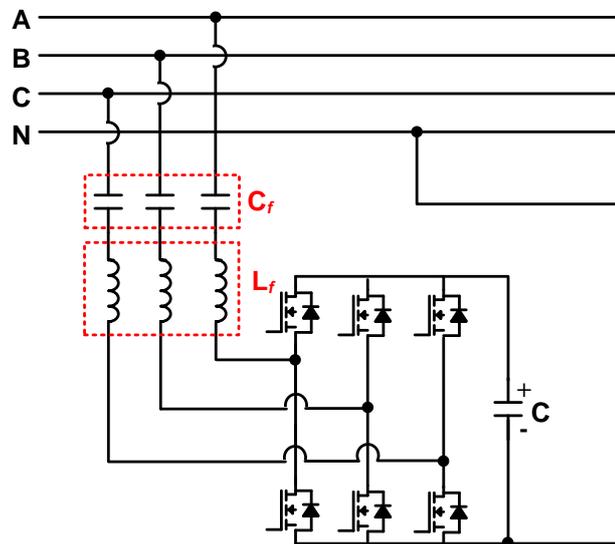
A topologia apresentada na Figura 27, possui um conversor com três braços e o condutor neutro do sistema é conectado no ponto médio do elo CC do filtro ativo. O filtro passivo da estrutura é de sintonia simples ² e a mesma foi projetada para mitigar o harmônico de maior intensidade. O restante dos harmônicos foram mitigados pela malha ativa. A desvantagem dessa topologia é que além da malha passiva mitigar um só harmônico, em caso de manutenção do conversor (filtro ativo), ela torna-se inútil. Ou seja, a malha passiva dessa topologia necessita da malha ativa, para o seu correto funcionamento.

É mostrada na Figura 28 uma topologia de filtro híbrido similar ao da estrutura mostrada na Figura 27. Nessa topologia, o condutor neutro é conectado no terminal negativo do elo CC do conversor. Portanto, a estrutura não apresenta o capacitor dividido no barramento CC. Uma das desvantagens é que esta estrutura permite somente modulação em dois níveis, enquanto que a estrutura com o neutro no ponto central dos capacitores permite modulação em três níveis. Ou seja, para alta potência onde há necessidade de se trabalhar com tensão do elo CC em valores mais elevados, os conversores multiníveis são a melhor opção uma vez que nestes conversores a

² Capaz de compensar apenas um harmônico.

tensão sobre cada interruptor tem valor reduzido em relação aos conversores de dois níveis.

Figura 28 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com o condutor neutro conectado no polo negativo do elo CC.



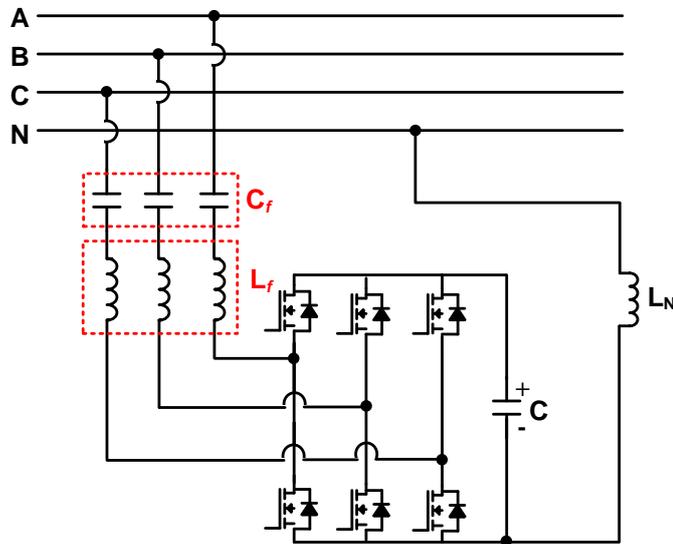
Fonte: o próprio autor.

Uma terceira topologia proposta por Candela *et al.* (2009), muito similar ao da topologia apresentada na Figura 28, é mostrada na Figura 29. A distinção entre ambas, é a presença de um indutor específico L_N entre o ponto de conexão no neutro e o polo negativo do elo CC da Figura 29.

A estrutura apresentada na Figura 30, já apresenta uma variação do filtro híbrido no que diz respeito à quantidade de braços do conversor do filtro ativo. Nesta topologia, o conversor não só processa as correntes nas fases do sistema, como também, a corrente do neutro. A malha passiva dessa topologia é de sintonia simples, e a mesma não opera quando o conversor (filtro ativo) é desconectado do sistema, em caso de manutenção do mesmo. Foi verificado no trabalho que com a presença do quarto braço, o desempenho da filtragem da corrente do neutro foi melhor quando comparado com as estruturas de três braços apresentadas anteriormente. No entanto, a malha passiva dessa topologia de filtro híbrido apresentou uma limitação que foi de mitigar apenas um harmônico.

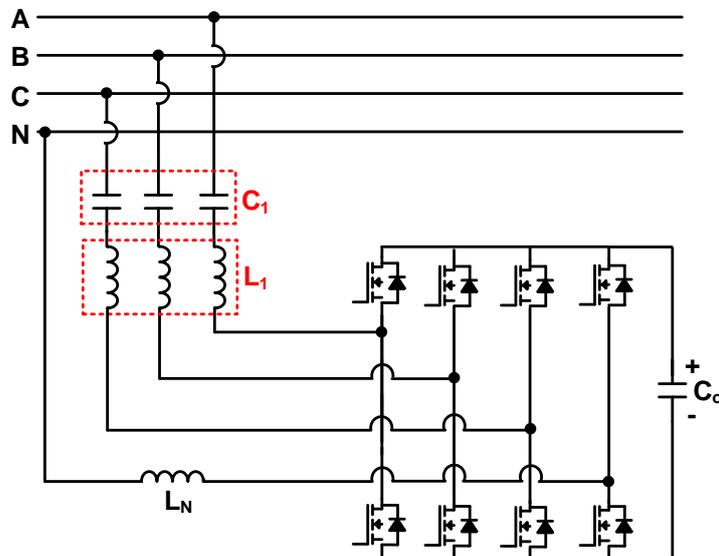
Todas as topologias de filtros híbridos apresentadas até então, possuem uma malha passiva de sintonia simples e a mesma não funciona em situações em que o conversor (filtro ativo) é desconectado do sistema por algum motivo anômalo ou em caso de manutenção, comprometendo a confiabilidade do filtro híbrido. Com o intuito de superar o aspecto negativo

Figura 29 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com a presença do indutor L_N entre o ponto de conexão do neutro e o polo negativo do elo CC.



Fonte: o próprio autor.

Figura 30 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com o conversor a quatro braços.

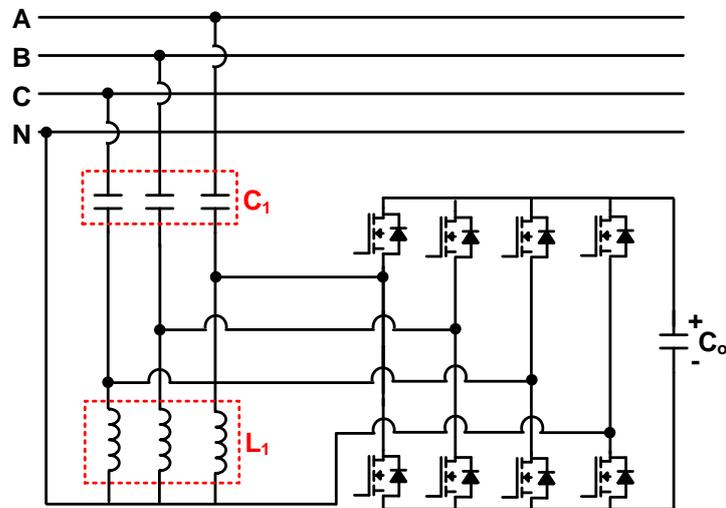


Fonte: o próprio autor.

apresentado na malhas passivas das topologias apresentadas anteriormente, a estrutura apresentada na Figura 31, proposta por Park *et al.* (1999), mostra solução bastante interessante para dar maior flexibilidade ao filtro híbrido. Tal flexibilidade advém do fato de que uma vez que o filtro ativo é desconectado do sistema, a sua ausência não irá comprometer a confiabilidade do filtro híbrido em termos de filtragem de harmônicos, pois a malha passiva continuará operando.

A topologia proposta na Figura 31, também tem a sua aplicação a sistemas trifásicos

Figura 31 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com o conversor a quatro braços *b-shaped one-branch*.



Fonte: o próprio autor.

a quatro fios, onde a malha passiva foi projetada para mitigar o harmônico de maior intensidade e o quarto braço do conversor (malha ativa) foi utilizado para sintetizar as correntes do neutro. Um dos principais destaques dessa topologia, é que a malha passiva continua operando mesmo com a desconexão da malha ativa em caso de manutenção do mesmo.

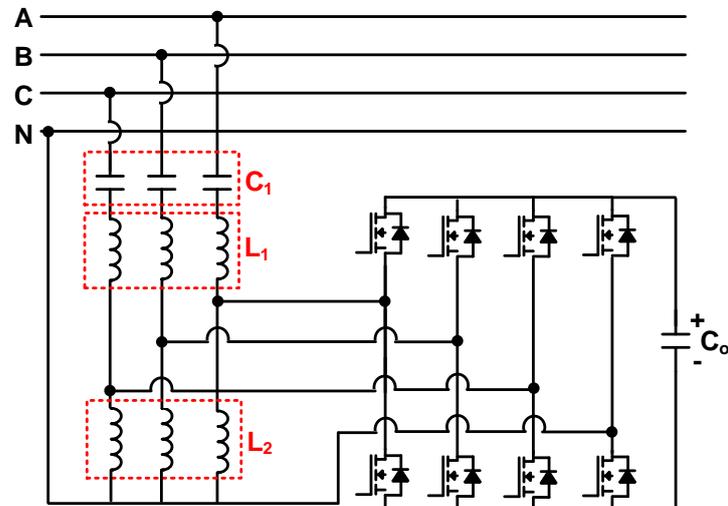
No entanto, a malha passiva da topologia *b-shaped one-branch* é de sintonia simples, oferecendo caminho de baixa impedância somente para um harmônico. As topologias de filtros híbridos com a malha passiva de sintonia simples, permitem que o filtro ativo sintetize mais corrente (aumentando a sua potência nominal) quando comparados as topologias que possuem malha passiva de dupla sintonia (LIMA *et al.*, 2013).

Diante deste cenário, Lam e Wong (2006) e Encarnação *et al.* (2013), propuseram topologias de filtro híbridos de dupla sintonia³ com conversor a quatro braços, mostradas respectivamente, nas Figuras 32 e 33.

Os filtros passivos das topologias apresentadas nas Figuras 32 e 33 são de dupla sintonia, ou seja, elas podem mitigar dois harmônicos em simultâneo. Podem mitigar um harmônico simétrico (de sequência negativa ou positiva) e um harmônico de sequência zero. Como exemplo de harmônico simétrico temos o 5º harmônico, e o 3º harmônico como exemplo de componente de sequência zero. No entanto, a topologia apresentada na Figura 32 se utiliza de três indutores (um em cada fase) para mitigar o harmônico de sequência zero, enquanto que a

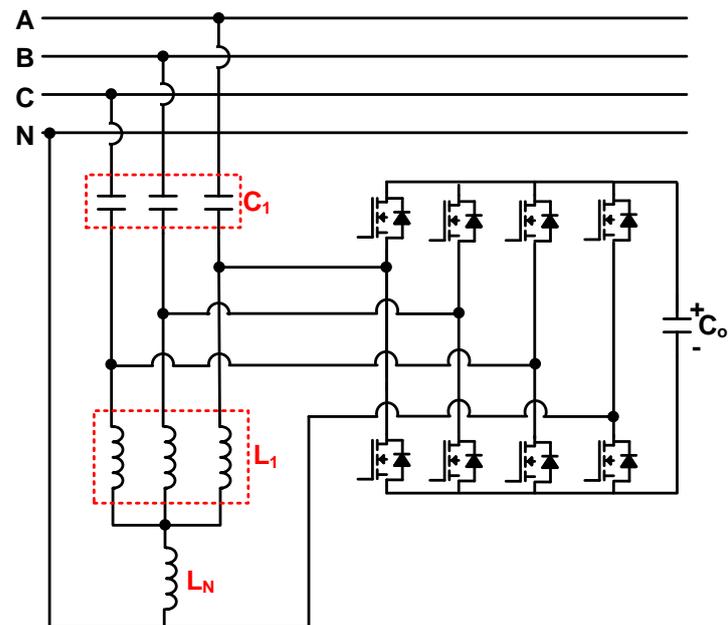
³ Capaz de compensar dois harmônicos em simultâneo

Figura 32 – Filtro híbrido trifásico a quatro fios com o conversor a quatro braços b-shaped L-Type.



Fonte: o próprio autor.

Figura 33 – Filtro híbrido de dupla sintonia com o conversor a quatro braços.



Fonte: o próprio autor.

topologia proposta por Encarnação *et al.* (2013), necessita apenas de um indutor para mitigar o mesmo harmônico. A malha passiva de ambas as topologias podem operar mesmo com a desconexão do conversor (malha ativa) do filtro híbrido. Essa característica garante a melhoria de qualidade de energia somente com a malha passiva, propriedade essa que outras topologias não apresentam.

A topologia proposta por Lam e Wong (2006) apresenta menos ruído quando comparado com a topologia proposta por Encarnação *et al.* (2013), devido à presença do indutor L_1 entre o ponto de conexão do conversor e a rede. No entanto, a topologia do Lam e Wong (2006), se torna mais cara devido aos seis indutores presentes na estrutura.

Como mencionado na secção 1.1, a topologia proposta por Encarnação *et al.* (2013), é a que apresenta mais vantagens no ponto de vista estrutural e desempenho. No entanto, essa topologia por ser de 4 braços (8 semicondutores de potência), ela apresenta um custo material adicional, maiores perdas por comutação nos semicondutores e uma estratégia de controle mais complexa em relação a demais estruturas estudadas.

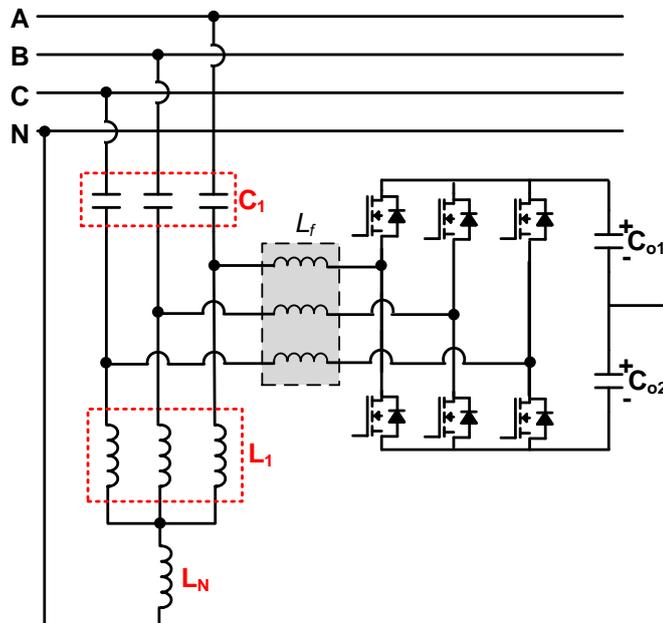
3 TOPOLOGIA DE FILTRO HÍBRIDO PROPOSTO

Este capítulo visa mostrar a topologia do filtro híbrido proposto, bem como a modelagem matemática para a determinação dos elementos da malha passiva, e a potência nominal do conversor do filtro híbrido.

A topologia de filtro híbrido de dupla sintonia proposta no trabalho, é mostrada na Figura 34, e a mesma foi baseada na topologia Encarnação *et al.* (2013). A malha passiva é de dupla sintonia, ou seja, ela pode compensar dois harmônicos em simultâneo (harmônicos de sequência negativa ou positiva e harmônico de sequência zero). A estrutura híbrida a quatro fios e dupla sintonia teve sua malha passiva sintonizada para 3^o e 5^o harmônicos, pois esses dois harmônicos são os que possuem maiores amplitudes. Fazendo isso, os demais harmônicos (7^o, 9^o, 11^o, 13^o, 15^o, 17^o e 19^o) que possuem menores amplitudes, podem ser mitigados pelo filtro ativo, reduzindo assim, a sua potência nominal.

O filtro ativo pode dar suporte na compensação do 3^o e 5^o harmônico, caso a malha passiva não consiga reduzir o DHI dos mesmos, para valores iguais ou menores aos permitido pela norma IEEE Std. 519 (2014).

Figura 34 – Topologia proposta.



Fonte: o próprio autor.

A topologia do conversor (filtro ativo) apresentada na Figura 34 foi baseada de (AREDES *et al.*, 1997). O conversor possui três braços e o condutor neutro é conectado no

ponto central do barramento CC. Essa topologia em comparação com a topologia apresentada por Encarnação *et al.* (2013), apresenta um diferencial na sua constituição, pois a mesma possui apenas seis semicondutores de potência na malha ativa. Essa vantagem impactará diretamente em um menor custo do conversor e em uma estratégia de controle menos complexa, uma vez que se terá que controlar apenas seis semicondutores de potência, além da diminuição das perdas por comutação nos semicondutores.

O filtro ativo é responsável por injetar correntes na rede, que somada as corrente harmônicas, produzem formas de ondas senoidais. Essas correntes injetadas pelo filtro, são denominadas de correntes de compensação. Essas correntes de compensação, são geradas de acordo com a estratégia de controle. O filtro híbrido do presente trabalho visa compensar tanto a potência reativa do sistema através do capacitor C_1 da Figura 34, e os harmônicos demandados pelo sistema de carga não linear conectadas à rede de distribuição.

3.1 Modelagem da malha passiva

Nesta secção será apresentada a metodologia utilizada para a especificação dos elementos da malha passiva do filtro híbrido. O projeto da malha passiva visa compensar os harmônicos e dar suporte de reativo, corrigindo o fator de deslocamento para um valor maior ou igual a 0,92. Assim, o filtro híbrido ainda permite a melhoria da qualidade de energia do sistema de energia em situação da ausência do conversor (em caso de manutenção, por exemplo) apenas coma malha passiva.

A malha passiva de dupla sintonia surgiu da combinação de duas estruturas passivas que são respectivamente a *b-shaped one branch* e a *b-shaped L-type* (SRIANTHUMRONG; AKAGI, 2002). É formada por um conjunto de capacitores C_1 em série com indutores L_1 para mitigarem o harmônico de sequência simétrica. O indutor L_N é colocado no neutro do sistema para mitigar o harmônico de sequência zero.

O capacitor C_1 e o indutor L_1 formam uma malha passiva L_1C_1 que é designada para eliminar o segundo harmônico mais dominante presente no sistema e que para este trabalho, é o 5º harmônico. A sua frequência de ressonância é dada por:

$$f_5 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (3.1)$$

O conjunto formado pelo capacitor C_1 , indutor L_1 e o indutor L_N resultam em uma

malha passiva $L_{1N}C_1$ que é designada para mitigar o harmônico mais dominante presente no sistema, que para este trabalho é o terceiro harmônico. A sua frequência de ressonância é dada por:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + 3L_N)C_1}} \quad (3.2)$$

O capacitor C_1 , além de formar a malha passiva para compensar os harmônicos, ele também tem a função compensar o reativo da carga, ou seja, corrigir o fator de potência. O dimensionamento da potência reativa capacitiva do banco de capacitores para se obter o fator de potência 0,92 é:

$$Q_C = Q_L - P \cdot \tan(\cos^{-1}(0.92)) \quad (3.3)$$

onde:

- Q_C é a potência reativa capacitiva
- Q_L é a potência reativa indutiva
- P é a potência ativa.

Com o valor de Q_C é possível encontrar o valor da capacitância do capacitor C_1 da malha passiva do filtro através da equação (3.4). Lembrando que a malha passiva do filtro híbrido é implementada com três capacitores, um em cada fase.

$$C_1 = \frac{Q_C}{3 \cdot V_{RMS}^2 \cdot \omega_f} \quad (3.4)$$

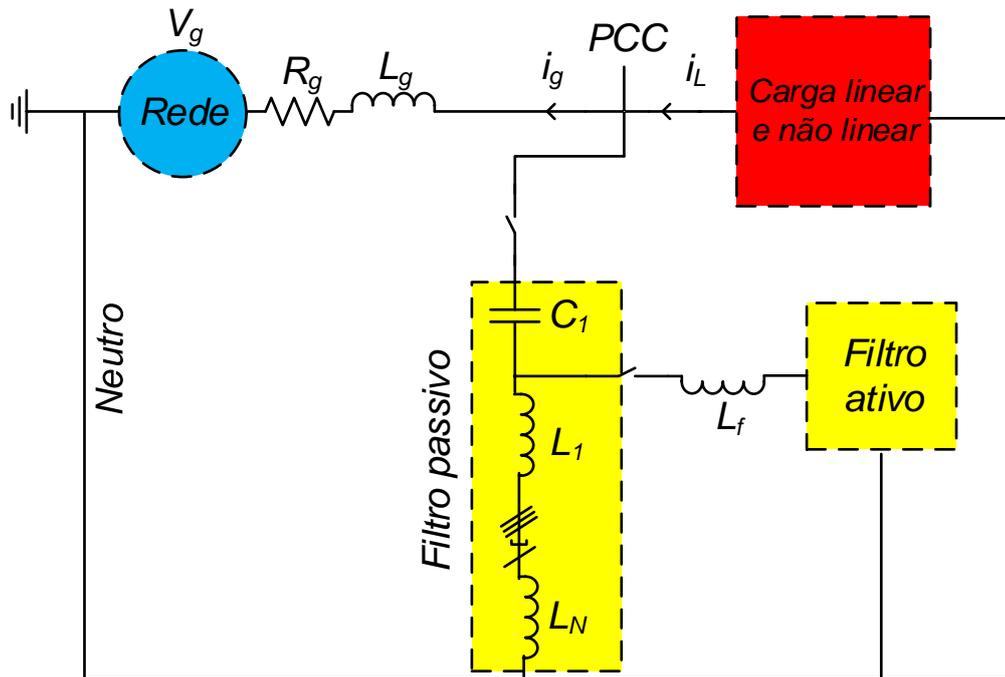
onde:

- C_1 é a capacitância monofásica da malha passiva do filtro;
- V_{RMS} é a tensão eficaz de fase da rede na frequência fundamental;
- ω_f é a frequência fundamental em $[rad/s]$.

3.2 Modelagem da malha ativa

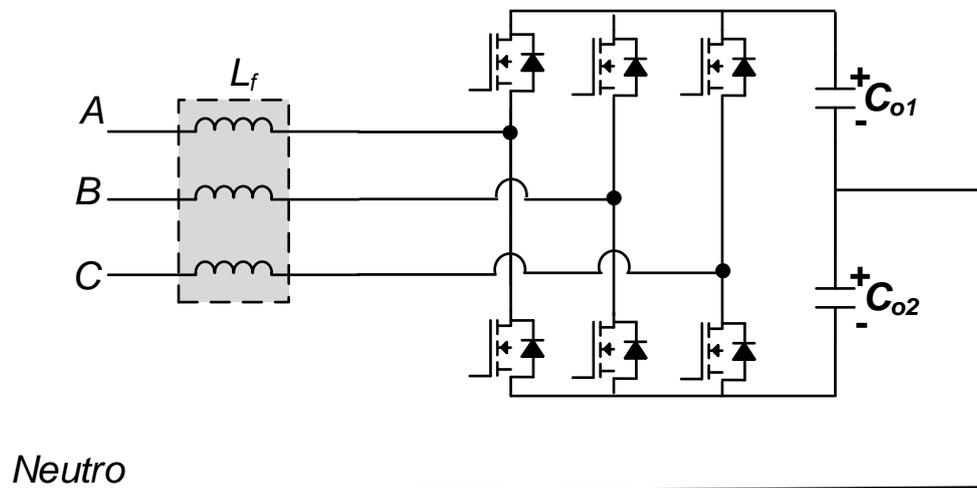
A malha ativa, ou o conversor do filtro híbrido, consiste em um conversor de 3 braços à quatro fios como indicado na Figura 35 e detalhado na Figura 36. Devido a especificidade estrutural da malha passiva do filtro híbrido e dos fins atribuídos às malhas passiva e ativa do mesmo, a análise do filtro será dada sob três óticas de análise. Em todas as análises será feita uma abordagem partindo da suposição de que o sistema em estudo é trifásico à quatro fios, balanceado e equilibrado. Todas as análises serão feitas de acordo com a Figura 35.

Figura 35 – Circuito de potência do filtro híbrido conectado à rede.



Fonte: o próprio autor.

Figura 36 – Estrutura de potência do filtro ativo.



Fonte: o próprio autor.

Para reduzir a distorção em alta frequência devido a comutação das chaves do conversor da topologia proposta, é utilizado um filtro L na saída do conversor, como mostra a Figura 36. De acordo com Ponnaluri e Brickwedde (2001), o valor dessa indutância é dada pela

expressão:

$$L_f = \frac{V_{g(rms)}}{2\sqrt{6}f_{sw}i_{ripple}}, \quad (3.5)$$

onde L_f é o filtro de saída do conversor, $V_{g(rms)}$ é a tensão eficaz da rede, f_{sw} é a frequência de chaveamento e i_{ripple} é o ripple da corrente máxima, usualmente considerada entre 5% a 20% da corrente máxima de operação do conversor. Utilizou-se um ripple de 10% nesse trabalho.

Segundo Liserre *et al.* (2006), a seleção do valor de referência mínimo para o nível de tensão no elo Corrente Contínua (CC) do conversor (malha ativa) mostrado na Figura 36, é:

$$V_{CC} = \sqrt{3}V_{g(pico)}. \quad (3.6)$$

O valor de referência é usualmente selecionado com um acréscimo de 15% do valor obtido em (3.6).

A determinação da capacitância do elo CC do conversor, depende da quantidade de energia que o capacitor absorve e do percentual de ondulação da tensão ao qual o capacitor será submetido (KASSAKIAN *et al.*, 2000). De acordo com o autor mencionado anteriormente, tem-se a capacitância do elo CC é dada por:

$$C_{CC} = \frac{P_p}{\omega} \cdot \left[\frac{\pi \cdot \cos(\phi)}{2} + 1 \right] \cdot \frac{8}{\left[(2 \cdot V_{CC} + \Delta V_{CC})^2 - (2 \cdot V_{CC} - \Delta V_{CC})^2 \right]}. \quad (3.7)$$

Onde:

- P_p é a potência máxima entregue nos terminais do conversor;
- ω é a frequência angular da rede;
- V_{CC} é a tensão nos terminais CC do conversor;
- ΔV_{CC} é o percentual de ondulação de tensão no capacitor;
- ϕ é o ângulo de defasamento entre tensão e a corrente.

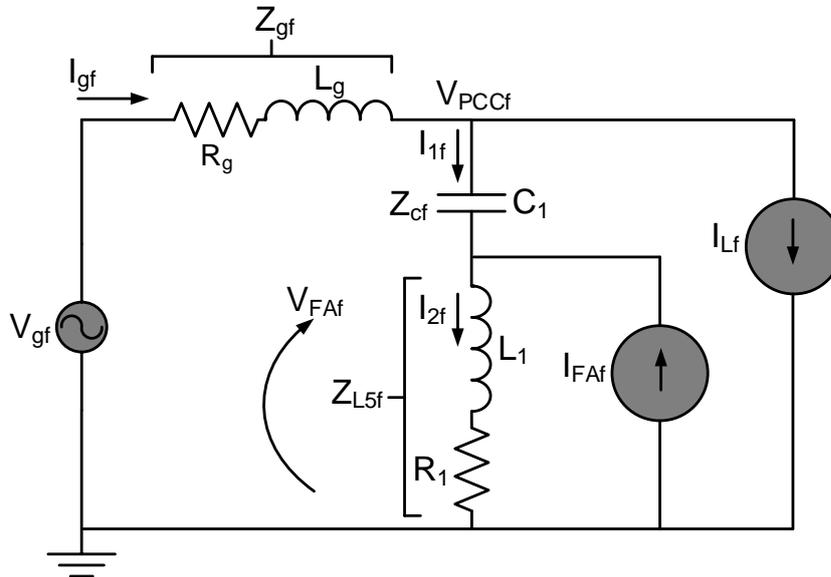
Neste trabalho foi adotado um percentual de 10%, ou seja $\Delta V_{CC} = 0,1$.

3.2.1 Análise da tensão e corrente na frequência fundamental ω_f

O circuito da Figura 37, é o equivalente monofásico simplificado da Figura 35, na frequência fundamental. A resistência da rede (R_g), indutância da rede (L_g), capacitância (C_1)

da malha passiva do filtro híbrido e a indutância (L_1) da malha passiva dimensionada para o 5º harmônico, são elementos vistos pela componente fundamental da corrente da rede.

Figura 37 – Sistema de potência monofásico equivalente para frequência fundamental.



Fonte: o próprio autor.

De acordo com a Figura 37, pode-se observar que o sistema de cargas se comporta como uma fonte de corrente, drenando corrente fundamental da rede. O conversor do filtro híbrido se comporta como uma fonte de corrente, injetando correntes harmônicas em oposição de fase ao sistema de cargas. A parcela média (\bar{q}) da potência reativa da carga é compensada pela malha passiva do filtro híbrido, e portanto tem-se que a componente instantânea da corrente do filtro ativo é zero:

$$i_{FAf} = 0. \quad (3.8)$$

Da Figura 37 e da consideração feita em (3.8), tem-se que as correntes instantâneas em Z_{Cf} e Z_{L5f} são iguais, pois o conversor apresenta-se como circuito aberto.

$$i_{1f} = i_{2f}. \quad (3.9)$$

Portanto, tem-se que a tensão nos terminais do conversor em relação ao neutro,

dependerá de i_{1f} ou i_{2f} .

$$V_{FAf} = Z_{L5f} \cdot i_{1f} = Z_{L5f} \cdot i_{2f}. \quad (3.10)$$

Usando a lei de Kirchhoff das tensões na malha constituídas por V_{gf} , Z_{gf} e a malha passiva do filtro híbrido (ver Figura 37), tem-se que:

$$-V_{gf} + Z_{gf} \cdot i_{gf} + V_{PCCf} = 0. \quad (3.11)$$

Portanto, tem-se que:

$$V_{PCCf} = V_{gf} - Z_{gf} \cdot i_{gf}. \quad (3.12)$$

A corrente instantânea em Z_{Cf} pode ser obtida através da diferença de potencial entre os terminais do capacitor C_1 :

$$i_{1f} = \frac{V_{PCCf} - V_{FAf}}{Z_{Cf}}. \quad (3.13)$$

Substituindo a Equação (3.12) em (3.13), tem-se que:

$$i_{1f} = \frac{V_{gf} - Z_{gf} \cdot i_{gf} - V_{FAf}}{Z_{Cf}}. \quad (3.14)$$

Aplicando (3.14) em (3.10), pode-se obter a tensão do filtro ativo na fundamental (V_{FAf}) em função da corrente instantânea da rede na fundamental (i_{gf}):

$$V_{FAf} = \frac{Z_{L5f} \cdot (V_{gf} - Z_{gf} \cdot i_{gf})}{Z_{Cf} + Z_{L5f}}. \quad (3.15)$$

Usando a lei de Kirchhoff das correntes no PCC, tem-se que:

$$i_{gf} = i_{1f} + i_{Lf}. \quad (3.16)$$

Isolando i_{1f} na Equação (3.10) e substituindo na Equação (3.16), tem-se que:

$$i_{gf} = \frac{V_{FAf}}{Z_{L5f}} + i_{Lf}. \quad (3.17)$$

A Equação (3.15) relaciona a tensão nos terminais do conversor em função da corrente instantânea da rede. No entanto, ela pode ser relacionada com a corrente instantânea da carga (i_{Lf}), substituindo a Equação (3.17) em (3.15):

$$V_{FAf} = \frac{Z_{L5f}(V_{gf} - Z_{gf} \cdot i_{Lf})}{Z_{gf} + Z_{Cf} + Z_{L5f}}. \quad (3.18)$$

Considerando o caso de uma rede forte, onde a sua impedância $Z_{gf} \approx 0$ (SILVA, 2007), a Equação (3.18) pode ser simplificada como:

$$V_{FAf} \approx \frac{V_{gf}}{\left(\frac{Z_{Cf}}{Z_{L5f}}\right) + 1}. \quad (3.19)$$

De acordo com Equação 3.19, pode-se verificar que quanto maior for a impedância Z_{Cf} em relação a Z_{L5f} , menor será a tensão nos terminais do conversor do filtro híbrido. Portanto, pode-se concluir que quanto menor for a capacitância C_1 da malha passiva, menor será a tensão nos terminais da malha ativa.

3.2.2 Análise da tensão e corrente nas frequências harmônicas simétricas ω_{h1}

Nesta secção será desenvolvida a análise do conversor do filtro híbrido perante as harmônicas simétricas ω_{h1} . O circuito equivalente monofásico da Figura 35 para os harmônicos simétricos ω_{h1} é mostrado na Figura 38.

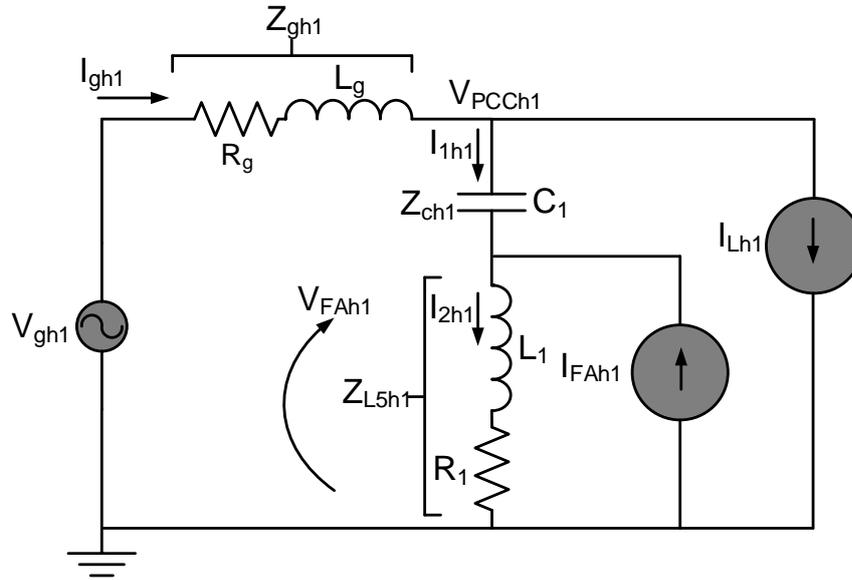
A corrente injetada na rede pelo conversor do filtro híbrido, que visa compensar os harmônicos gerados pela carga não lineares, podem ser composta por duas parcelas. Uma parcela simétrica (i_{FAh1}), relativo aos harmônicos simétricos, e uma segunda parcela (i_{FAh2}), relativo aos harmônicos assimétricos. No entanto, para este cenário, a corrente injetada pelo filtro ativo (i_{FA}) só dependerá da corrente dos harmônicos simétricos (3.20).

$$i_{FA} = i_{FAh1} \quad (3.20)$$

De acordo com Figura 38, pode-se verificar que a tensão harmônica (V_{FAh1}) nos terminais do conversor do filtro híbrido é :

$$V_{FAh1} = Z_{L5h1} \cdot i_{2h1}. \quad (3.21)$$

Figura 38 – Sistema de potência monofásico equivalente para harmônicos simétricos ω_{h1} .



Fonte: o próprio autor.

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes no ponto de conexão do filtro ativo com o passivo, tem-se que :

$$-i_{1h1} - i_{FAh1} + i_{2h1} = 0. \quad (3.22)$$

Isolando o i_{2h1} de (3.22) e substituindo em (3.21), tem-se que :

$$V_{FAh1} = Z_{L5h1} \cdot (i_{1h1} + i_{FAh1}). \quad (3.23)$$

A corrente instantânea (i_{1h1}) que flui pela impedância Z_{Ch1} da Figura 38, pode ser dada pela diferença de potencial nos terminais do capacitor C_1 :

$$i_{1h1} = \frac{V_{PCCh1} - V_{FAh1}}{Z_{Ch1}}. \quad (3.24)$$

Usando a lei de Kirchhoff das tensões na malha formada por V_{gh1} , impedância da rede (Z_{gh1}) e o filtro híbrido, tem-se que:

$$\begin{cases} -V_{gh1} + Z_{gh1} \cdot i_{gh1} + V_{PCCh1} = 0, \\ V_{PCCh1} = V_{gh1} - Z_{gh1} \cdot i_{gh1}. \end{cases} \quad (3.25)$$

Substituindo (3.25) em (3.24), i_{1h1} pode ser dado como:

$$i_{1h1} = \frac{V_{gh1} - Z_{gh1} \cdot i_{gh1} - V_{FAh1}}{Z_{Ch1}}. \quad (3.26)$$

Substituindo (3.26) em (3.23), obtém-se a tensão harmônica (V_{FAh1}) nos terminais do filtro ativo em função da corrente harmônica da rede i_{gh1} .

$$V_{FAh1} = \frac{Z_{L5h1} \cdot (V_{gh1} - Z_{gh1} \cdot i_{gh1} + Z_{Ch1} \cdot i_{gh1})}{Z_{Ch1} + Z_{L5h1}}. \quad (3.27)$$

Considerando que V_{gh1} da Figura 38 representa uma fonte de barramento infinito, a fonte de distúrbios na qualidade de energia no barramento PCC, deve ser a carga. Nesse sentido, o V_g da Figura 35 é uma fonte de tensão livre de harmônicos:

$$V_g = V_{gf} + V_{gh} = V_{gf} + (V_{gh1} + V_{gh2}) \Rightarrow V_g = V_{gf}. \quad (3.28)$$

Onde V_{gh1} e V_{gh2} são as componentes harmônicas simétricas e assimétricas, respectivamente.

Em caso de filtragem harmônica perfeita por parte do filtro híbrido, a corrente harmônica instantânea na rede (i_{gh}) será zero. Ou seja:

$$i_{gh} = i_{gh1} = i_{gh2} = 0 \Rightarrow i_{gh} = i_{gh1} + i_{gh2} = 0. \quad (3.29)$$

De acordo com as considerações feitas nas Equações (3.28) e (3.29), tem-se que:

$$V_{PCCh1} = V_{gh1} - Z_{gh1} \cdot i_{gh1} \Rightarrow V_{PCCh1} = 0. \quad (3.30)$$

A equação (3.30) permite afirmar que as diferenças de potências entre os terminais do conversor, PCC e o neutro, são iguais (ver Figura 38). Ou seja:

$$|V_{PCCh1} - V_{FAh1}| = |V_{FAh1}| \Rightarrow V_{FAh1} = Z_{Ch1} \cdot i_{1h1} = Z_{L5h1} \cdot i_{2h1}. \quad (3.31)$$

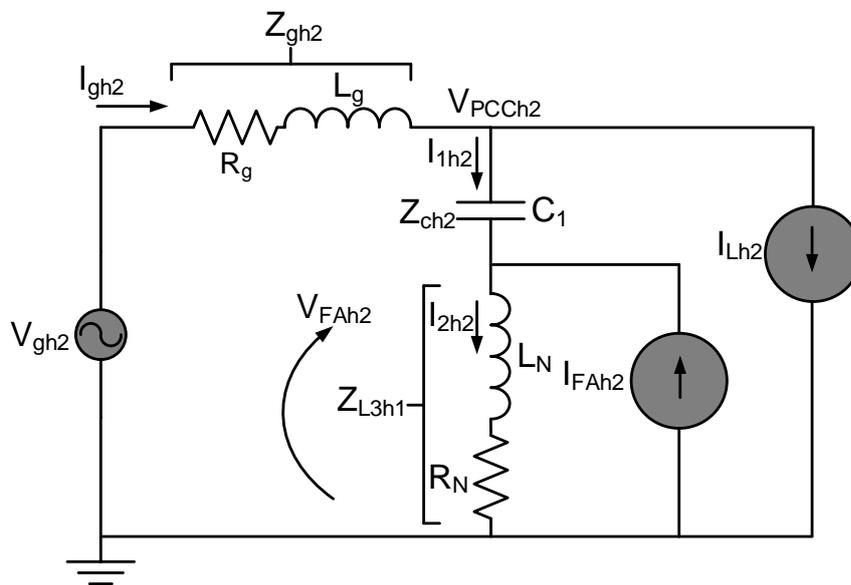
De acordo com (3.31), pode-se observar que quanto maior for a impedância Z_{Ch1} , maior será tensão harmônica simétrica (V_{FAh1}) nos terminais do conversor do filtro híbrido.

É importante notar que na análise do sistema para frequência fundamental (ω_f), a Equação (3.19) indica que quanto menor for a capacitância C_1 da malha passiva, menor será a tensão fundamental (V_{AFf}) nos terminais do conversor, conseqüentemente menores serão as perdas do conversor. No entanto, a Equação (3.31) indica que quanto menor for a capacitância C_1 , maior será a tensão harmônica simétrica V_{FAh1} nos terminais do conversor. Com isso, as perdas devido às harmônicas simétricas no conversor tendem à aumentar e mais distorcida será a tensão no PCC.

3.2.3 Análise da tensão e corrente nas frequências harmônicas assimétricas ω_{h2}

O sistema monofásico equivalente da Figura 35 para harmônicos assimétricos, é apresentado na Figura 39. O sistema da Figura 39 é similar ao sistema da Figura 38 com a diferença de que a impedância Z_{L3h2} é uma associação série de $R_1 + 3R_N$ e $L_1 + 3L_N$, ao contrário de Z_{L5h1} que é uma associação de R_5 e L_5 . Além disso, todas as variáveis de tensão, corrente e impedância são calculadas para frequências assimétricas ou homopolares.

Figura 39 – Sistema de potência monofásico equivalente para harmônicos assimétricos ω_{h2} .



Fonte: o próprio autor.

Contudo, todas as considerações feitas na análise para harmônicas simétricas ω_{h1} são válidas para as harmônicas assimétricas ω_{h2} . Portanto todas as equações apresentadas para

ω_{h1} são as mesmas para ω_{h2} . Logo, tem-se que:

$$i_{gh2} \simeq \frac{(Z_{Ch2} + Z_{L3h2}) \cdot i_{Lh2}}{Z_{Ch2} + Z_{gh2} + (1 + K_c) \cdot Z_{L3h2}}, \quad (3.32)$$

$$V_{FAh2} = Z_{Ch2} \cdot i_{1h1} = Z_{L3h2} \cdot i_{2h2} = Z_{Ch2} \cdot i_{Lh2}, \quad (3.33)$$

$$i_{FAh2} = \left(\frac{Z_{Ch2}}{Z_{L3h2}} - 1 \right) \cdot i_{1h2} = \left(\frac{Z_{Ch2}}{Z_{L3h2}} - 1 \right) \cdot i_{Lh2}, \quad (3.34)$$

Onde o K_c é a constante de compensação.

Tendo como base as equações apresentadas anteriormente, tem-se que a potência trifásica do conversor do filtro híbrido pode ser dada por:

$$S_{FA3\phi} = 3 \cdot V_{FA} \cdot i_{FA}. \quad (3.35)$$

Onde:

- $S_{FA3\phi}$ é a potência trifásica do conversor em [VA],
- V_{FA} é a tensão de fase nos terminais do conversor,
- i_{FA} é a corrente de fase nos terminais do conversor.

A tensão total nos terminais do conversor do filtro híbrido é dada pela soma da tensão fundamental (V_{FAf}), tensão harmônica simétrica (V_{FAh1}) e tensão harmônica assimétrica (V_{FAh2}), como mostra a Equação (3.36).

$$V_{FA} = V_{FAf} + V_{FAh1} + V_{FAh2}. \quad (3.36)$$

De acordo com as considerações feitas anteriormente, tem-se que a tensão e corrente do filtro ativo, são dadas por:

$$V_{FA} = \frac{V_{gf}}{\frac{Z_{cf}}{Z_{L5f}} + 1} + Z_{Ch1} \cdot i_{Lh1} + Z_{Ch2} \cdot i_{Lh2}, \quad (3.37)$$

$$i_{FA} = K_c \cdot i_{gh1} + K_c \cdot i_{gh2}. \quad (3.38)$$

Substituindo as Equações (4.16) e (3.38) na Equação (3.35), tem-se que:

$$S_{FA3\phi} = 3 \cdot \left(\frac{V_{gf}}{\frac{Z_{Cf}}{Z_{L5f}} + 1} + Z_{Ch1} \cdot i_{Lh1} + Z_{Ch2} \cdot i_{Lh2} \right) \cdot K_c \cdot i_{gh1} + K_c \cdot i_{gh2}. \quad (3.39)$$

Com o intuito de facilitar a análise da Equação (3.39), pode-se considerar que $Z_{Ch} = Z_{Ch1} + Z_{Ch2}$, $i_{Lh} = i_{Lh1} + i_{Lh2}$ e $i_{gh} = i_{gh1} + i_{gh2}$. Portanto, tem-se que:

$$S_{FA3\phi} = 3 \cdot \left(\frac{V_{gf}}{\frac{Z_{Cf}}{Z_{L5f}} + 1} + Z_{Ch} \cdot i_{Lh} \right) \cdot (K_c \cdot i_{Lh}). \quad (3.40)$$

De acordo com a Equação (3.40), pode-se perceber que quanto melhor for o desempenho de filtragem do filtro ativo (isso implica em um K_c maior), maior será a sua potência nominal.

A potência trifásica do sistema de cargas pode ser calculadas como:

$$S_{L3\phi} = 3 \cdot V_{PCCf} \cdot i_L. \quad (3.41)$$

Onde:

- $S_{L3\phi}$ é a potência trifásica do sistema de carga;
- V_{PCCf} é a tensão fundamental no PCC;
- i_L é a corrente do sistema de cargas.

Relacionando as Equações (3.40) e (3.41), tem-se que:

$$\frac{S_{FA3\phi}}{S_{L3\phi}} = \frac{3 \cdot \left(\frac{V_{gf}}{\frac{Z_{Cf}}{Z_{L5f}} + 1} + Z_{Ch} \cdot i_{Lh} \right) \cdot (K_c \cdot i_{Lh})}{3 \cdot V_{PCCf} \cdot i_L}. \quad (3.42)$$

A relação em (3.42), traduz o quanto oneroso pode ser o conversor do filtro híbrido, quanto maior for a sua capacidade de filtragem.

4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO FILTRO ATIVO

Nesta secção será apresentada a teoria de potência ativa e reativa instantânea ou teoria pq , uma teoria muito utilizada em estratégias de controle de filtro ativo, pois são aplicadas em sistemas com distorções e desbalanços. Será apresentada também o detector de sequência positiva, algoritmo de suma importância quando se deseja compensar os harmônicos de corrente em sistemas desbalanceados. E por último, será apresentada o diagrama de blocos da estratégia de controle implementada no conversor do filtro híbrido proposto.

4.1 Teoria pq

A teoria de potência ativa e reativa instantânea ou teoria pq , proposta por Watanabe *et al.* (2004), surgiu devido a necessidade de se explicar os sistemas com distorções e desbalanços, cenário esse em que a teoria convencional não consegue explicar. A aplicação da teoria pq em estratégias de controle do conversor do filtro híbrido permite uma compensação seletiva das potências. Está é uma das grandes vantagens desta teoria, uma vez que é possível um correto dimensionamento da malha ativa, de acordo com às reais necessidades da sua aplicação. A análise de potência da teoria pq podem ser feitas de duas formas distintas que convergem para o mesmo resultado. A primeira é desenvolvida diretamente nas coordenadas abc e a segunda é baseada nas coordenadas ortogonais $\alpha\beta 0$. Nesse trabalho será usada a segunda abordagem da teoria pq . A transformada de Clarke é usada para a transformações de tensões e correntes trifásicas do sistema abc para um sistema estacionário formado por três eixos ortogonais $\alpha\beta 0$. Um das vantagens dessa transformação, é a fácil separação da componente de sequência zero (v_0, i_0).

A transformação das tensões em coordenadas abc para coordenadas $\alpha\beta 0$ pode ser obtida a partir de

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

A mesma transformação pode ser usada para as corrente, como segue:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

As variáveis v_α , v_β e v_0 representam as componentes estacionárias $\alpha\beta$ e a componente homopolar da tensão, respectivamente. O mesmo vale para as correntes. A constante $\sqrt{\frac{2}{3}}$ é a responsável pela invariância em potência entre os dois sistemas de coordenadas.

De acordo com as Equações (4.1) e (4.2), a potência real ou ativa p , imaginária q e de sequência zero p_0 podem ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Realizando a multiplicação matricial da Equação (4.3), tem-se que:

$$p_0 = v_0 \cdot i_0, \quad (4.4)$$

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta, \quad (4.5)$$

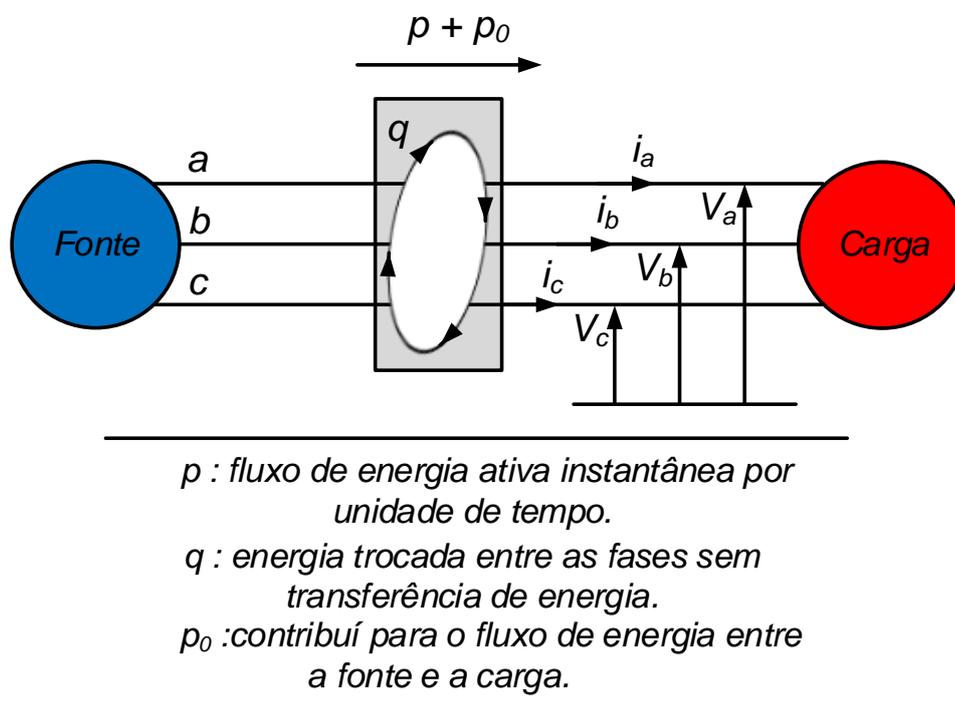
$$q = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta. \quad (4.6)$$

A potência imaginária q , representa a parcela de energia que não contribui para a fluxo de energia entre a fonte e carga em nenhum instante. Ela é trocada entre as fases do sistema, porém se anula quando computadas todas a fases do sistema. A potência ativa p corresponde a parcela que contribui para o fluxo instantâneo de energia por unidade de tempo, entre a fonte e a carga. As componentes de sequência zero de tensão e corrente não contribuem para as potências instantâneas p e q . A potência ativa trifásica instantânea ($p_{3\phi}$) pode ser dada pelo soma da potência real (p) e a potência de sequência zero (p_0), como mostra a Equação (4.7). Em sistemas

trifásicos a três ou quatro fios, quando a tensão e/ou corrente de sequência zero forem nulas, não existirá p_0 . Nesse cenário, tem-se que $p_{3\phi} = p$. A interpretação física dessas potências na teoria pq , é mostrada na Figura 40.

$$p_{3\phi} = p + p_0. \quad (4.7)$$

Figura 40 – Interpretação física das potências na teoria pq .



Fonte: Adaptado de Watanabe *et al.* (2004).

As tensões e correntes definidas respectivamente em (4.1) e (4.2), podem conter harmônicos e desequilíbrios. Portanto, no caso mais geral em que estas imperfeições estão presentes, pode-se dizer que as potências instantâneas ativa, imaginária e de sequência zero, terão componentes de valores médios e oscilantes. Ou seja:

$$p = \bar{p} + \tilde{p}, \quad (4.8)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q}, \quad (4.9)$$

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0. \quad (4.10)$$

A "barra" indica o valor médio e o "til" indica o valor oscilante. Decompondo as Equações (4.8), (4.9) e (4.10) em série de Fourier e em termos das suas componentes simétricas, tem-se que:

$$p = \begin{cases} \bar{p} = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} \cdot I_{+n} \cdot \cos(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-n} \cdot I_{-n} \cdot \cos(\phi_{-n} - \delta_{-n}) + \\ \tilde{p} = \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} \cdot I_{+n} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n) \cdot t + \phi_{+m} - \delta_{+n})] + \\ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} \cdot I_{-n} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n) \cdot t + \phi_{-m} - \delta_{-n})] + \\ \sum_{m=1}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m} \cdot I_{-n} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n) \cdot t + \phi_{+m} + \delta_{-n})] + \\ \sum_{m=1}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m} \cdot I_{+n} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n) \cdot t + \phi_{-m} + \delta_{+n})] \end{cases} ; \quad (4.11)$$

$$q = \begin{cases} \bar{q} = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} \cdot I_{+n} \cdot \sin(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-n} \cdot I_{-n} \cdot \sin(\phi_{-n} - \delta_{-n}) + \\ \tilde{q} = \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} \cdot I_{+n} \cdot \sin((\omega_m - \omega_n) \cdot t + \phi_{+m} - \delta_{+n})] + \\ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m} \cdot I_{-n} \cdot \sin((\omega_m - \omega_n) \cdot t + \phi_{-m} - \delta_{-n})] + \\ \sum_{m=1}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m} \cdot I_{-n} \cdot \sin((\omega_m + \omega_n) \cdot t + \phi_{+m} + \delta_{-n})] + \\ \sum_{m=1}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} \cdot I_{+n} \cdot \sin((\omega_m + \omega_n) \cdot t + \phi_{-m} + \delta_{+n})] \end{cases} ; \quad (4.12)$$

$$p_0 = \begin{cases} \bar{p}_0 = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0n} \cdot I_{0n} \cdot \cos(\phi_{0n} - \delta_{0n}) + \\ \tilde{p}_0 = \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0m} \cdot I_{0n} \cos((\omega_m - \omega_n) \cdot t + \phi_{0m} - \delta_{0n})] + \\ \sum_{m=1}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{0m} \cdot I_{0n} \cos((\omega_m + \omega_n) \cdot t + \phi_{0m} + \delta_{0n})] \end{cases} \quad (4.13)$$

Os índices +, - e 0 representam a sequência positiva, negativa e zero, respectivamente. De acordo com as Equações (4.11) e (4.12), pode-se verificar que as parcelas médias (\bar{p} , \bar{q}) das potências p e q , são formadas pela multiplicação de tensão e corrente da mesma sequência e frequência. Já as parcelas oscilante (\tilde{p} , \tilde{q}), são formadas pelas seguintes condições:

- multiplicação da tensão e corrente da mesma sequência, mas com frequências diferentes;
- multiplicação da tensão e corrente na mesma frequência, mas com sequências diferentes;
- multiplicação da tensão e corrente com sequências e frequências diferentes.

A parcela oscilante da potência real ou ativa (p) e a potência imaginária (q), são indesejáveis para o Sistema Elétrico de Potência (SEP) (CZARNECKI, 2004). Portanto, a compensação dessas parcelas pelo filtro híbrido, melhora a qualidade de energia do SEP.

Analisando a Equação (4.13), verifica-se que não é possível existir a parcela média (\bar{p}_0) de p_0 , sem a presença da sua parcela oscilante (\tilde{p}_0). Ou seja, não há como ter \bar{p}_0 desacoplado de \tilde{p}_0 , mesmo quando só existe a componente fundamental. Por conta disso, a potência p_0 se torna indesejável para o SEP, embora a sua parcela média seja boa do ponto de vista da transferência de energia entre a fonte e a carga.

Considerando que o v_0 da Equação (4.3) seja zero, tem-se que:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Escrevendo a Equação (4.14) para as correntes i_α e i_β , em função das demais variáveis, considerando as Equações (4.8) e (4.9), tem-se que:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

É mostrada na Equação (4.15), que é possível calcular com precisão as correntes de compensação que possibilitam a eliminação das parcelas não desejáveis das potências p e q , que degradam a qualidade de energia. Para o caso em que haja a necessidade de compensar apenas harmônicos de corrente, é suficiente em (4.15) considerar as parcelas oscilantes das potências real ($-\tilde{p}$) e imaginária ($-\tilde{q}$), com os sinais invertidos. Isso significa que as correntes de compensação irão sintetizar parcelas oscilantes das potências real e imaginária com mesma magnitude, porém com sinais opostos às parcelas já existentes no sistema. Isto proporcionará a compensação das componentes não desejadas das potências real e imaginária e, portanto, a compensação do sistema. A expressão a seguir mostra a determinação das correntes de compensação para o caso analisado:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

A Equação (4.17) conhecida como transformada inversa de Clarke, é usada para a realização da mudança de coordenadas $\alpha\beta 0$ para abc .

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

4.2 Detector de sequência positiva

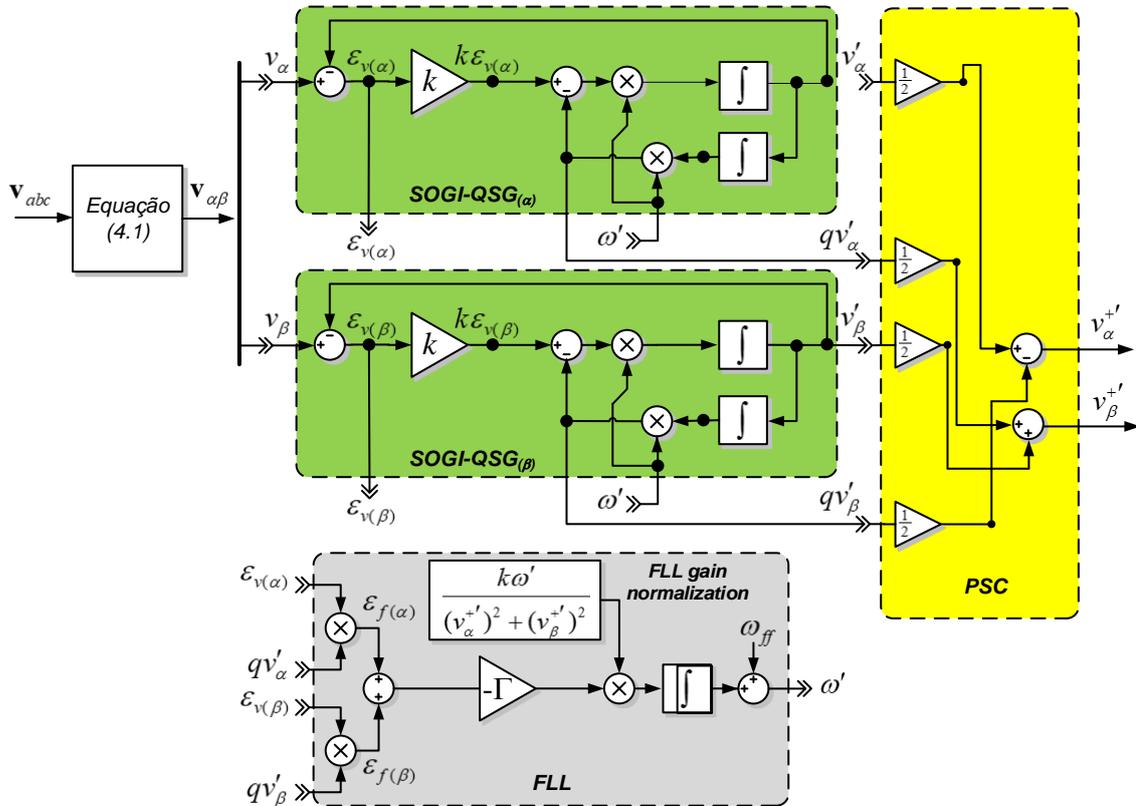
Antes de começar a descrição sobre a estrutura usada como detector de sequências, é de suma importância deixar bem claro o porquê da sua utilização na estratégia de controle desenvolvida neste trabalho. Vale ressaltar que a estratégia de controle implementada visa compensar as correntes harmônicas geradas pelas cargas não lineares. Foi visto na seção 4.1, que para compensar os harmônicos de corrente, é necessário usar as parcelas oscilantes das potências p e q com sinais invertidos, como mostra a Equação (4.16). No entanto, se tensões e correntes harmônicas de frequências e sequências iguais estiverem presentes na rede, eles formarão a parcela média da potência p que não será incluída no cálculo das correntes de compensação. Ou seja, o filtro não conseguirá eliminar todos os harmônicos da carga não linear, pois nem todos os harmônicos estarão presentes nas parcelas oscilantes das potências p e q .

Com uso de detector da componente fundamental de sequência positiva da tensão da rede, é possível garantir que todos os harmônicos gerados pela carga não linear, estarão presentes na parcelas \tilde{p} e \tilde{q} que serão usadas no cálculo das correntes de compensação. Só assim é possível garantir compensação de todos os harmônicos da carga não linear.

O DSOGI-FLL é um algoritmo de sincronização trifásico proposto por Rodríguez *et al.* (2010), usado como detector de sequência positiva na estratégia de controle desenvolvida neste trabalho. A estrutura é composta por dois *Second Order Generalized Integrator Quadrature Signal Generator (SOGI-QSG)*, um bloco *Frequency Locked Loop (FLL)* e um bloco *Positive Sequence Calculator (PSC)*, como é mostrado na Figura 41.

Os sinais de entrada em abc são transformados para as coordenadas $\alpha\beta 0$, e em seguida passam pelos seus respectivos SOGI-QSG. O SOGI-QSG é um filtro passa-banda com duas variáveis de saída. O V'_α é uma versão filtrada do sinal de entrada V_α , e o qV'_α é um sinal em quadratura em relação à V'_α , ou seja, defasado de 90° . Os sinais V'_α , qV'_α , V'_β e qV'_β são variáveis de entrada do PSC. O PSC é um separador de sequência baseado na transformação de Lyon,

Figura 41 – Diagrama de blocos de DSOGI-FLL dividido em seus blocos de construção: SOGI – QGS $_{\alpha}$, SOGI – QGS $_{\beta}$, FLL e PSC.



Fonte: Adaptado de Rodríguez *et al.* (2010).

(LYON, 1937), que é uma expansão da teoria das componentes simétricas para o domínio do tempo.

As variáveis $\varepsilon_{v(\alpha)}$, qv'_{α} , $\varepsilon_{v(\beta)}$ e qv'_{β} são parâmetros de entrada do FLL, capaz de rastrear a frequência fundamental da rede e que tem como variável de saída o ω' . O ω' realimenta os dois SOGI-QSG.

Analisando um dos blocos SOGI-QSG, tem-se que as funções de transferências que relacionam o sinal de saída com os sinais de entrada e o erro, podem ser obtidas como:

$$\frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}; \quad (4.18)$$

$$\frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}; \quad (4.19)$$

$$\frac{\varepsilon_v(s)}{v(s)} = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}. \quad (4.20)$$

A variável k das funções de transferências apresentadas anteriormente, define a largura de banda do SOGI-QSG, enquanto que o ω' define a frequência central do filtro passa-banda. De acordo com Rodriguez *et al.* (2011), a variável k pode ser obtida em função do tempo de assentamento da estrutura (t_{SOGI}):

$$t_{SOGI} = \frac{10}{k \cdot \omega'}. \quad (4.21)$$

De acordo com a Figura 4.21, pode-se verificar que quanto maior for o k , menor será o t_{SOGI} . No entanto, um valor de k grande implica em uma largura de banda maior, que acaba por deteriorar a capacidade de filtragem do SOGI-QSG.

A partir da modelagem apresentada em Rodriguez *et al.* (2011), recomenda-se que a escolha de Γ do bloco de FLL, seja obtido de acordo com o tempo de assentamento do FLL (t_{FLL}):

$$t_{FLL} = \frac{5}{\Gamma}. \quad (4.22)$$

Ao final da estrutura FLL, foi utilizado um arranjo *feed-forward* a partir do sinal ω_{ff} , que representa um valor na vizinhança da frequência nominal, a fim de diminuir o erro residual na entrada do integrador.

4.3 Diagrama de blocos da estratégia de controle

O esquema de controle usado para o cálculo das correntes de compensação de referência do filtro ativo é apresentado na Figura 42. Primeiramente foi feita a transformação da tensão (V_{abc}) e corrente (I_g) da rede das coordenadas abc para $\alpha\beta 0$ através de (4.1) e (4.2), respectivamente. Em seguida foram calculadas as potências p e q de acordo com (4.5) e (4.6). Lembrando que as tensões da rede fornecidas ao sistema de controle continham apenas a componente fundamental de sequência positiva, uma vez que foi utilizado o DSOGI-FLL para rastrear tal componente mesmo em cenários de desbalanço ou distorção (RODRÍGUEZ *et al.*, 2010). Portanto, tem-se que a potência p_0 é nula no ponto de vista da estratégia de controle, pois a potência p_0 só depende da componente de sequência zero, como visto anteriormente. Embora exista a corrente i_0 , como $v_0 = 0$, pode-se garantir que $p_0 = 0$.

Posteriormente foi feita a seleção das parcelas a serem compensadas por meio de Filtro Passa Baixa (FPB), e em seguida foram calculadas as correntes de compensação de referência a partir de (4.23).

$$\begin{bmatrix} i_{C(\alpha)}^* \\ i_{C(\beta)}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^{\prime 2} + v_{\beta}^{\prime 2}} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\prime} & v_{\beta}^{\prime} \\ v_{\beta}^{\prime} & -v_{\alpha}^{\prime} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} + p_{perda} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

Analisando a Equação (4.23), pode-se verificar que a estratégia de controle implementada, permitirá ao filtro ativo compensar as parcelas oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} . A parcela \tilde{q} é da responsabilidade da malha passiva do filtro híbrido. A parcela \tilde{p} da potência ativa ou real p não é compensada pelo filtro híbrido, pois contribui para o fluxo de energia por unidade de tempo entra a fonte e a rede, realizando trabalho útil.

O controle da tensão no barramento CC do conversor foi realizado por meio do controlador Proporcional-Integral (PI). A p_{perda} foi usada no cálculo das correntes de compensação de referência com o intuito de reduzir as oscilações de tensão no barramento CC do conversor.

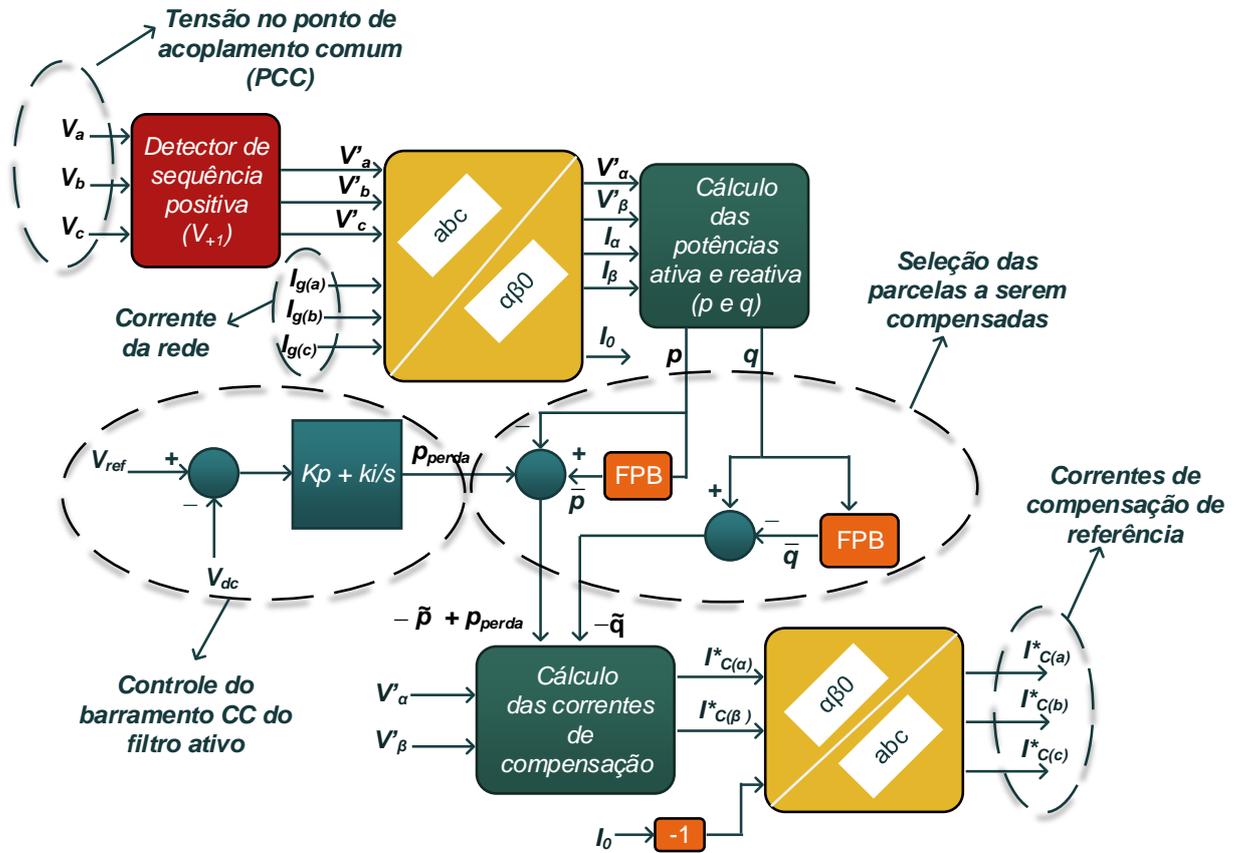
A topologia de filtro híbrido proposto tem a sua aplicação em sistemas trifásicos a quatro fios, ou seja, com a presença do condutor neutro. Para compensar os harmônicos que circulam pelo neutro, é necessário usar a corrente de sequência zero (i_0) com sinal invertido na transformada inversa de Clarke, como mostra a seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} i_{C(a)}^* \\ i_{C(b)}^* \\ i_{C(c)}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{C(0)} \\ i_{C(\alpha)} \\ i_{C(\beta)} \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

O $i_{C(a)}^*$, $i_{C(b)}^*$ e $i_{C(c)}^*$ são correntes de compensação em coordenadas acb , que servirão de referências para as correntes que o filtro ativo injetará na rede. Através da estratégia de modulação por histerese, será possível fazer com que o conversor sintetize as correntes de compensação de referência obtidas pela estratégia de controle. A modulação por histerese força o conversor a se comportar como uma fonte de corrente, injetando correntes de compensação no ponto da sua conexão com a rede elétrica. A estratégia de modulação por histerese é mostrada na Figura 43.

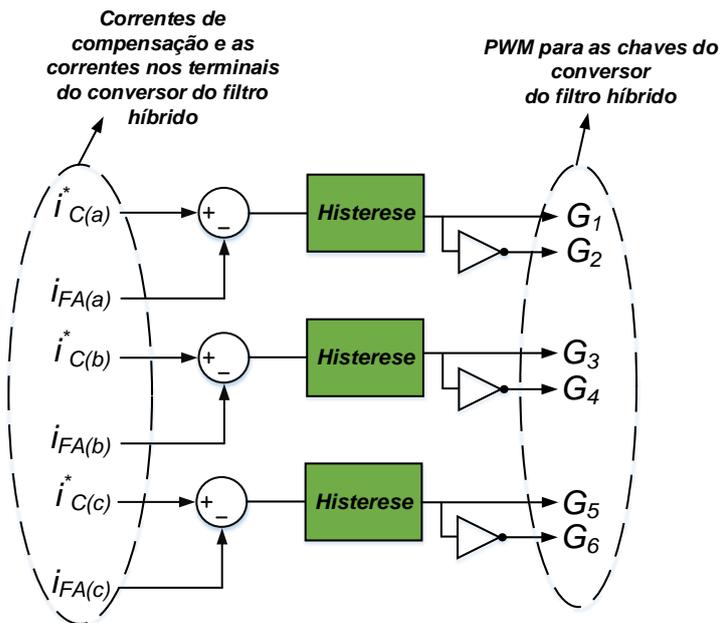
De acordo com a Figura 43, tem-se que as correntes de compensação de referências ($i_{C(abc)}$) são comparadas com as correntes no terminais do conversor ($i_{FA(abc)}$). O erro dessa comparação é processado pelo bloco histerese, que tem função de o minimizar. Ou seja, a

Figura 42 – Estratégia de controle do filtro ativo.



Fonte: o próprio autor.

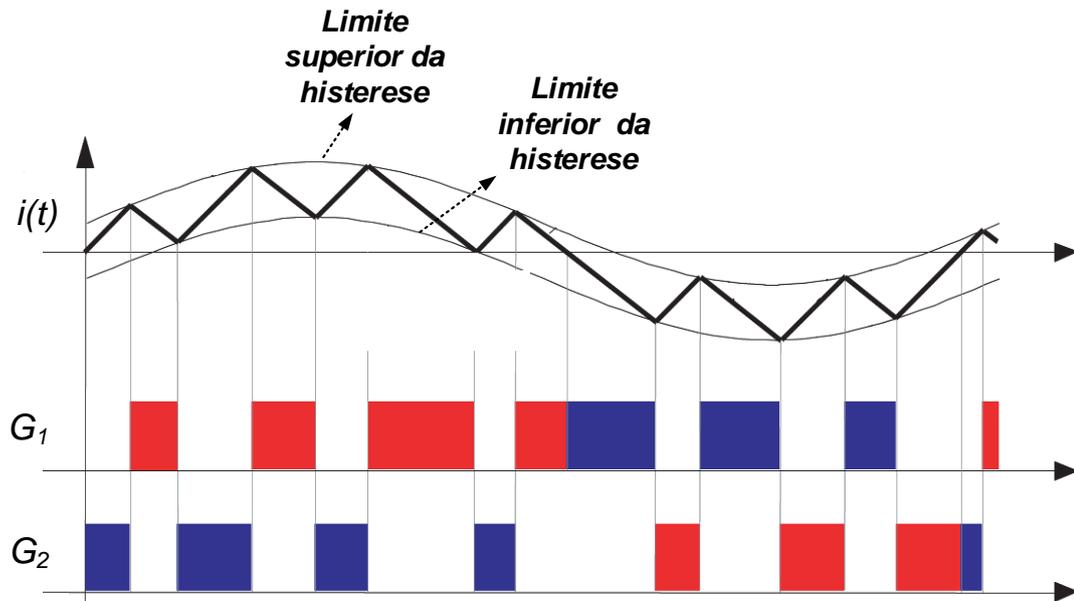
Figura 43 – Estratégia de modulação por histerese.



Fonte: o próprio autor.

modulação por histerese tem a função de fazer com que o conversor sintetize e injete na rede, correntes de referências calculadas na estratégia de controle. Um exemplo de PWM por banda de histerese, é mostrado na Figura 44. O tempo de condução das chaves do conversor depende dos limites da banda de histerese.

Figura 44 – PWM por banda de histerese.



Fonte: adaptado de Watanabe *et al.* (2004).

É mostrada na Tabela 13 os parâmetros utilizados no DSOGI-FLL, controlador PI e na modulação por histerese.

Tabela 13 – Constantes utilizadas na estratégia de controle do conversor do filtro híbrido.

Especificações	Valores
Ganho k do SOGI-QSG	$\sqrt{2}$
Ganho Γ do FLL	100
Ganho proporcional (k_p)	1
Ganho integral (k_i)	80
Limite superior da banda de histerese	0,1
Limite inferior da banda de histerese	-0,1

Fonte: o próprio autor.

5 RESULTADOS

Nesta secção será apresentada os resultados de simulação e experimentais. Os resultados de simulação foram obtidos via plataforma PSCAD/EMTDC. Já os resultados experimentais foram obtidos através da plataforma DSPACE 1103 do Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência e Integração a Sistemas de Energia (LAPIS), localizado na UFC, bloco 705. A topologia proposta foi testada em cenários com a presença de cargas balanceadas e desbalanceadas, tanto em simulação como em bancada.

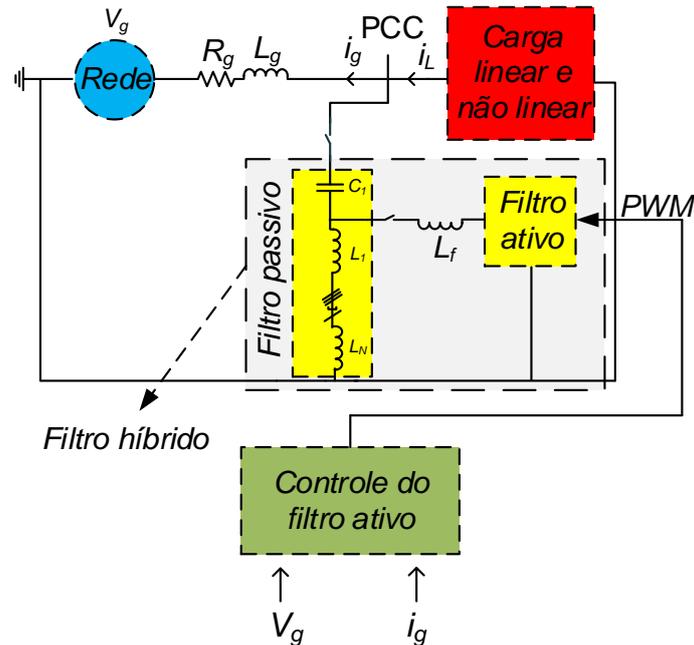
5.1 Resultados de Simulação

A topologia de filtro híbrido proposto nesse trabalho, foi testada em dois cenários distintos: cenário com a presença de carga não linear balanceada e carga linear também balanceada, e em cenário com carga não linear balanceada mas com a carga linear desbalanceada. Os resultados para o primeiro cenário, é apresentado na secção seguinte.

5.1.1 *Cenário com carga não linear balanceada e carga linear balanceada*

O sistema de potência simulado nesse trabalho está representado na Figura 45. Usou-se um grupo de três retificadores monofásicos de onda completa como carga não linear. A carga linear foi formada por uma carga *RL* trifásica ligada em estrela. Os resultados da simulação foram separados em três intervalos, onde no primeiro intervalo ($t = 0s$ até $t = 0,5s$), o sistema operou apenas com as carga conectadas. No segundo intervalo ($t = 0,5s$ até $t = 2s$), a malha passiva do filtro foi conectada, e por fim o conversor começou a operar no instante $t = 2s$ até o término da simulação.

Figura 45 – Sistema de distribuição com a topologia de filtro híbrido proposto.



Fonte: o próprio autor.

Os parâmetros utilizados durante a simulação realizada no software PSCAD/EMTDC está resumido na Tabela 14.

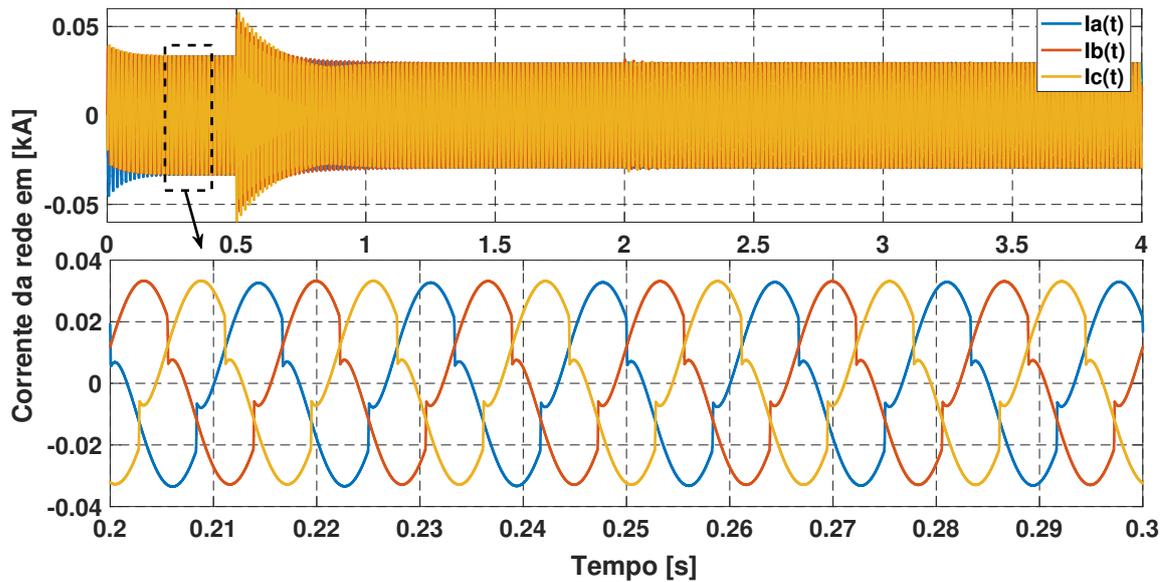
Tabela 14 – Parâmetros da simulação sem o filtro híbrido.

Especificações	Valores
Tensão de linha	380 V
Frequência	60 Hz
Resistência da rede R_g	56,65 m Ω
Indutância da rede L_g	20 μ H
Fator de potência do sistema	0,80
THD da corrente da rede	11,5 %
THD da tensão	0,80 %
Resistor R_{carga}	0,8 Ω
Indutor L_{carga}	60 mH
Capacitor C_1	60,71 μ F
Indutor L_1	4,636 mH
Indutor L_N	2,747 mH
Resistência da ponte monofásica	11,25 Ω
Indutância da ponte monofásica	10 mH
Indutância do filtro de saída conversor	800 μ H
Tensão no barramento CC do conversor	70 V

O comportamento da corrente da rede antes e após a inserção do filtro híbrido, estão representadas nas Figuras 46, 47 e 48. Nessas figuras, estão respectivamente a corrente da rede sem o filtro híbrido, corrente da rede com a inserção da malha passiva e a corrente da rede com

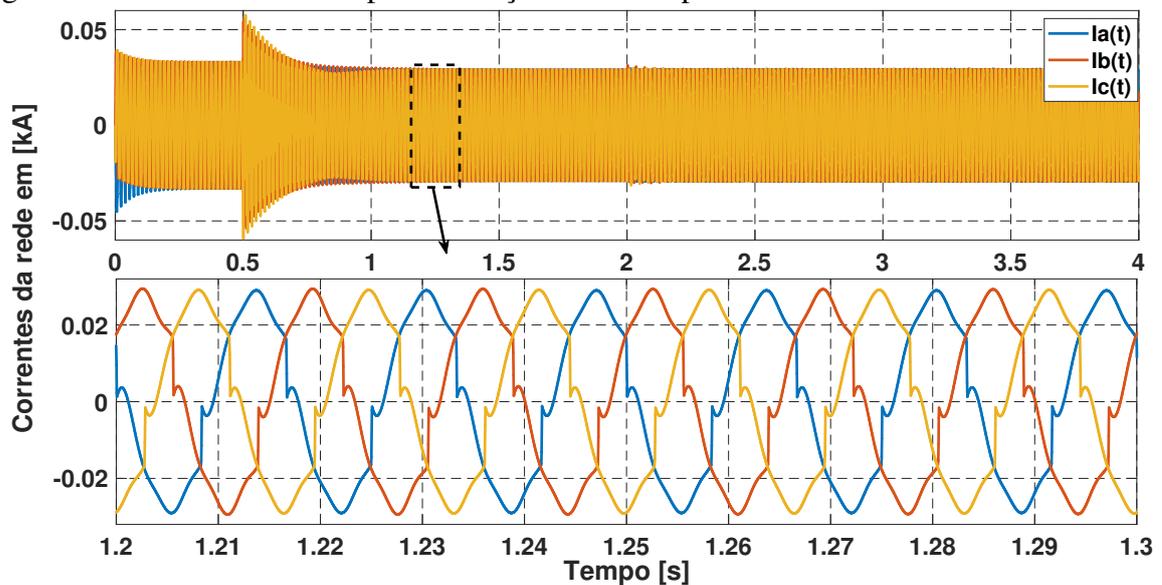
o pleno funcionamento do filtro híbrido. De acordo com a Figura 46, é possível verificar a distorção na forma de onda da corrente da rede causada pela carga não linear. Pode-se verificar na Figura 47 que quando a malha passiva é acionada, ocorre uma melhoria da forma de onda na corrente, pois ela foi projetada para oferecer um caminho de baixa impedância para os dois harmônicos mais predominantes, presentes na corrente drenada pela carga não linear (terceiro e quinto harmônico).

Figura 46 – Corrente da rede sem o filtro híbrido.



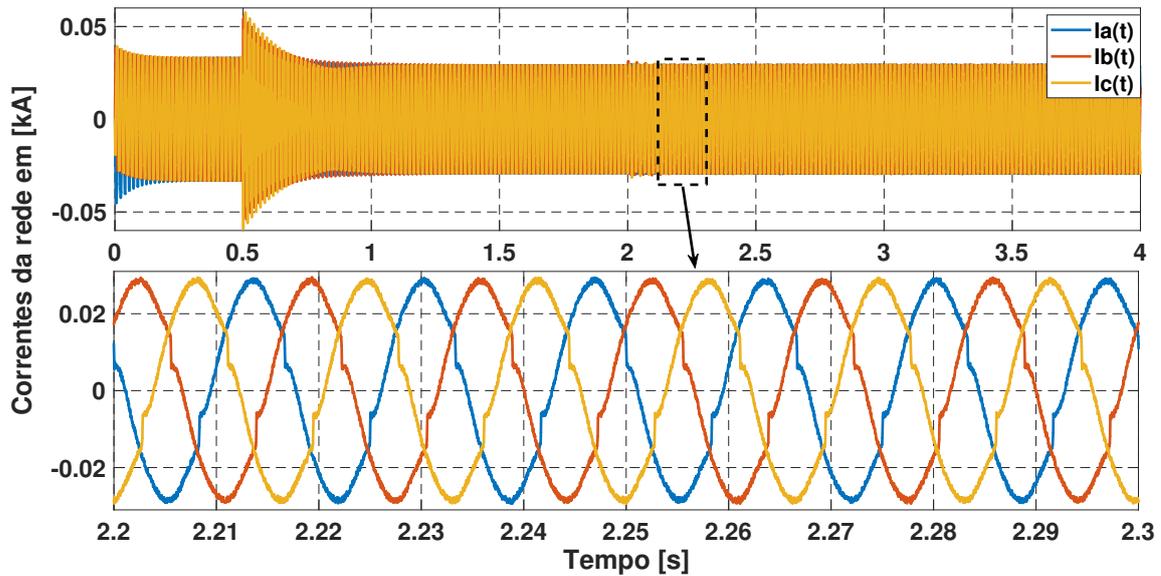
Fonte: o próprio autor.

Figura 47 – Corrente da rede após a inserção da malha passiva.



Fonte: o próprio autor.

Figura 48 – Corrente da rede após a inserção do conversor.



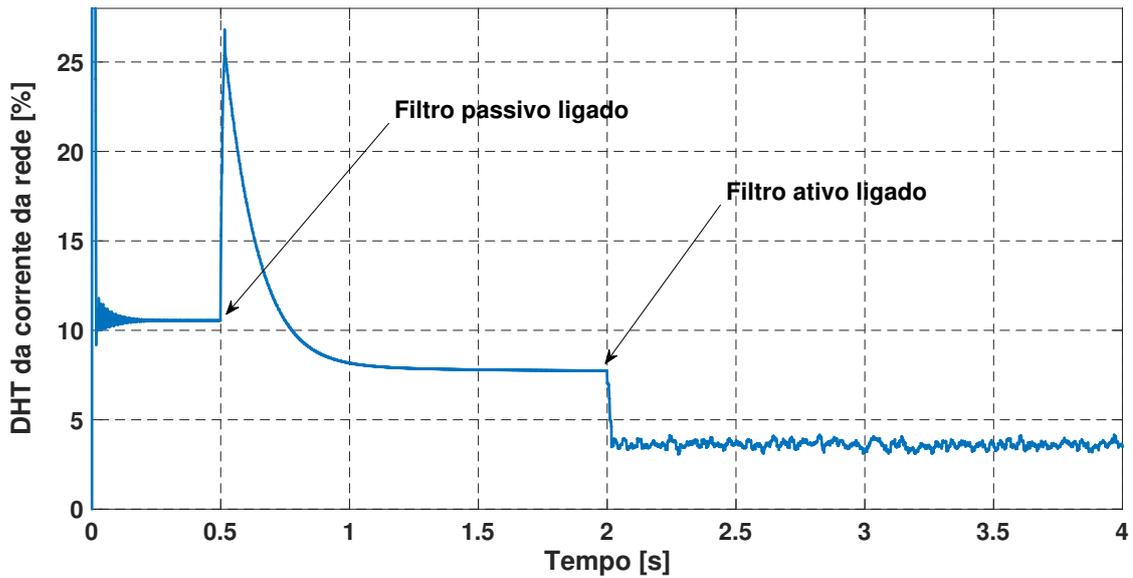
Fonte: o próprio autor.

Após a inserção do conversor (filtro híbrido em pleno funcionamento, ver Figura 48), pode-se notar que as correntes da rede tornam-se senoidais com DHT abaixo de 5% (ver Figura 49), que é o valor mínimo permitido pela norma aludida nesse trabalho (IEEE Std. 519, 2014).

De acordo com a Figura 49, é possível verificar que o sistema operando sem o filtro híbrido apresenta um DHT em torno de 11,5%, valor este que está totalmente fora do permitido pela norma (IEEE Std. 519, 2014). No entanto, quando apenas o filtro passivo é acionado, é possível verificar uma diminuição do DHT da corrente da rede de 11,5% para 7,5%. Só foi possível um DHT abaixo de 5% quando o conversor foi acionado implicando no pleno funcionamento do filtro híbrido.

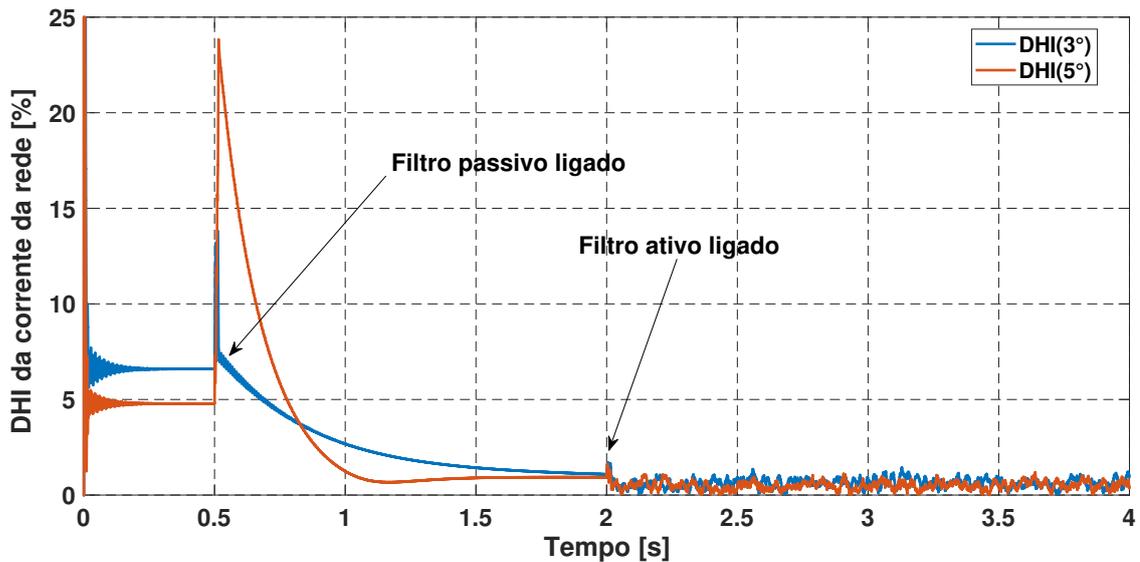
A Distorção Harmônica Individual DHI na fase *a* da corrente da rede para 3^o e 5^o harmônico, é apresentada na Figura 50. Os resultados para as fases *b* e *c* foram idênticos ao apresentado para a fase *a*, desta forma, as suas curvas foram omitidas. Verifica-se que quando a malha passiva é acionada, ocorre a redução da DHI do 3^o e 5^o harmônico para valores abaixo do permitido pela norma aludida nesse trabalho. Após o acionamento do conversor ou seja, o filtro híbrido em pleno funcionamento, percebe-se que há novamente uma redução dos DHI. No entanto, é importante frisar que só com a malha passiva, é possível garantir a compensação desses harmônicos, garantindo que os mesmos tenham DHI abaixo do permitido pela norma (IEEE Std. 519, 2014).

Figura 49 – Taxa de distorção harmônica total na fase *a* da corrente da rede.



Fonte: o próprio autor.

Figura 50 – Taxa de distorção harmônica individual da 3^o e 5^o na fase *a*.

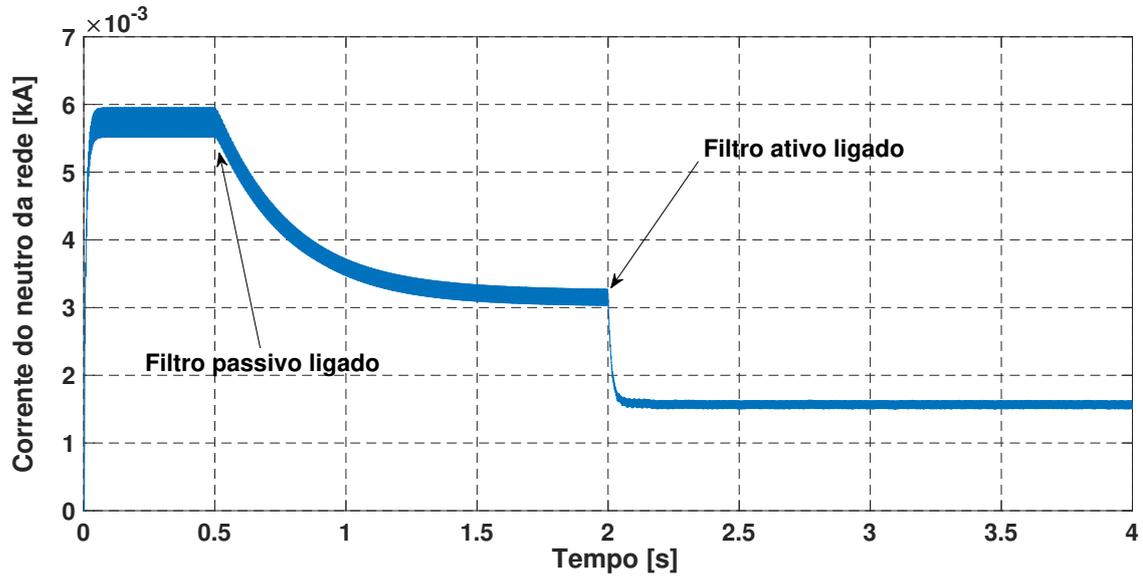


Fonte: o próprio autor.

O comportamento da corrente eficaz do neutro da rede é mostrado na Figura 51. Observa-se que quando a malha passiva é acionada no instante $t = 0,5s$, ocorre a redução da corrente do neutro da rede em torno de 5%. Essa redução foi possível devido ao fato da malha passiva de dupla sintonia compensar também o harmônico de sequência zero de maior intensidade (3^o harmônico). No instante $t = 2s$, o conversor é acionado e pode-se verificar que ocorre novamente uma redução na corrente do neutro da rede. Portanto, de acordo com esse resultado, fica nítido que a topologia proposta pode ser aplicada a sistemas trifásicos a quatro

fios.

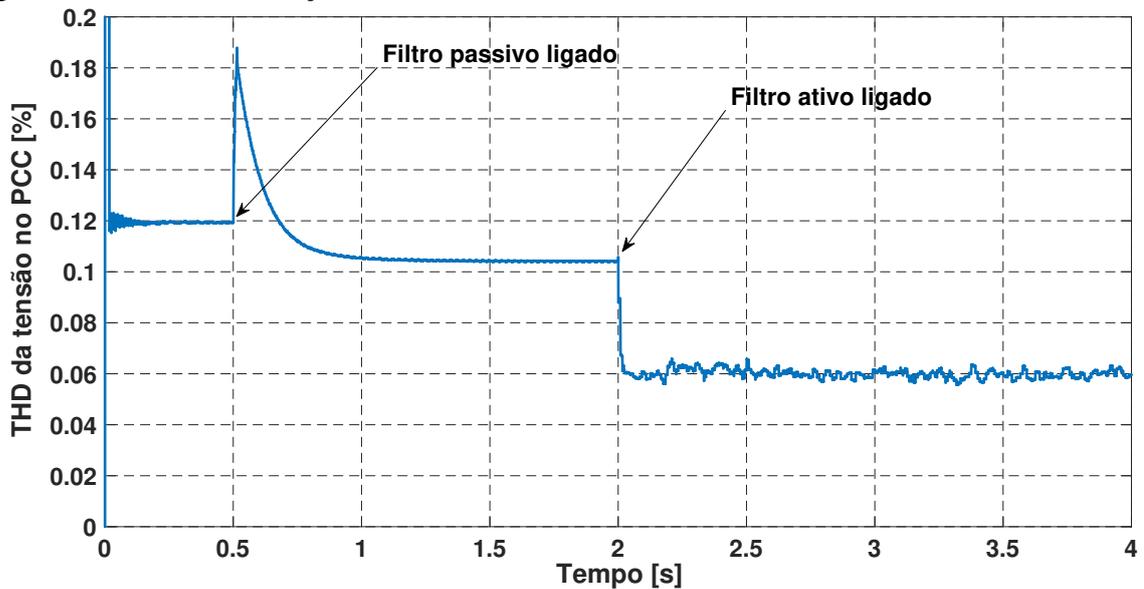
Figura 51 – Corrente do neutro da rede.



Fonte: o próprio autor.

A distorção harmônica total de tensão no Ponto de Conexão Comum (PCC), é mostrada na Figura 52. Devido ao fato da carga não linear drenar da rede uma corrente distorcida, essa mesma corrente acaba por distorcer a forma de onda da tensão no PCC. Embora o DHT encontra-se dentro do limite permitido pela norma (IEEE Std. 519, 2014), verifica-se que há uma diminuição no TDHT da tensão quando o filtro híbrido é acionado.

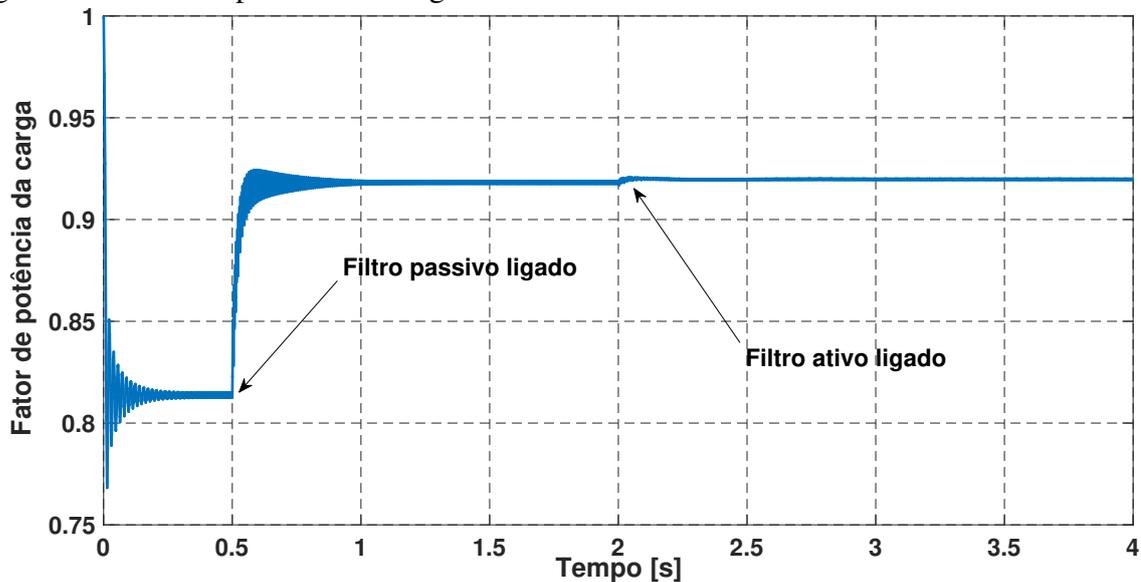
Figura 52 – Taxa de distorção harmônica total da tensão no PCC.



Fonte: o próprio autor.

O FP da carga é mostrado na Figura 53. Após a inserção da malha passiva do filtro híbrido, verifica-se que ocorre a aumento do FP de 0,82 até 0,92, valor esse que é o limite mínimo permitido pelo concessionária de energia local. No instante $t = 2s$ quando o conversor é acionado, verifica-se que ocorre uma ligeira alteração no FP da carga, pois o conversor compensa a parcela oscilante (\tilde{q}) da potência reativa do sistema. Essa alteração no FP da carga não foi maior, pois o conversor não compensou a parcela \bar{q} da potência reativa, de acordo com a estratégia de controle implementada.

Figura 53 – Fator de potência da carga.



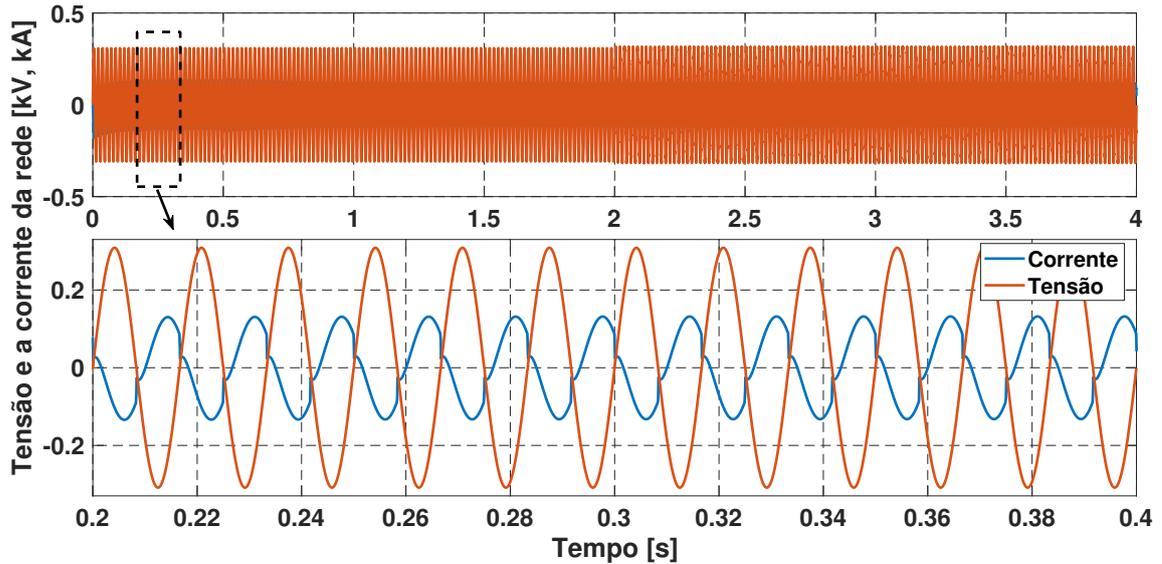
Fonte: o próprio autor.

É mostrado nas Figuras 54, 55 e 56, o defasamento entre a tensão e a corrente da rede antes e após o acionamento do filtro híbrido. Pode-se verificar na Figura 54 que além do defasamento originado pela carga indutiva, a corrente encontra-se distorcida, pois o sistema está operando sem o filtro híbrido nesse instante. Após o acionamento da malha passiva (ver Figura 55), observa-se que há uma diminuição no defasamento entre tensão e corrente, pois a malha passiva da topologia proposta compensa os reativos do sistema (\bar{q}), aumentando o FP do sistema até 0,92 (ver Figura 53). Observa-se também que a corrente da rede encontra-se distorcida, pois a malha passiva está compensando dois harmônicos (3^o e 5^o). Os demais harmônicos estão presentes na rede nesse instante.

Após o acionamento do conversor do filtro híbrido, verifica-se que ocorre a melhoria na forma de onda de corrente, como mostra a Figura 56. No entanto, pode-se verificar que não houve alteração no defasamento entre tensão e corrente nesse instante, pois o conversor está

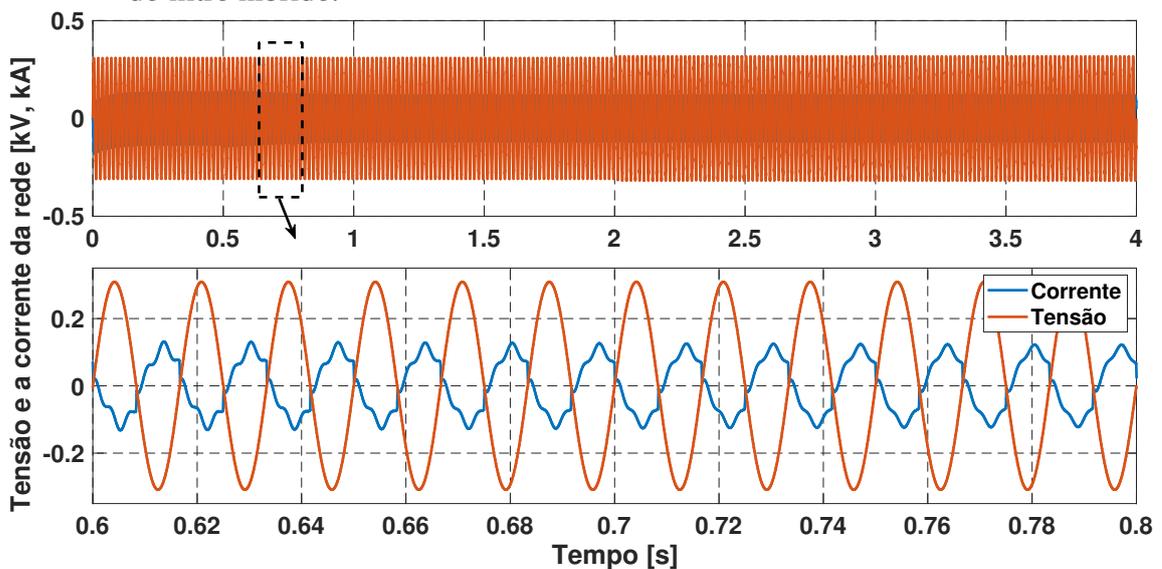
compensando apenas as parcela \tilde{q} e \tilde{p} , como definidas na estratégia de controle. Ou seja, o filtro ativo dá suporte a malha passiva na compensação de correntes harmônicas, mas a compensação de reativos é da responsabilidade da malha passiva, embora ela compense harmônicos. Com isso, tem-se que o conversor do filtro híbrido processa menos corrente, diminuindo mais ainda a sua potência nominal.

Figura 54 – Defasamento entre a tensão e a corrente da rede sem o filtro híbrido.



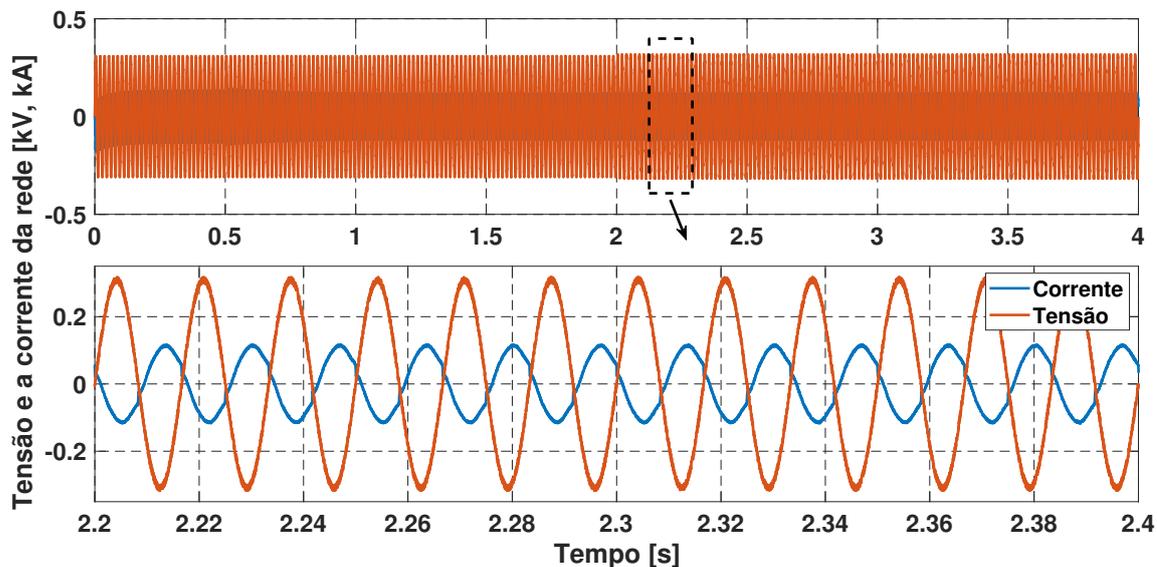
Fonte: o próprio autor.

Figura 55 – Defasamento entre a tensão e a corrente da rede após o acionamento a malha passiva do filtro híbrido.



Fonte: o próprio autor.

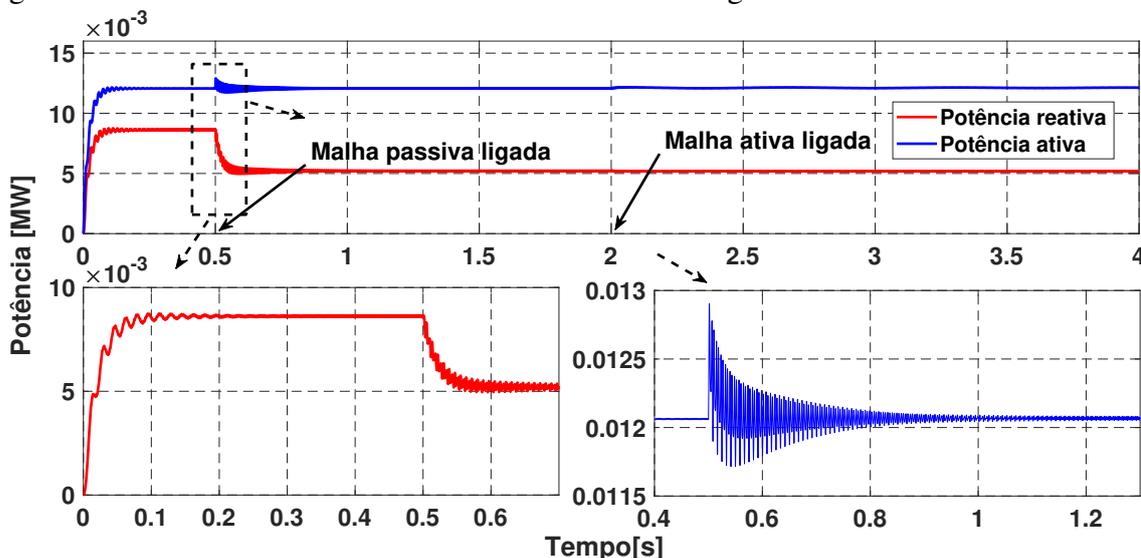
Figura 56 – Defasamento entre a tensão e a corrente da rede com após o acionamento do conversor do filtro híbrido.



Fonte: o próprio autor.

As potências ativas e reativas do sistema são mostradas na Figura 57. Percebe-se que no instante em que a malha passiva do filtro híbrido é acionada ($t = 0,5$ s), ocorre a redução da potência reativa do sistema, aumentando o FP do mesmo. Com a redução da potência reativa, tem-se o aumento da potência ativa, embora não esteja muito perceptível na Figura 57. Após o acionamento do conversor do filtro híbrido ($t = 2$ s), verifica-se que não houve alteração na potência reativa e por conseguinte na potência ativa, devido ao fato de filtro ativo não compensar a parcela \bar{q} , como definida na estratégia de controle implementada.

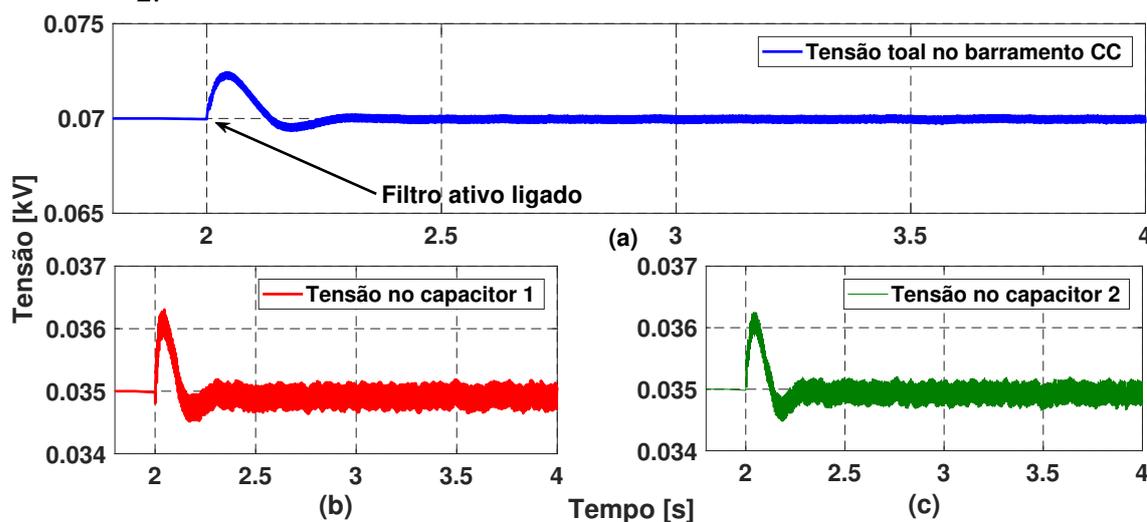
Figura 57 – Potências ativas e reativas do sistema rede-carga.



Fonte: o próprio autor.

A tensão total no barramento CC do conversor do filtro híbrido e as tensões individuais dos dois capacitores que compõem o barramento, é mostrada na Figura 58. O Carregamento dos capacitores do barramento CC do conversor é feita por uma fonte CC auxiliar e a mesma é desconectada segundos antes do conversor ser conectado à rede. No instante em que o conversor do filtro híbrido é conectado à rede elétrica ($t = 2s$), percebe-se que a tensão CC é mantida em torno de $70V$ por meio do controlador PI, como é mostrado na Figura 58. Com o controle da tensão total no barramento CC (soma das tensão em cada um dos dois capacitores que compõem o barramento), garante-se o controle das tensões individuais em cada capacitor. As oscilações presente na tensão no barramento CC do conversor, é devido ao fato do filtro ativo compensar as parcelas oscilantes da potência p e q . Essas parcelas que antes circulavam pela rede, foram refletidas no barramento CC do conversor, após o seu acionamento.

Figura 58 – Tensão no barramento CC do conversor: (a) total, (b) no capacitor 1 e (c) no capacitor 2.



Fonte: o próprio autor.

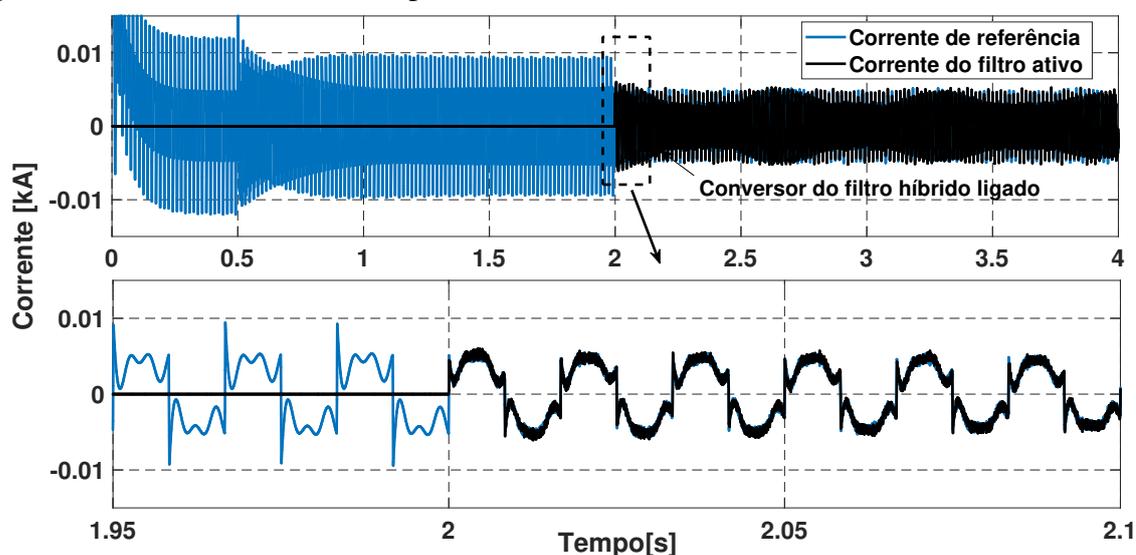
Analisando a Figura 58 e a Tabela 14, percebe-se que a tensão no lado CC ($70V$) do conversor do filtro híbrido é maior do que tensão ($40V$) no ponto onde o mesmo está conectado na malha passiva. Isto deve-se ao fato de que os semicondutores de potência do conversor devem estar polarizado diretamente no ponto de visto do lado CC para a rede, garantindo o que o conversor se comporte como um filtro ativo e não como uma carga, injetando correntes harmônicas na rede para compensar as correntes harmônicas geradas por cargas não lineares. Os capacitores são usados como elementos armazenadores de energia no lado CC do conversor.

Um das vantagens dessa topologia de filtro híbrido, é a possibilidade de se trabalhar

com tensão no lado CC do conversor bem abaixo do valor tensão da rede elétrica, reduzindo as perdas e a tensão nos terminais das chaves do conversor.

As correntes injetadas pelo filtro ativo no PCC e as correntes de referências é mostrada na Figura 59. Percebe-se que no instante em que conversor está desconectado na rede elétrica, a corrente sintetizada por ele é zero. No entanto, quando o conversor é conectado à rede elétrica ($t = 2s$), o mesmo começa a sintetizar correntes iguais a correntes de referências calculadas na estratégia de controle implementada.

Figura 59 – Correntes sintetizadas pelo conversor do filtro híbrido e as correntes de referências.

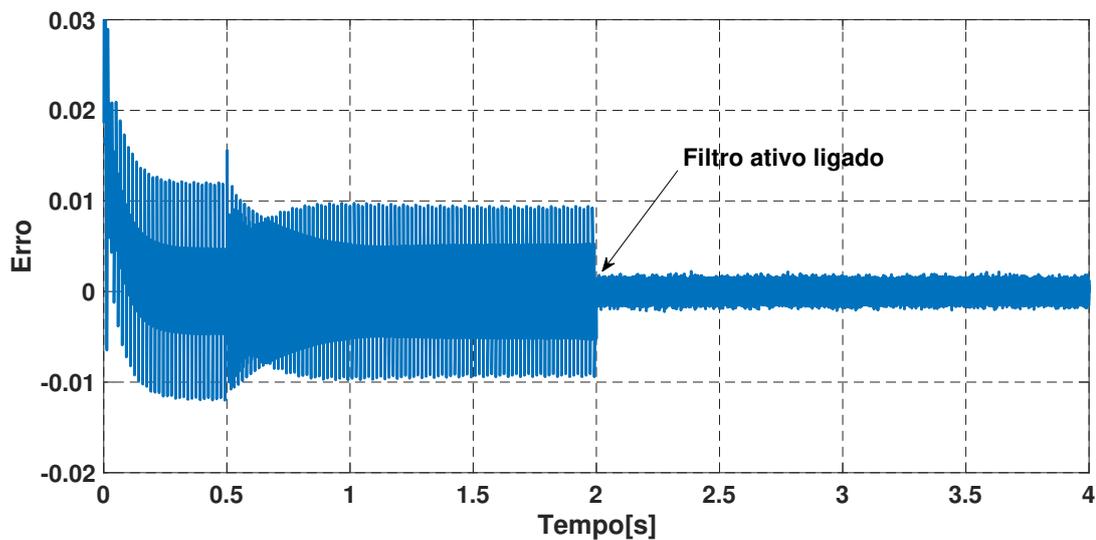


Fonte: o próprio autor.

O erro entre as correntes sintetizadas pelo conversor do filtro híbrido e as correntes de referências calculadas na estratégia de controle, é mostrado na Figura 60. Percebe-se que quando o conversor é conectado à rede elétrica ($t = 2s$), o erro entre as correntes fica em torno de zero. A modulação por histerese é a responsável por fazer com que o conversor se comporte como uma fonte de corrente, sintetizando correntes muito próximas das correntes de referências.

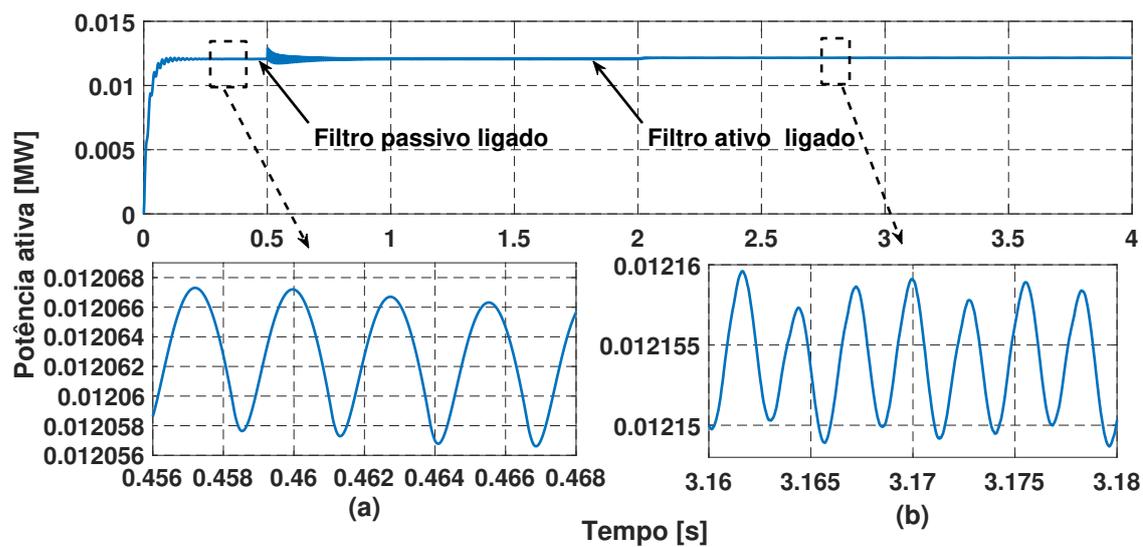
Pode-se observar nas Figuras 61 e 62 que ocorre a redução das parcelas oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} do sistema, quando o conversor do filtro híbrido é acionado. Isto deve-se ao fato de que a estratégia de controle implementada visa garantir as correntes da rede senoidais e a redução das oscilações de potências originadas pela carga não linear.

Figura 60 – Erro entre as correntes sintetizadas pelo conversor do filtro híbrido e as correntes de referências.



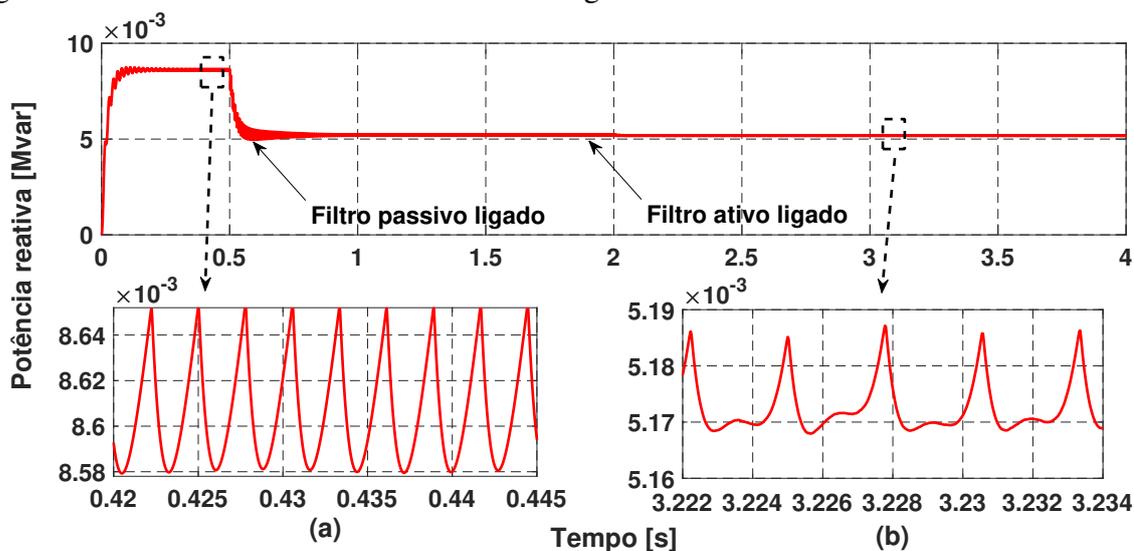
Fonte: o próprio autor.

Figura 61 – Fluxo de potência ativa entre a rede e a carga.



Fonte: o próprio autor.

Figura 62 – Potência reativa do sistema rede-carga.

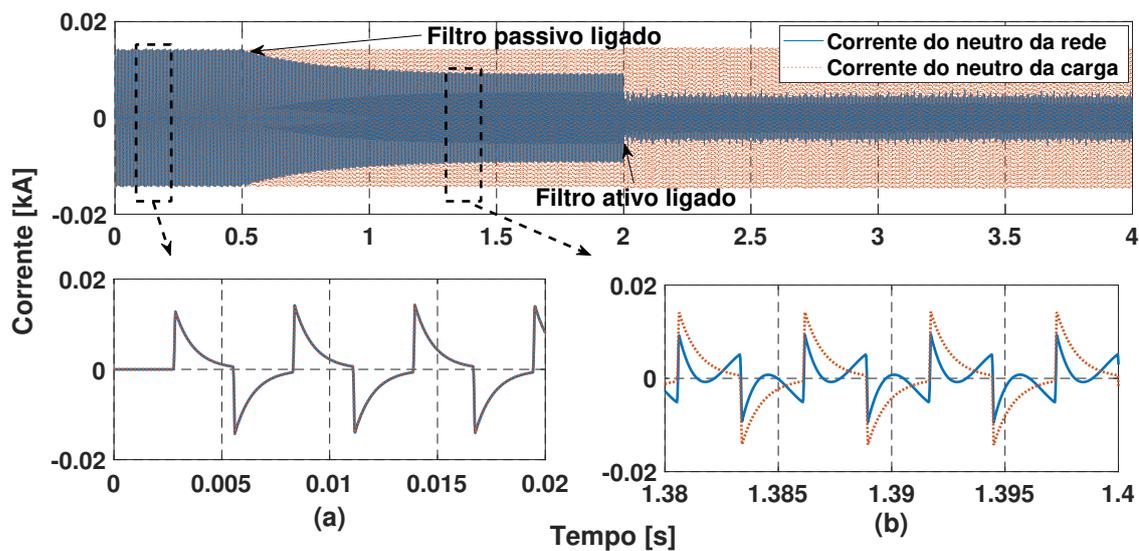


Fonte: o próprio autor.

A comparação entre a corrente do neutro da rede e a corrente do neutro da carga é mostrada nas Figuras 63 e 64. Na Figura 63 é mostrada a comparação antes e depois da inserção da malha passiva, e na Figura 64 é mostrada a comparação após a inserção do conversor da filtro híbrido.

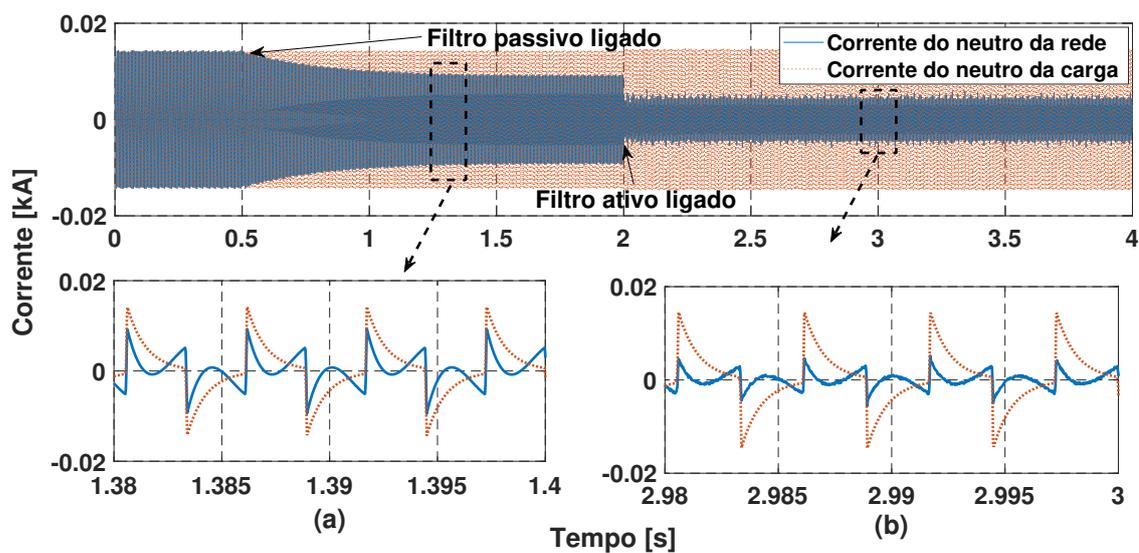
De acordo com a Figura 63, pode-se verificar que no intervalo de tempo em que o sistema está operando sem o filtro híbrido ($t = 0$ s até $t = 0,5$ s), a corrente do neutro da rede é igual ao do neutro da carga. Após a inserção da malha passiva, verifica-se que ocorre a redução da corrente do neutro da rede, uma vez que o filtro passivo da topologia proposta, compensa os harmônicos de sequência zero que fluem pelo neutro da rede. No instante em que o conversor é acionado ($t = 2$ s), pode-se observar na Figura 64, que ocorre novamente a redução da corrente do neutro da rede para valores próximos de zero.

Figura 63 – Correntes no neutro da rede e da carga durante a conexão da malha passiva.



Fonte: o próprio autor.

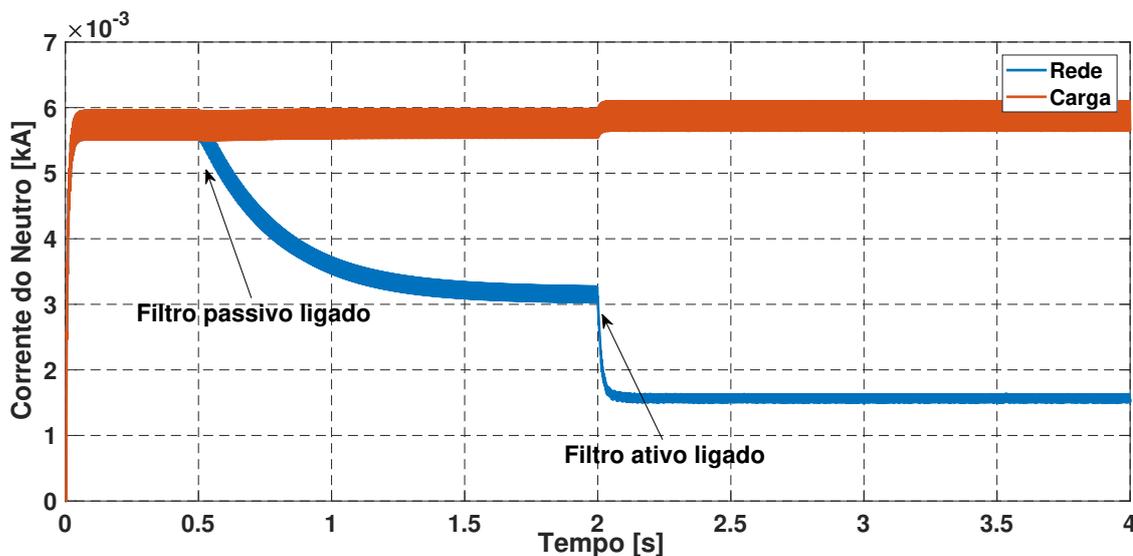
Figura 64 – Correntes no neutro da rede e da carga durante a conexão da malha ativa.



Fonte: o próprio autor.

A Figura 65 mostra a redução da corrente eficaz do neutro da rede em comparação com a carga. A redução da corrente eficaz do neutro da rede, evidenciado na Figura 65, reduz também as perdas desse condutor e as perdas nos enrolamentos do transformador de distribuição da rede que supre a carga.

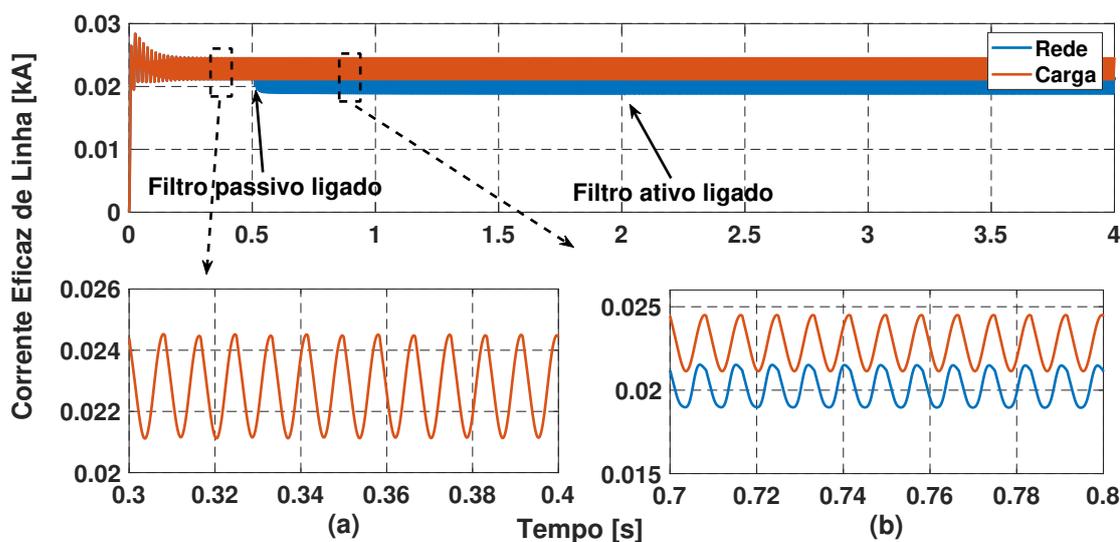
Figura 65 – Correntes eficaz no neutro da rede e da carga durante a conexão da malha passiva e ativa.



Fonte: o próprio autor.

A comparação entre as corrente eficazes de linha da rede e da carga, durante a conexão do filtro híbrido, é mostrada na Figura 66. Pode-se observar que antes da inserção da malha passiva do filtro híbrido à rede elétrica, a corrente da rede é igual a corrente da carga. Após a inserção da malha passiva, verifica-se que ocorre a redução da corrente da rede. Isso significa que houve a redução das correntes harmônicas que circulavam pela rede.

Figura 66 – Correntes eficazes de linha da rede e da carga durante a conexão da malha ativa e ativa.

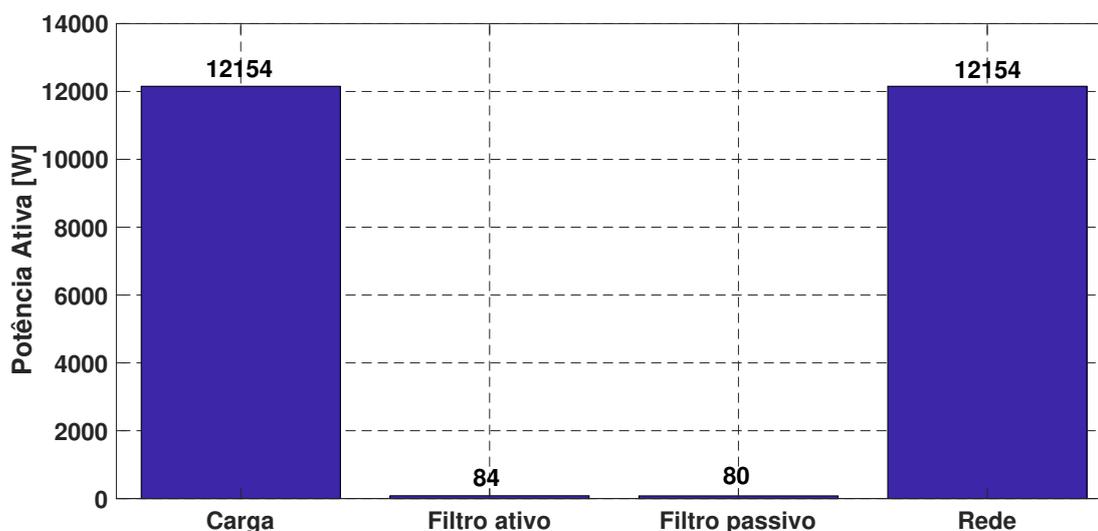


Fonte: o próprio autor.

É mostrada nas Figuras 67 e 68, a relação entre as potências ativas e reativas

demandadas pela carga, filtro híbrido e suprida pela rede. Pela Figura 67 observa-se que a potência ativa suprida pela rede é praticamente, quase toda, demandada pela carga. Ficando assim, uma parcela desprezível para o filtro híbrido. A potência do conversor do filtro híbrido é muito pequena quando comparada com a potência da carga. Essa é uma das principais vantagens do filtro híbrido, uma vez que a estrutura híbrida garante a diminuição da potência nominal do conversor, e conseqüentemente a redução do custo.

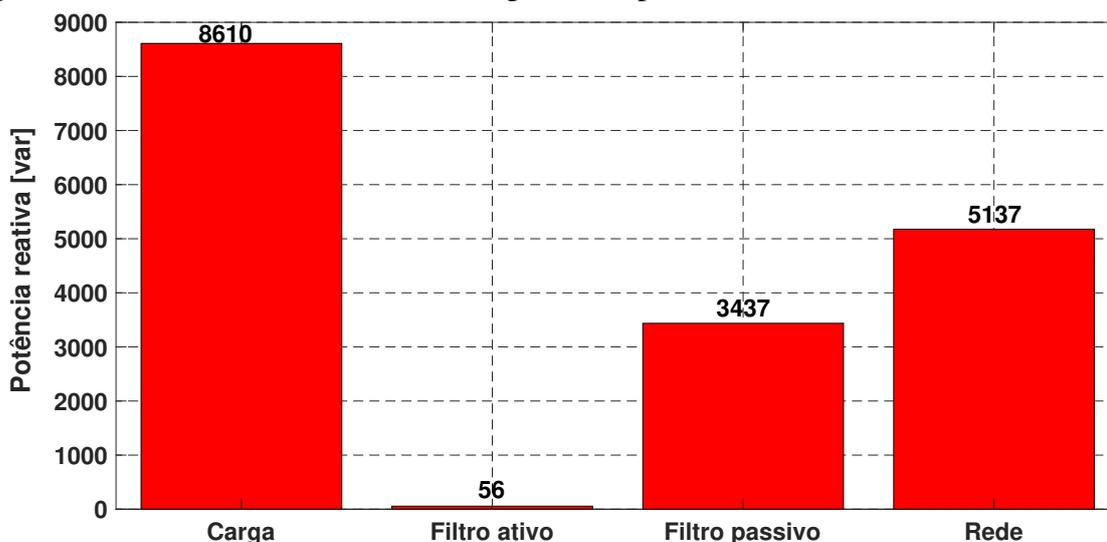
Figura 67 – Potências ativas da rede, carga, malha passiva e conversor.



Fonte: o próprio autor.

A figura 68 mostra que, a diferença da potência reativa entre a rede e a carga é suprida pela malha passiva do filtro híbrido. É evidente, também, que assim como proposto na estratégia de controle do conversor, o mesmo não é responsável em dar suporte de reativo à rede. Ou seja, o conversor só compensa harmônicos. Assim, o conversor fica atrelado a uma potência reativa desprezível se comparada à malha passiva do filtro híbrido.

Figura 68 – Potências reativas da rede, carga, malha passiva e conversor.



Fonte: o próprio autor.

5.1.2 Cenário com carga não linear balanceada e carga linear desbalanceada

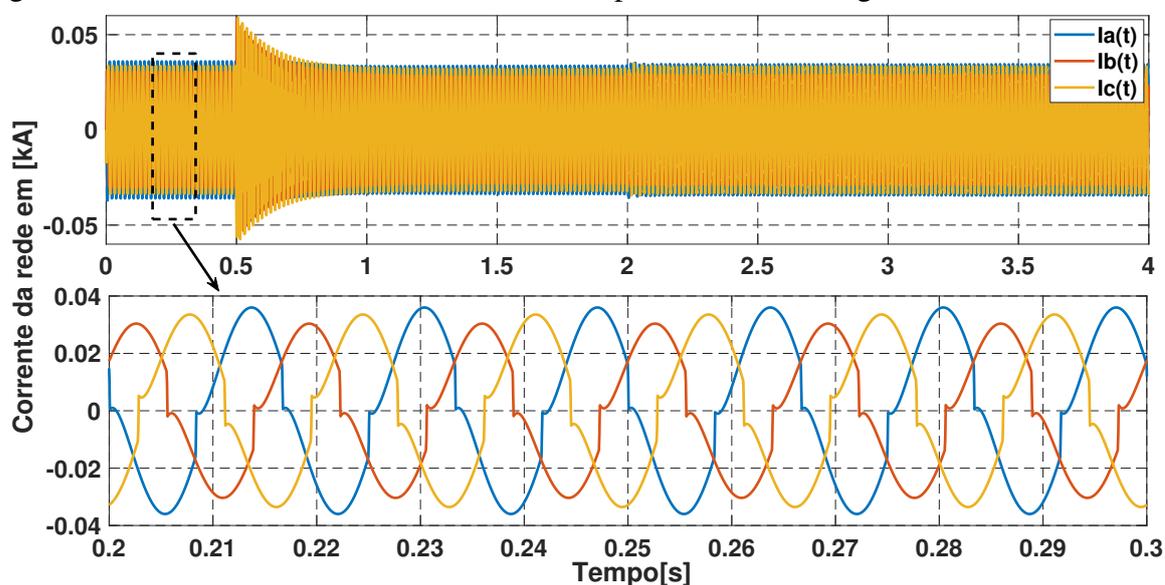
O sistema de potência simulado nesse cenário é igual ao apresentado na secção anterior (ver Figura 45), mas no entanto, a carga linear conectada em estrela à rede elétrica, está desbalanceada. Os resultados de simulação também foram separados em três intervalos de tempo, onde no primeiro intervalo ($t = 0s$ até $t = 0,5s$), o sistema operou apenas com as cargas conectadas. No segundo intervalo ($t = 0,5s$ até $t = 2s$), a malha passiva do filtro foi conectada, e por fim o conversor começou a operar no instante $t = 2s$ até o término da simulação. Os parâmetros de simulação usados para esse cenário, são idênticos ao do cenário anterior (ver Tabela 14) com diferença apenas nos valores da resistência e indutância da carga linear RL .

As Figuras 69, 70 e 71 mostram o comportamento da corrente rede antes e após a inserção da topologia de filtro híbrido proposto no trabalho, para cenários com a presença de carga linear RL desbalanceada. Analisando a Figura 69, observa-se que a corrente da rede encontra-se distorcida e desbalanceada, com DHT em torno de 10%. Após a inserção da malha passiva no instante $t = 0,5s$ (ver a Figura 70), percebe-se que houve uma melhoria na forma de onda da corrente, uma vez que a malha passiva de dupla sintonia, está compensando dois harmônicos em simultâneo (3° e 5°). Com relação ao DHT, houve uma redução de 9,8% para 6,5%. Embora o valor de DHT esteja fora do limite permitido pela norma IEEE Std. 519 (2014), pode-se verificar que houve melhoria na qualidade de energia, somente com a malha passiva. De acordo com a Figura 71, percebe-se que após a inserção do conversor do filtro híbrido (no

instante $t = 2s$), a forma de onda da corrente da rede se aproxima de uma senoide. Isto porque o filtro ativo está compensando os demais harmônicos não compensados pela malha passiva. Com relação ao DHT, houve uma redução de 7% para 4%. Ou seja, somente com inserção do filtro ativo à rede elétrica, foi possível obter um DHT abaixo de 5%, valor este que é o limite mínimo permitido pela norma IEEE Std. 519 (2014).

Embora seja possível compensar os desbalanços da corrente da rede com o filtro ativo, neste trabalho, o foco da estratégia de controle era compensar os harmônicos. Portanto, pode-se verificar que após a inserção do conversor (filtro ativo), não houve a compensação do desbalanço presentes nas correntes da rede.

Figura 69 – Corrente da rede sem o filtro híbrido para cenário de cargas desbalanceadas.

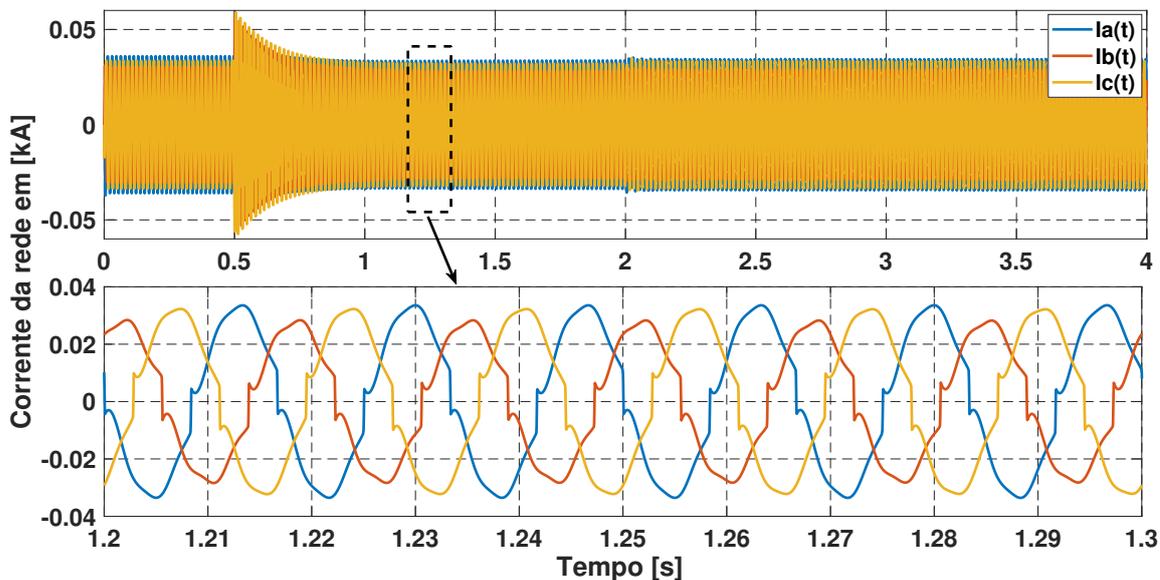


Fonte: o próprio autor.

É mostrado na Figura 72, o comportamento da DHT da corrente da rede antes e após a conexão do filtro híbrido à rede elétrica. Percebe-se que antes da conexão da malha passiva, a corrente da rede apresenta um DHT de 9,8%. Após a inserção da malha passiva, observa-se que ocorreu a redução do DHT de 9,8% para 6,5%, afirmando a melhoria de qualidade de energia somente com a malha passiva. No instante em que o filtro ativo é conectado ($t = 2s$), verifica-se houve a redução do DHT de 6,5% para valores abaixo do mínimo permitido pela norma aludida nessa dissertação (IEEE Std. 519, 2014).

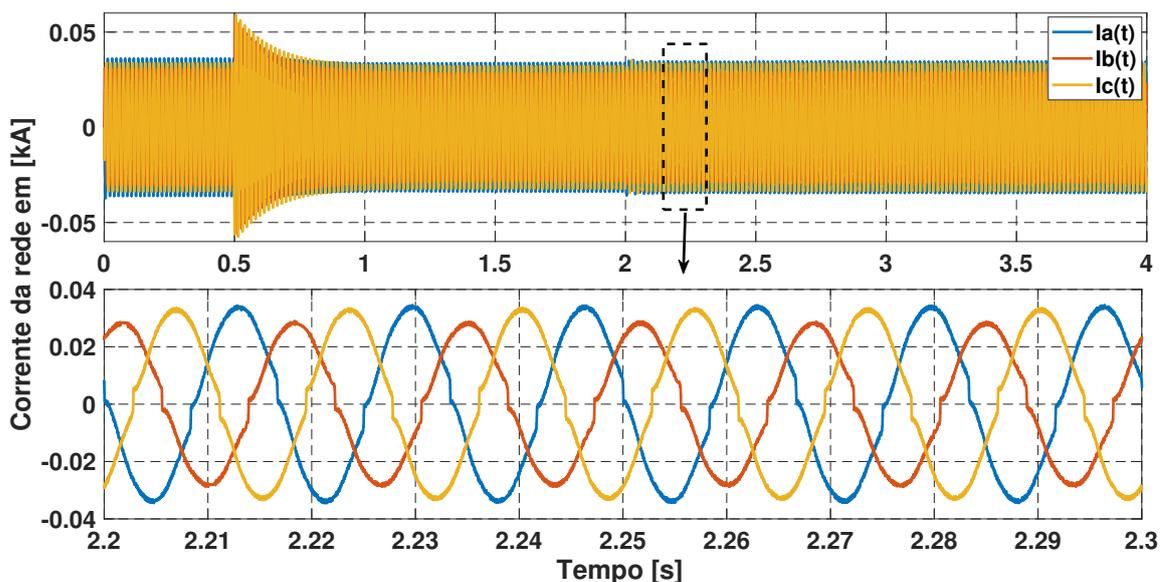
O comportamento da DHI na fase a da corrente da rede para 3º e 5º harmônico, é apresentada na Figura 73. Os resultados para as fases b e c foram idênticos ao apresentado para a fase a , desta forma, as suas curvas foram omitidas. Verifica-se que quando a malha

Figura 70 – Corrente da rede após a inserção da malha passiva para cenário de cargas desbalanceadas.



Fonte: o próprio autor.

Figura 71 – Corrente da rede após a inserção do conversor para cenário de cargas desbalanceadas.

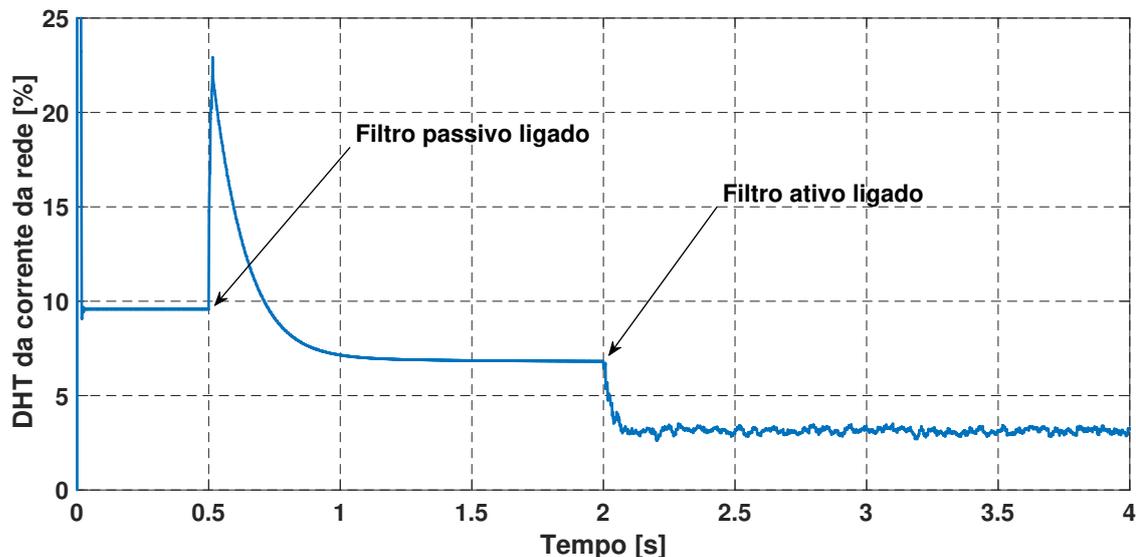


Fonte: o próprio autor.

passiva é acionada, ocorre a redução da DHI do 3º e 5º harmônico para valores abaixo do permitido pela norma aludida nesse trabalho. Após o acionamento do conversor ou seja, o filtro híbrido em pleno funcionamento, percebe-se que há novamente uma redução dos DHI. No entanto, é importante frisar que só com a malha passiva, é possível garantir a compensação desses harmônicos, garantindo que os mesmos tenham DHI abaixo do permitido pela norma (IEEE Std. 519, 2014).

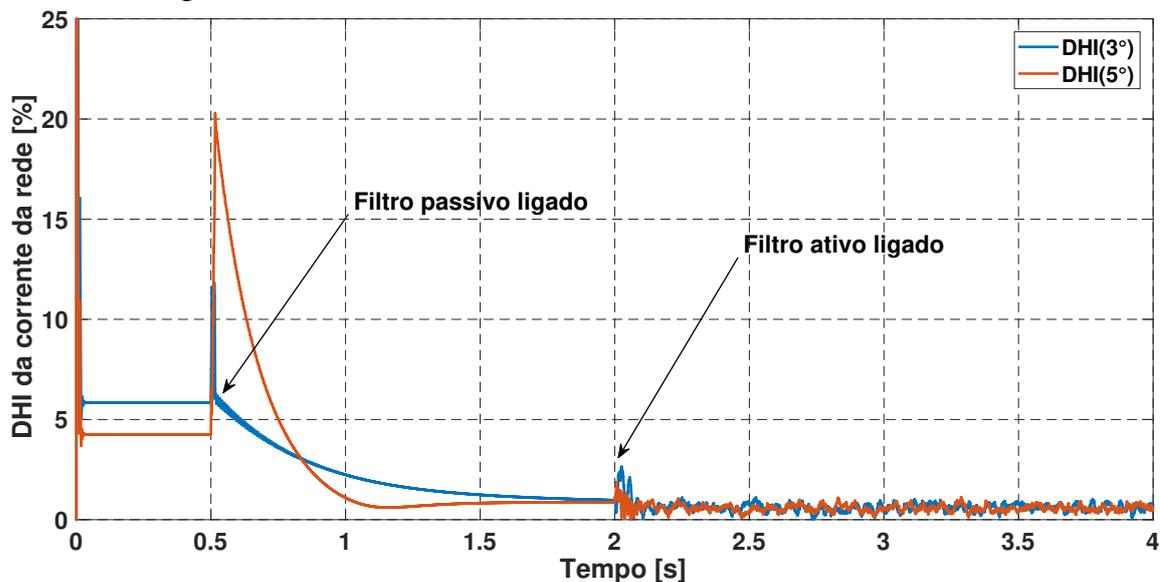
O comportamento da corrente no condutor neutro da rede é mostrado na Figura

Figura 72 – Taxa de distorção harmônica total na fase *a* da corrente da rede para cenário de cargas desbalanceadas.



Fonte: o próprio autor.

Figura 73 – Taxa de distorção harmônica individual da 3^o e 5^o na fase *a* para o cenário com cargas desbalanceadas.

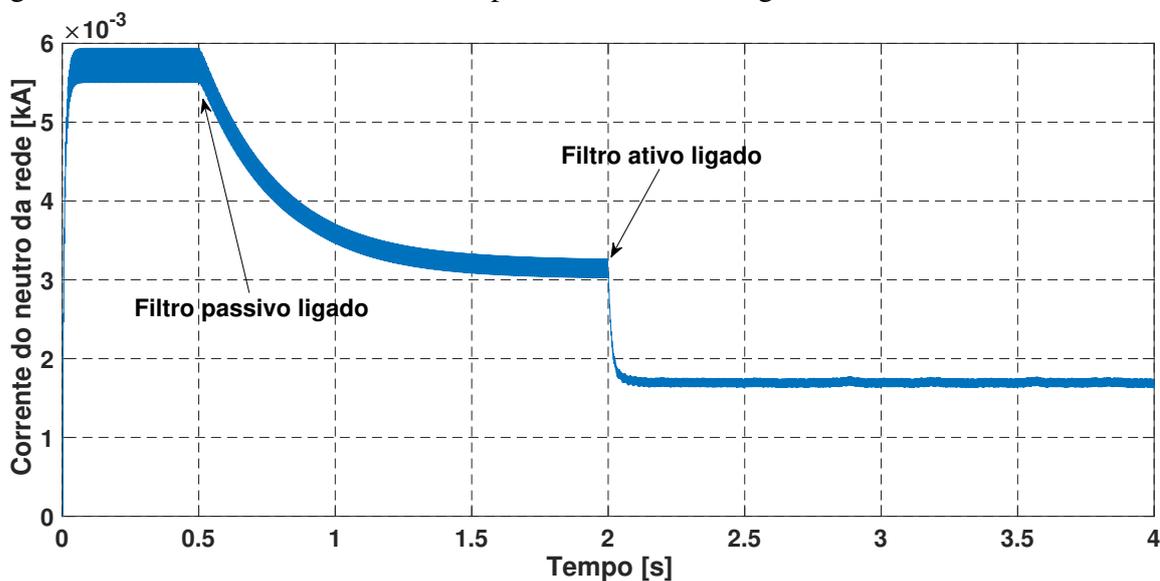


Fonte: o próprio autor.

74. Observa-se que no instante de tempo antes da conexão do filtro híbrido à rede elétrica, a corrente do neutro encontra-se em torno de 6 A, devido a presença de harmônicos e desbalanços na corrente da rede. Após a inserção da malha passiva ($t = 0.5s$), observa-se a redução da magnitude da corrente, devido ao fato do filtro passivo oferecer um caminho de baixa impedância para os harmônicos homopolares (terceiro harmônico e os seus múltiplos). Após a inserção do conversor, verifica-se que houve novamente a redução da corrente, pois o filtro ativo está

compensando os demais harmônicos não compensados pela malha passiva.

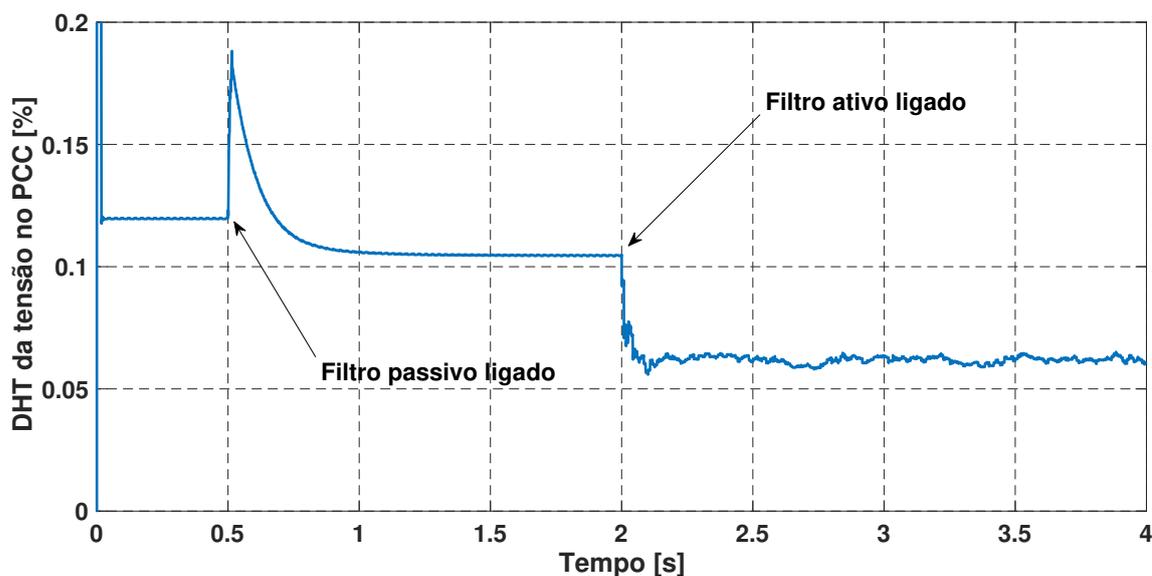
Figura 74 – Corrente do neutro da rede para cenário com cargas desbalanceadas.



Fonte: o próprio autor.

O Comportamento da DHT da tensão no PCC, é apresentado na Figura 75. Pode-se verificar que mesmo que o DHT da tensão esteja abaixo do valor mínimo permitido pela norma IEEE Std. 519 (2014), observa-se que após a inserção do filtro híbrido à rede elétrica, houve a redução do DHT. Essa redução do DHT da tensão no PCC, está diretamente relacionada com a redução dos harmônicos que circulavam pela rede elétrica.

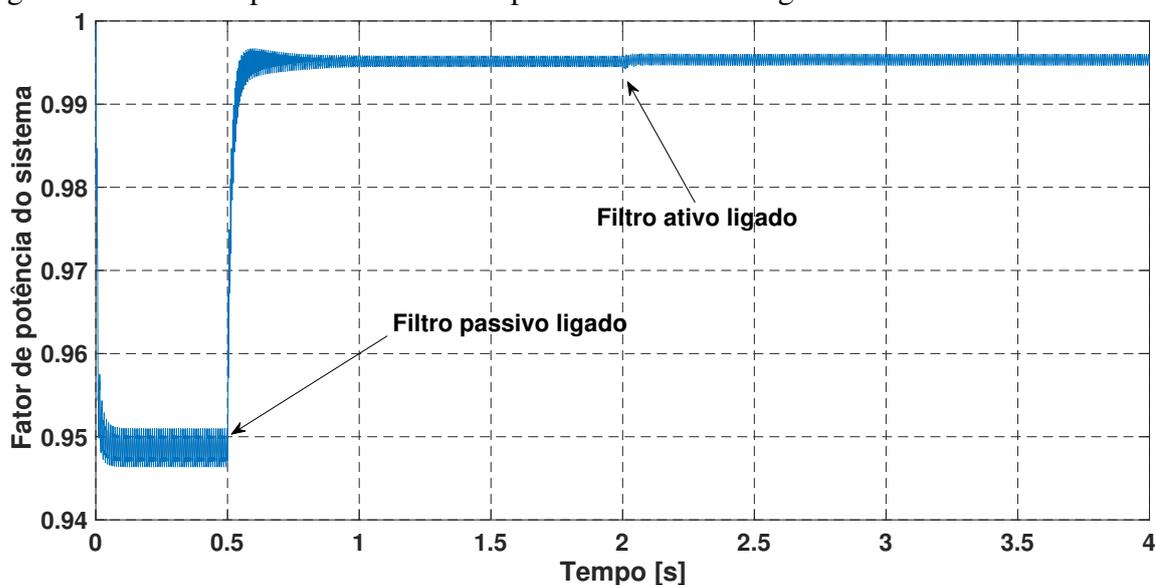
Figura 75 – Distorção Harmônica Total da tensão no PCC.



Fonte: o próprio autor.

O fator de potência do sistema antes e após a inserção do filtro híbrido, é mostrado na Figura 76. Pode-se perceber que para este cenário, o FP do sistema antes da inserção da malha passiva está em torno de 95. Embora esse valor esteja acima do mínimo permitido pela, pode-se verificar que houve o aumento do FP quando a malha passiva foi conectada à rede elétrica. Quando o conversor do filtro híbrido foi conectado, verifica-se que não houve mudanças significativas no FP do sistema, pois o filtro ativo só está compensado a parcela oscilante (\tilde{q}) da potência q , como definido na estratégia de controle do conversor.

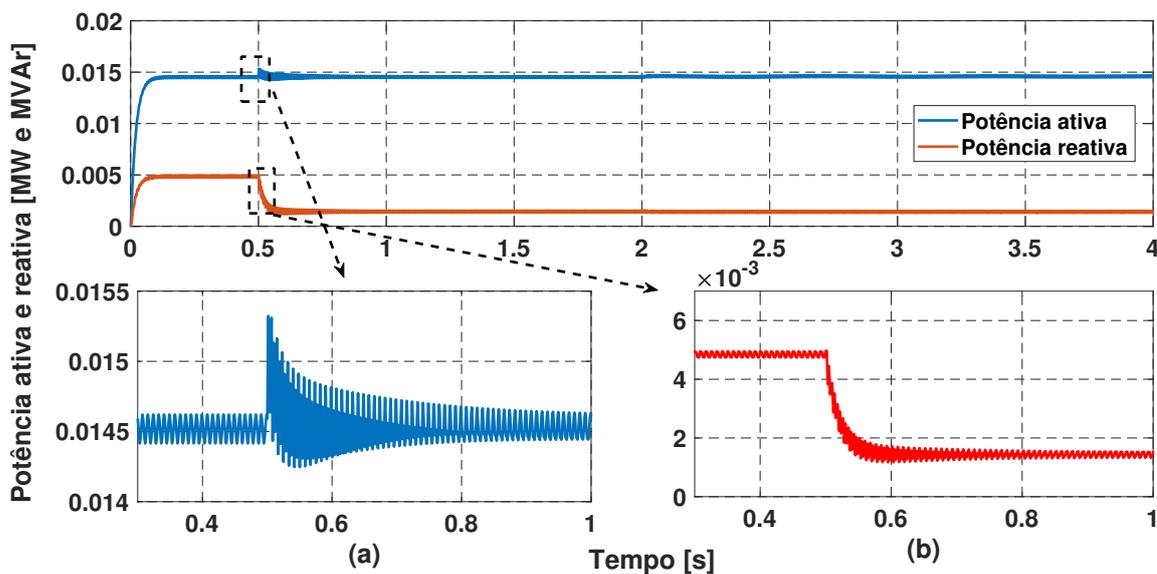
Figura 76 – Fator de potência do sistema para cenário com carga desbalanceada.



Fonte: o próprio autor.

O fluxo das potências ativa p e reativa q do sistema rede-carga para o cenário com carga desbalanceada, é apresentado na Figura 77. Pode-se verificar que após a conexão da malha passiva à rede elétrica, houve a redução da potência reativa do sistema, pois o capacitor C_1 da malha passiva tem a função de compensar o reativo proveniente da carga indutiva usada na simulação. Essa redução da potência reativa impacta diretamente no aumento do FP. Pode-se observar também que nesse mesmo instante, houve o aumento do fluxo da potência ativa entregue a carga. Após a inserção do conversor ($t = 2s$), pode-se verificar que não houve alteração na magnitude da parcela média (\bar{q}) da potência reativa, pois o filtro ativo só está compensando a parcela oscilante (\tilde{q}) da potência reativa.

Figura 77 – Potências ativa e reativas do sistema rede-carga para o cenário com carga desbalanceada.



Fonte: o próprio autor.

5.2 Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais para cenários com carga linear balanceada e desbalanceada. Como carga linear balanceada, utilizou-se uma ponte retificadora trifásica não controlada, alimentando uma carga RC em paralelo no lado CC . No cenário com carga linear desbalanceada, adicionou-se ao cenário anterior, três retificadores monofásicos não controlados alimentando uma carga RC no lado CC . A carga R das pontes retificadoras monofásicas são diferentes entre si, originando o desbalanço. A tabela 15 apresenta os valores dos elementos que compõem a carga. O datasheet das pontes retificadoras, estão no anexo desta dissertação.

Tabela 15 – Especificações das cargas usadas no experimento.

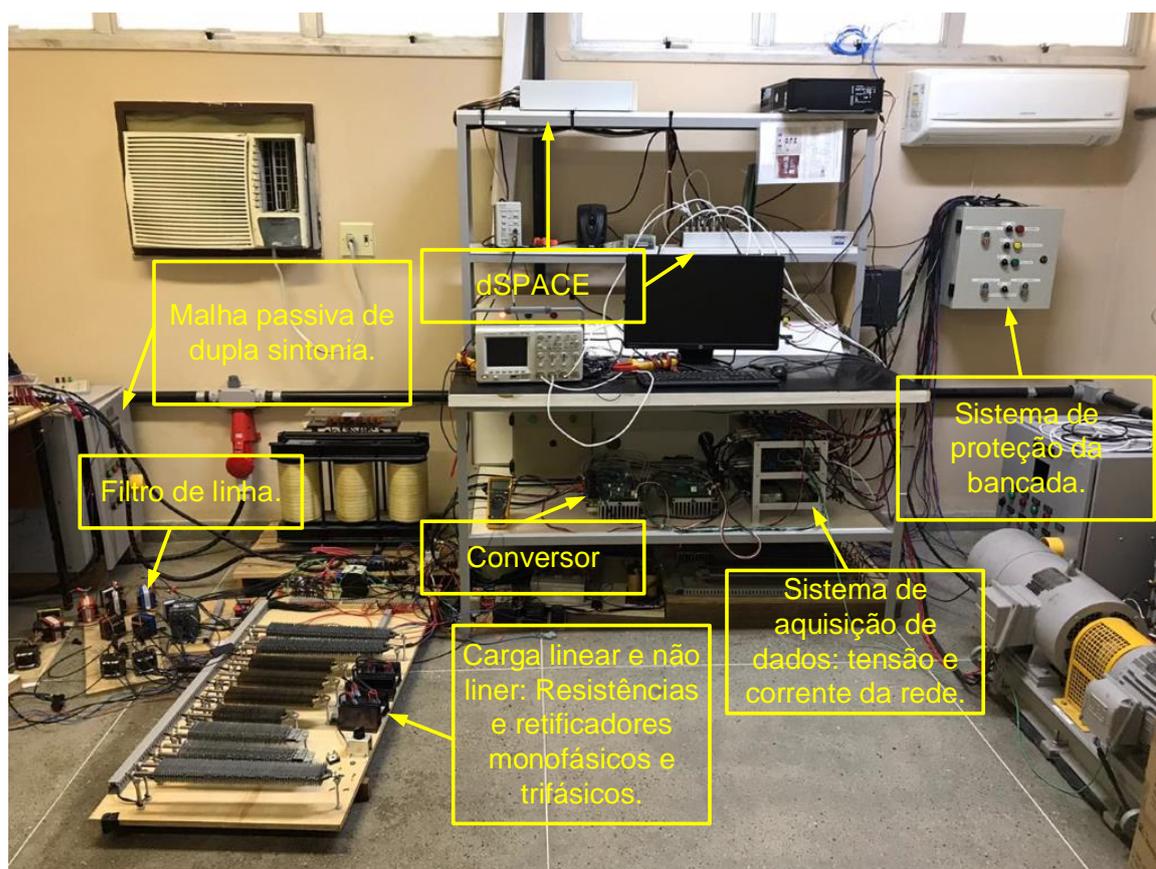
Especificações	Valores
Carga trifásica	
Retificador da SEMIKRON	25/08
Resistor	73,3 Ω
Capacitor	340 μF
Cargas monofásicas	
3 Retificadores da SEMIKRON	25/04
Resistor R_1	31 Ω
Resistor R_2	47 Ω
Resistor R_3	61 Ω
Capacitor $C_1 = C_2 = C_3$	680 μF

Fonte: o autor.

5.2.1 Cenário com carga não linear balanceada

Para a obtenção dos resultados experimentais, utilizou-se a plataforma dSPACE 1103 para a realização do controle do conversor. O controle é implementado utilizando o software Matlab/Simulink e, através da *Electronic Control Unit (EUC) ControlDesk* a estratégia de controle é selecionada em tempo real. A Figura 78 apresenta a bancada do LAPIS utilizada para a obtenção dos resultados da topologia proposta. Uma resistência de pré-carregamento é utilizada para reduzir a corrente de *in-rush* durante o início de operação do conversor, evitando o disparo da proteção. Durante este processo, o conversor opera como um retificador trifásico não controlado. Após o estabelecimento da tensão no barramento durante esta operação, há o *bypass* dos resistores e o controle/chaveamento do conversor é iniciado.

Figura 78 – Bancada experimental.

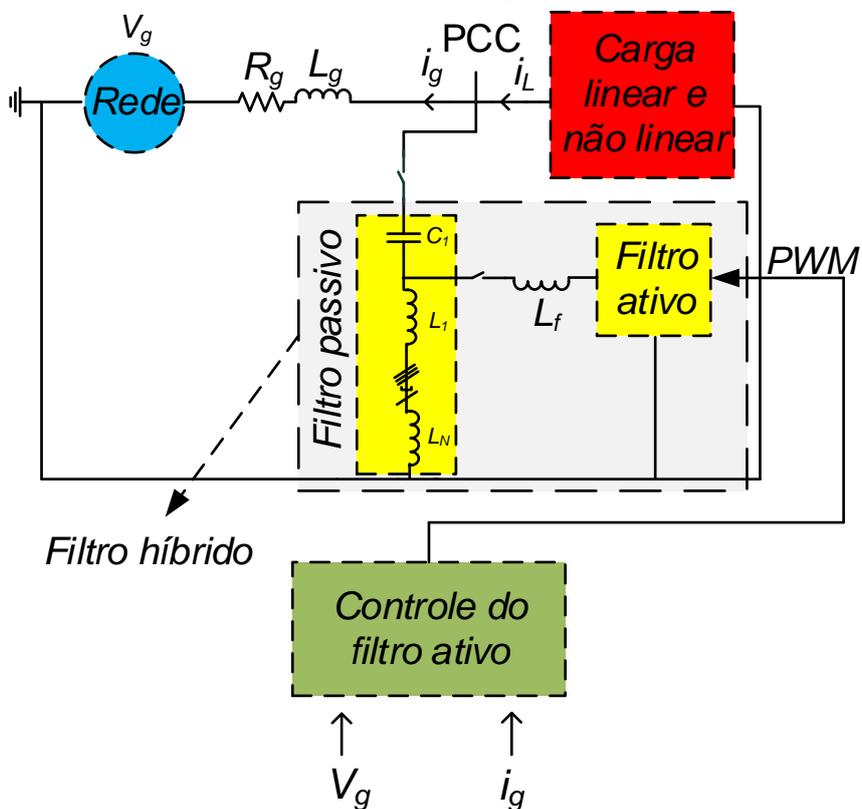


Fonte: o próprio autor.

O sistema implementado na bancada é mostrado na Figura 79. A Tabela 16 indica os parâmetros relacionados a rede elétrica. Os valores da impedância da rede são estimativas feitas

a partir dos dados da impedância equivalente no ponto de entrega da subestação Pici UFC e da análise presente em (MORAIS, 2011). A estratégia de controle do filtro ativo implementada em bancada, é a mesma implementada na simulação.

Figura 79 – Sistema implementado na bancada experimental.



Fonte: o próprio autor.

Tabela 16 – Especificações da rede elétrica.

Especificações	Valores
Tensão de linha da rede	380 V
Frequência da rede	60 Hz
Indutância equivalente da rede	300 μ H
Resistência equivalente da rede	0,2 Ω
Conexão do transformador	Y-Y

Fonte: o próprio autor.

A tabela 17 mostra os valores dos elementos que compõem a malha passiva da topologia proposta.

Tabela 17 – Especificações da malha passiva.

Especificações	Valores
Capacitância C_1	250 μF
Indutância L_1	1,1965 mH
Indutância L_N	0,709 mH

Fonte: o próprio autor.

O conversor utilizado como filtro ativo é do modelo *SPICQ 450-60-50*. É um conjunto inversor acoplado a quatro braços com IGBT utilizando a topologia meia ponte. Vale ressaltar que foram usados apenas 3 braços do conversor. Os dados técnicos do conversor e os parâmetros da bancada, é apresentado na Tabela 18.

Tabela 18 – Especificações do Conversor - Filtro ativo.

Especificações	
Modelo	SPICQ 450-60-50
Tensão de barramento CC	70 V
Frequência de chaveamento máxima	24 kHz
Potência nominal	4,5 kVA
Indutância do filtro de entrada do conversor L_f	4 mH
Peso aproximado	5 Kg
Capacitância do barramento CC	470 μF

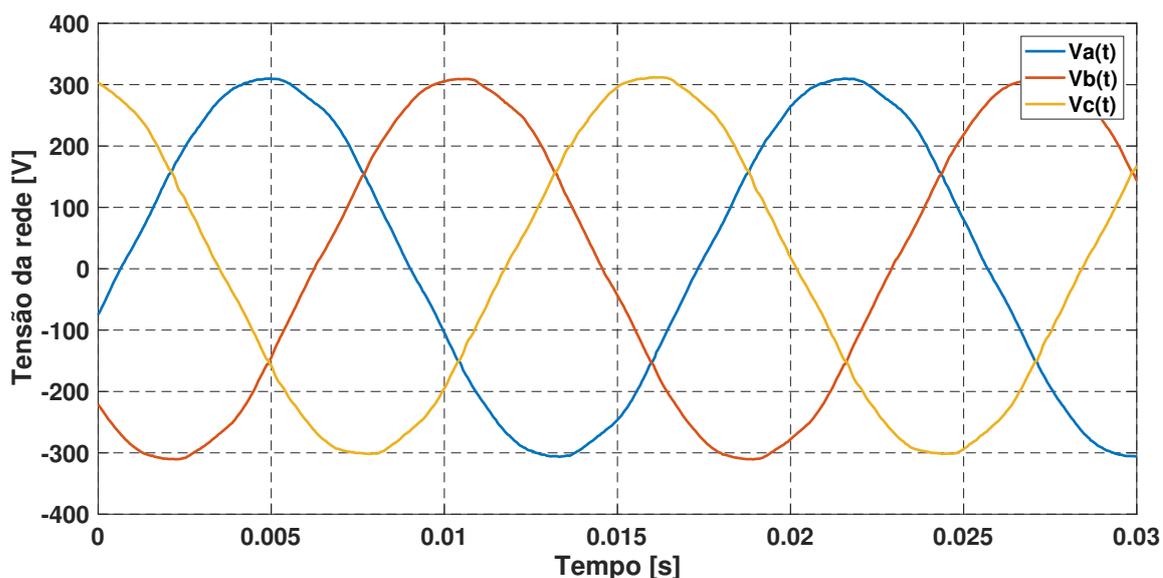
Fonte: o próprio autor.

A tensão da rede elétrica é mostrada na Figura 80. Pode-se observar que a tensão encontra-se senoidal e balanceada. Com isso, garante-se que a potência de sequência zero (p_0) do sistema é nula, pois não existe a componente de sequência zero da tensão (V_0) da rede. Embora exista a corrente de sequência zero (I_0), como $V_0 = 0$, tem-se que $p_0 = 0$.

É mostrada na Figura 81, a corrente da rede sem o filtro híbrido. Percebe-se que a corrente se encontra distorcida, ou seja com a presença de harmônicos. Esses harmônicos são originados pelo retificador trifásico não controlado, usado como carga não linear. A corrente da rede antes da inserção do filtro híbrido, apresenta um DHT de 10%.

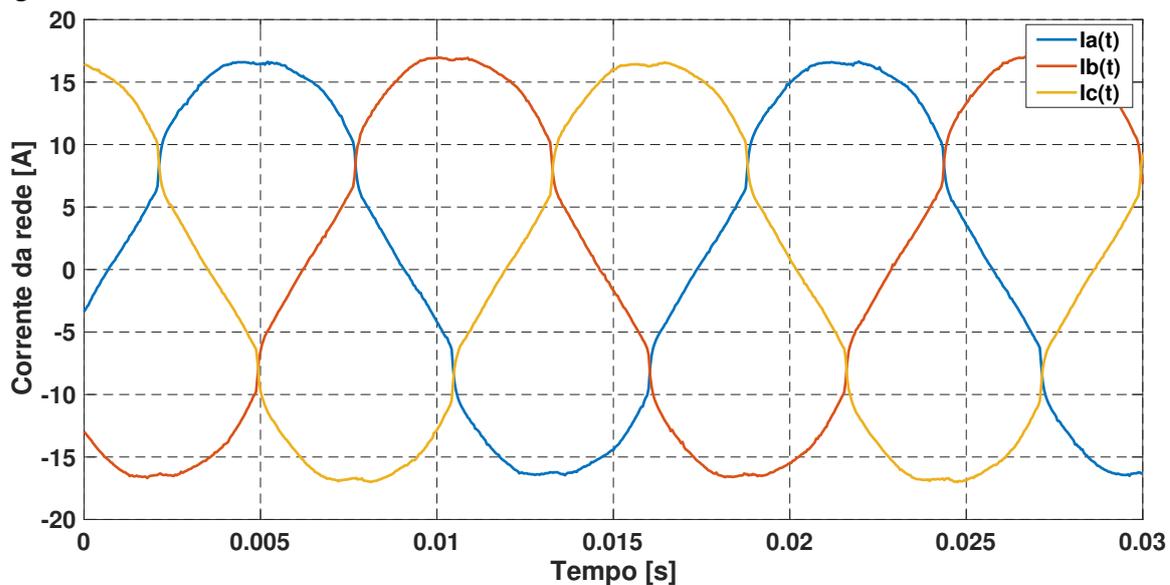
Após a inserção do filtro passivo (ver Figura 82), percebe-se que não houve melhoria na forma de onda da corrente, pois a malha passiva que estava disponível no laboratório, não foi dimensionada para a carga testada no experimento. Utilizou-se um filtro passivo que foi projetado para um cenário de carga não linear totalmente diferente do que foi testado no laboratório, pois não foi possível a construção de uma malha passiva para o cenário de cargas que estavam disponíveis. Diferente dos filtros ativos, os filtros passivos apresentam essa desvantagem, de

Figura 80 – Tensão da rede elétrica.



Fonte: o próprio autor.

Figura 81 – Corrente da rede sem o filtro Híbrido.

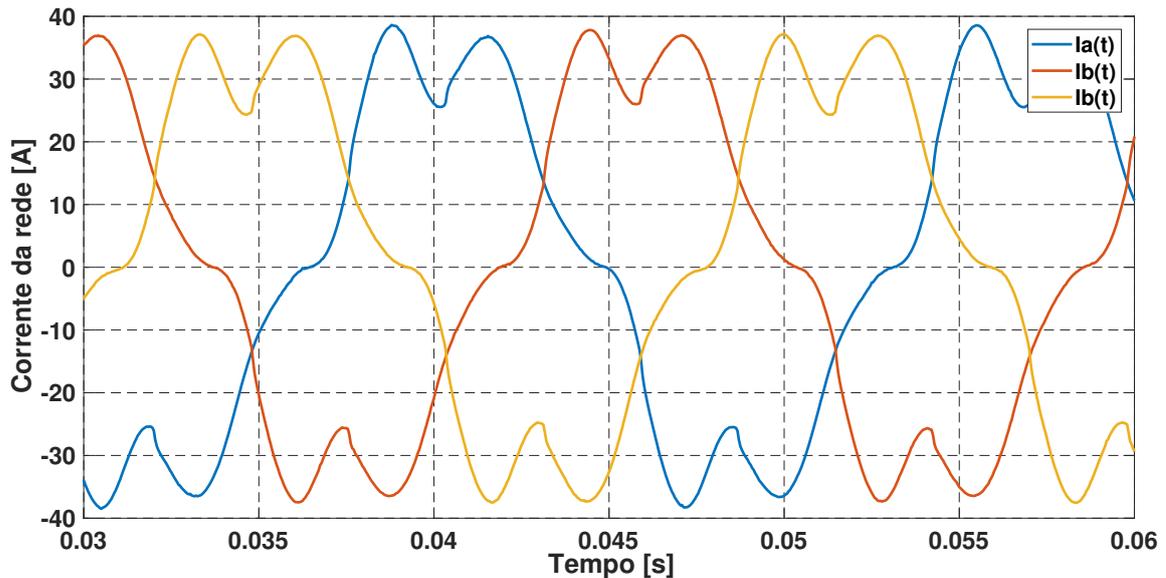


Fonte: o próprio autor.

não se auto ajustar-se a mudança de carga não linear. Como consequência, tem-se o aumento do DHT de 10% para 20,41%. Pode-se verificar também que após a inserção da malha passiva, ocorreu a ressonância (aspecto negativo dos filtros passivos) com a rede elétrica, resultando em um aumento da corrente na rede, como verificado na Figura 82.

A figura 83, mostra o comportamento da corrente da rede com a inserção do filtro ativo. Verifica-se que após a inserção do filtro ativo, ocorre a redução das correntes harmônicas, fazendo com que as correntes da rede se aproximam de senoides. O DHT da corrente da rede caiu para 12%, percentual esse que se encontra fora do limite permitido pelo norma IEEE Std.

Figura 82 – Corrente da rede após a conexão da malha passiva à rede elétrica.



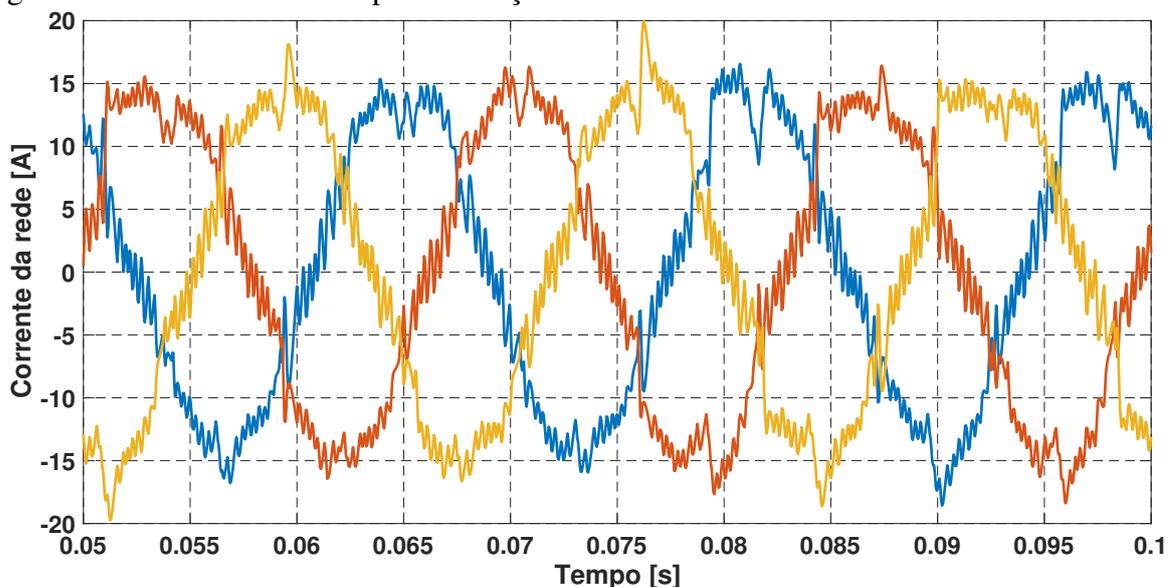
Fonte: o próprio autor.

519 (2014). Embora o DHT esteja acima do permitido pela norma, houve uma redução muito considerável das correntes harmônicas, melhorando a qualidade de corrente no PCC onde está conectada a carga não linear. Percebe-se também que o filtro ativo eliminou a ressonância ocasionada pela malha passiva.

Um dos motivos pelo o desempenho não satisfatório do filtro ativo, é o filtro de linha L_f (ver Figura 79) responsável pela eliminação dos harmônicos de alta frequência, originados pelo chaveamento do conversor. Como não foi possível a construção de indutores, com indutância correta para esse fim, usou-se indutores que estavam disponíveis. Como consequência dessa ação, tem-se a presença dos harmônicos de alta frequência que não foram atenuados pelo filtro L_f

De acordo com o resultados apresentados anteriormente, pode-se perceber que o filtro híbrido ao invés de melhorar a qualidade de energia, ele piorou. Isso porque a malha passiva não foi projetada para o cenário de carga testada no laboratório. Com relação ao filtro ativo, verificou-se que houve uma melhoria na qualidade de energia, embora o DHT esteja acima do permitido pela norma (IEEE Std. 519, 2014), uma que a indutância de linha atrapalhou o desempenho do mesmo. No entanto, foi verificado na simulação que quando a malha passiva e a indutância de linha L_f são dimensionadas corretamente, a topologia de filtro híbrido proposto apresenta um bom desempenho, reduzindo os harmônicos e a corrente que circula pelo condutor neutro.

Figura 83 – Corrente da rede após a inserção do filtro ativo.

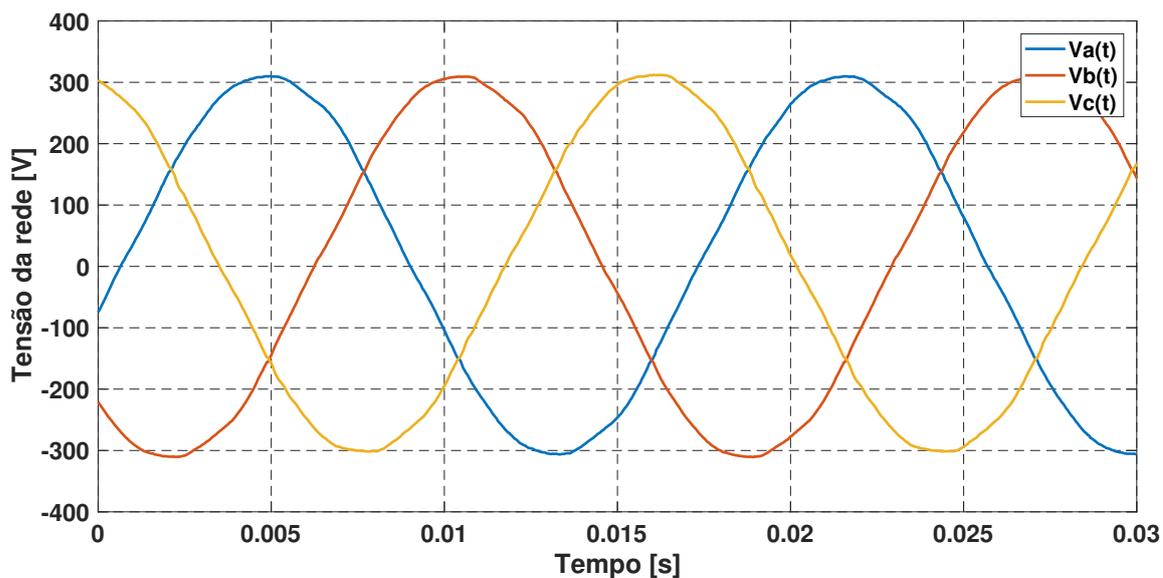


Fonte: o próprio autor.

5.2.2 Cenário com carga não linear desbalanceada

Como mencionado anteriormente, para este cenário, adicionou-se ao cenário anterior três retificadores monofásicos de onda completa desbalanceados. O comportamento da tensão da rede elétrica após a conexão da carga não linear desbalanceada à rede elétrica, é mostrada na Figura 84.

Figura 84 – Tensão da rede elétrica para cenário com carga não linear desbalanceada.



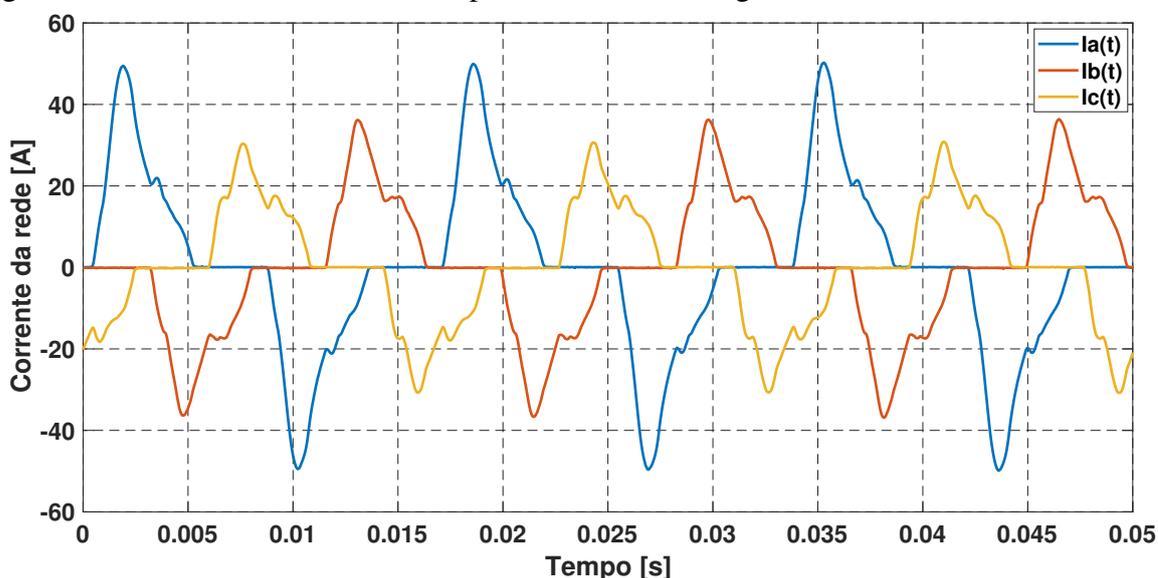
Fonte: o próprio autor.

De acordo com a Figura 84, pode-se verificar que após a conexão da carga não

linear desbalanceada, não houve desbalanço e nem distorção na forma de onda da tensão da rede elétrica. Isto deve-se ao fato da rede elétrica da UFC ser uma rede forte, ou seja, com potência de curto circuito alta. Portanto, tem-se que a tensão de sequência zero (V_0) é zero, é com isso tem-se que a potência de sequência zero do sistema é nula.

É apresentada na Figura 85, o comportamento da corrente após a conexão da carga não linear à rede elétrica. Pode-se verificar que as correntes encontram-se totalmente distorcidas e desbalanceadas. A forma de onda das correntes já eram esperada, pois são formas de ondas típicas de retificadores alimentando cargas RC em paralelo. O DHT da corrente da rede encontra-se em torno de 34%, valor este que está totalmente fora da norma IEEE Std. 519 (2014).

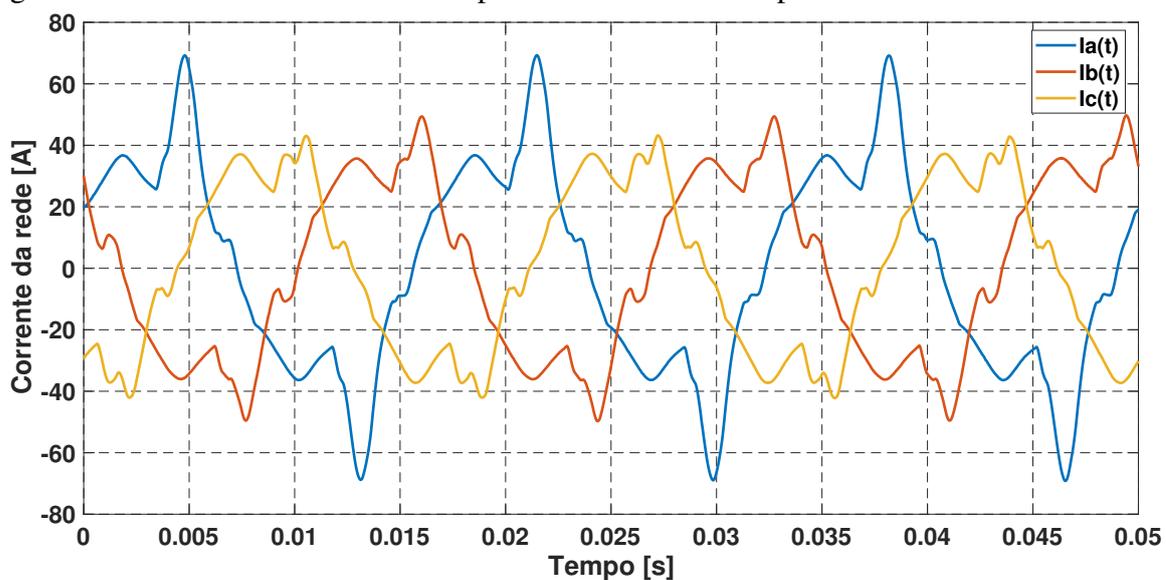
Figura 85 – Corrente da rede elétrica após a conexão da carga não linear desbalanceada.



Fonte: o próprio autor.

O comportamento da corrente da rede após a conexão da malha passiva de dupla sintonia, é mostrada na Figura 86. Pode-se verificar que houve melhoria na forma de onda corrente, uma vez que a malha passiva oferece um caminho de baixa impedância para dois harmônicos em simultâneo (terceiro e quinto harmônico). Com relação ao DHT, houve uma redução de 34% para 24%. Embora o DHT esteja muito acima do permitido pela norma IEEE Std. 519 (2014), pode-se verificar que houve melhoria na qualidade de energia somente com a malha passiva, reduzindo o DHT em 10%. Ao contrário do cenário anterior, pode-se verificar nesse cenário que o filtro passivo apresentou um bom desempenho. Isto porque usou-se um conjunto de cargas não lineares que apresentam o terceiro e quinto harmônico (que são os dois harmônicos que a malha passiva foi projetada para compensar) no seu espectro harmônico.

Figura 86 – Corrente da rede elétrica após a conexão do filtro passivo.



Fonte: o próprio autor.

Fazendo uma análise comparativa entre os dois cenários, pode-se concluir que quando o filtro passivo é usado em situações em que não existem harmônicos para quais ele foi projetado, ele acaba por piorar a qualidade de energia, como foi visto no cenário anterior. No entanto, o filtro passivo apresenta bom desempenho em situações com presença de harmônicos para quais ele foi sintonizado, melhorando a qualidade da energia. Não foi possível a implementação prática da topologia completa, uma vez que não conseguiu-se fazer com que o filtro ativo funcionasse para esse cenário.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste capítulo apresenta-se as conclusões desta dissertação e sugestões de trabalhos futuros.

6.1 Conclusões

Este trabalho apresentou a proposta uma topologia de filtro híbrido de dupla sintonia com conversor a três braços aplicado a sistema trifásico a quatro fios, onde o condutor neutro da rede foi conectado no ponto médio do barramento CC do conversor.

Com o intuito de provar o desempenho dessa topologia, foi simulado no PSCAD/EMTDC, um sistema de potência com a presença de um grupo cargas não lineares (retificadores monofásicos não controlados) e lineares. Com base nos resultados obtidos via simulação, foi possível verificar que a topologia apresentou um bom desempenho, reduzindo as correntes harmônicas presentes na carga, reduzindo também o nível de DHT para valores abaixo do limite permitido pela norma IEEE Std. 519 (2014). Com relação a corrente do neutro da rede, pode-se concluir através dos resultados de simulação, que topologia proposta consegue reduzi-lá mesmo sem o quarto braço do filtro ativo. Também pode-se concluir que a topologia proposta consegue compensar os harmônicos e reativos da carga, com uma potência nominal bem inferior, quando comparada com a potência demandada pela carga. De acordo com os resultados de simulação, é possível concluir que a topologia proposta apresenta um bom desempenho em cenários com a presença de cargas balanceadas e desbalanceadas.

Analisando os resultados experimentais, pode-se que concluir que o filtro passivo da topologia proposta, não apresenta bom desempenho em cenários com ausência dos harmônicos para quais ele foi sintonizado, comprometendo dessa forma a qualidade de energia do sistema. No entanto, em cenários com a presença de harmônicos com a mesma frequência de sintonia do filtro passivo, o mesmo apresenta bom desempenho, oferecendo um caminho de baixa impedância para os harmônicos, evitando a sua circulação na rede elétrica.

Portanto, de acordo com o presente trabalho, é possível afirmar que a topologia de filtro híbrido a três braços está apta para ser utilizada na compensação de correntes harmônicas e reativos presentes em sistemas de distribuição trifásicos a quatro fios.

6.2 Trabalhos Futuros

Com o intuito de possibilitar a continuidade dos estudos relacionados ao trabalho desenvolvido, são sugeridos alguns temas para trabalhos futuros:

- Implementação do controle individuais da tensão nos capacitores da topologia proposta;
- Implementação prática da topologia completa em cenários com presença de cargas desbalanceadas, uma vez que no atual estágio da pesquisa, foi testado somente a malha passiva no referido cenário;
- Análise de outras teorias para o desenvolvimento da estratégia de controle do conversor que compõe a topologia do filtro híbrido proposto;
- Análise da topologia em cenários com a presença de desbalanços na tensão da rede.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H. Modern active filters and traditional passive filters. **Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences**, v. 54, n. 3, 2006.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. v. 62.
- ALAM, M.; GAIN, M. Power quality problems and solutions: An overview. **International Journal of Science and Research (IJSR)**, v. 3, n. 10, 2014.
- ANEEL. Agência nacional de energia elétrica-aneel. **Abril de**, 2005.
- ANEEL. Agência nacional de energia elétrica. **Brasília. Decreto**, n. 5143, 2012.
- ANTUNES, F.; LEÃO, R.; SAMPAIO, R. **Harmônicos em sistemas elétricos**. [S.l.]: Elsevier Brasil, 2014.
- AREDES, M.; HAFNER, J.; HEUMANN, K. A combined series and shunt active power filter. In: **IEEE/KTH–Stockholm Power Tech. Conf., SPT PE**. [S.l.: s.n.], 1995. v. 7, p. 05–0643.
- AREDES, M.; HAFNER, J.; HEUMANN, K. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 12, n. 2, p. 311–318, 1997.
- ARRILLAGA, J.; WATSON, N. R. **Power system harmonics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004.
- ASWAL, J.; PAL, Y. Passive and active filter for harmonic mitigation in a 3-phase, 3-wire system. In: IEEE. **2018 2nd International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC)**. [S.l.], 2018. p. 668–672.
- BAGGINI, A. **Handbook of power quality**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.
- BEVRANI, H. **Robust power system frequency control**. Springer, 2014.
- BOLLEN, M. H. Understanding power quality problems. In: **Voltage sags and Interruptions**. [S.l.]: IEEE press, 2000.
- BOLLEN, M. H.; GU, I. Y. **Signal processing of power quality disturbances**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2006. v. 30.
- BRITO, C. M. C. de; LEÃO, R. P. S. Desempenho de um motor de indução trifásico submetido a distorções harmônicas na tensão de alimentação. **Universidade Federal do Ceará (UFC)**, 2006.
- CANDELA, J.; RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Proposal of a resonant controller for a three phase four wire grid-connected shunt hybrid filter. In: IEEE. **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.], 2009. p. 573–577.
- CZARNECKI, L. S. On some misinterpretations of the instantaneous reactive power pq theory. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 19, n. 3, p. 828–836, 2004.
- DAVIS, T.; BEAM, G.; MELHORN, C. Voltage sags: their impact on the utility and industrial customers. In: IEEE. **Proceedings of 1996 IAS Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference**. [S.l.], 1996. p. 65–73.

DECKMANN, S. M.; POMILIO, J. A. Avaliação da qualidade da energia elétrica. **available in <http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdf/qualidade/b5.pdf>**, 2017.

DIAS, G. A. D. **Harmônicas em sistemas industriais**. [S.l.]: Edipucrs, 2002.

DJOKIC, S. Z.; DESMET, J.; VANALME, G.; MILANOVIC, J.; STOCKMAN, K. Sensitivity of personal computers to voltage sags and short interruptions. **IEEE Transactions on Power Delivery**, IEEE, v. 20, n. 1, p. 375–383, 2005.

DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, H. W. **Electrical power systems quality**. New York, NY: McGraw-Hill, c1996, 1996.

ENCARNAÇÃO, L. F.; NETO, J. M.; REIS, S. D.; AREDES, M. Improved structure for three-phase four-wires hybrid active power filters. In: **International Conference on Renewable Energies and Power Quality**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6.

FERREIRA, S. C.; GONZATTI, R. B.; PEREIRA, R. R.; SILVA, C. H. da; SILVA, L. B. da; LAMBERT-TORRES, G. Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 65, n. 3, p. 2608–2617, 2018.

FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, IEEE, v. 37, n. 2, p. 1027–1140, 1918.

FUCHS, E.; MASOUM, M. A. **Power quality in power systems and electrical machines**. [S.l.]: Academic press, 2011.

FUJITA, H.; AKAGI, H. A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters. **IEEE Transactions on industry applications**, IEEE, v. 27, n. 6, p. 1020–1025, 1991.

FULLER, J.; FUCHS, E.; ROESLER, D. Influence of harmonics on power distribution system protection. **IEEE transactions on Power Delivery**, IEEE, v. 3, n. 2, p. 549–557, 1988.

GAO, X. Allocation of load-loss cost caused by voltage sag. In: IOP PUBLISHING. **IOP Conference Series: Earth and Environmental Science**. [S.l.], 2017. v. 86, n. 1, p. 012038.

GAOUDA, A.; SALAMA, M.; SULTAN, M.; CHIKHANI, A. Application of multiresolution signal decomposition for monitoring short-duration variations in distribution systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, IEEE, v. 15, n. 2, p. 478–485, 2000.

GARCIA, F. R.; NAVES, A. **Harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência**. Maio de, 2008.

GERDES, G.; SANTJER, F. **Power quality of wind turbines and their interaction with the grid**. [S.l.], 1995.

GRADY, W. M.; SANTOSO, S. Understanding power system harmonics. **IEEE Power Engineering Review**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 21, n. 11, p. 8–11, 2001.

GUPTA, N. P.; GUPTA, P.; MASAND, D. Performance evaluation of hybrid active power filter. In: IEEE. **2012 International Conference on Communication Systems and Network Technologies**. [S.l.], 2012. p. 573–576.

HAMADI, A.; RAHMANI, S.; AL-HADDAD, K. A hybrid passive filter configuration for var control and harmonic compensation. **IEEE transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 57, n. 7, p. 2419–2434, 2009.

HANSON, D.; WOODHOUSE, M.; HORWILL, C.; MONKHOUSE, D.; OSBORNE, M. Statcom: a new era of reactive compensation. **Power Engineering Journal**, IET, v. 16, n. 3, p. 151–160, 2002.

HART, D. W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2016.

IEEE Std. 1159. IEEE recommended practice for monitoring electric power quality. **IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)**, p. c1–81, June 2009.

IEEE Std. 1531. Ieee guide for application and specification of harmonic filters. **IEEE Std 1531-2003**, p. 01 – –60, 2003.

IEEE Std. 519. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, p. 1–29, June 2014.

IEEE Std. C57.110. Ieee recommended practice for establishing transformer capability when supplying non-sinusoidal load currents. **IEEE Std C57.110-1998**, p. i–, 1998.

KASSAKIAN, J. G.; SCHLECHT, M. F.; VERGHESE, G. C. **Principles of power electronics**. [S.l.]: Graphis, 2000.

KASSICK, E. V. **Harmônicas em sistemas industriais de baixa tensão**. Florianópolis: Ed. UFSC, 2008.

KOLMOGOROFF, A. Une série de fourier-lebesgue divergente presque partout. **Fundamenta mathematicae**, v. 1, n. 4, p. 324–328, 1923.

KOSOW, I. L. **Máquinas eléctricas y transformadores**. [S.l.]: Pearson Educación, 1993.

LAM, C.-S.; WONG, M.-C. A novel b-shaped l-type transformerless hybrid active power filter in three-phase four-wire systems. In: IEEE. **2006 38th North American Power Symposium**. [S.l.], 2006. p. 235–241.

LAMICH, M.; BALCELLS, J.; GARCIA, J.; GONZALEZ, D.; GAGO, J. New structure for three phase four wires hybrid active filters. In: IEEE. **IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics**. [S.l.], 2006. p. 1603–1608.

LIMA, F. K. A.; MORAIS, E. E. C.; NUNES, M. A. N.; DANTAS, J. L.; BRANCO, C. G. C. A comparison between a single and a double tuned hybrid power filter under power quality analysis. In: IEEE. **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.], 2013. p. 1291–1296.

LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of pi-res current controller in a rotating frame. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 21, n. 3, p. 836–841, 2006.

LYON, W. V. **Applications of the method of symmetrical components**. [S.l.]: McGraw-Hill book Company, Incorporated, 1937.

MCGRANAGHAN, M.; ROETTGER, B. Economic evaluation of power quality. **IEEE Power Engineering Review**, IEEE, v. 22, n. 2, p. 8–12, 2002.

MORAES, M. L. *et al.* **Validação de uma técnica para o aumento da robustez de soc sa flutuações de tensão no barramento de alimentação.** Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, 2008.

MORAIS, E. E. C. **Estudo e Projeto de Filtros Passivos para atenuação de harmônicos em instalações elétricas industriais** 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

ORTMEYER, T.; CHAKRAVARTHI, K. The effects of power system harmonics on power system equipment and loads. **IEEE Trans. Power Appar. Syst.:(United States)**, 1985.

PARK, S.; SUNG, J.-h.; NAM, K. A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size. In: IEEE. **30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record.(Cat. No. 99CH36321)**. [S.l.], 1999. v. 1, p. 400–405.

PAULILO, G. Capítulo iii desequilíbrios de tensão. **Revista O Setor Elétrico, São Paulo**, n. 86, p. 42–48, 2013.

PETERSON, M.; SINGH, B. N.; RASTGOUFARD, P. Active and passive filtering for harmonic compensation. In: IEEE. **2008 40th Southeastern Symposium on System Theory (SSST)**. [S.l.], 2008. p. 188–192.

PIRES, I. A. Capítulo xii-medidas de mitigação de harmônicos. **Revista O Setor Elétrico, São Paulo**, v. 1, n. 59, p. 38–47, 2010.

PONNALURI, S.; BRICKWEDDE, A. Generalized system design of active filters. In: IEEE. **2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)**. [S.l.], 2001. v. 3, p. 1414–1419.

PRODIST. **Agência Nacional de Energia Elétrica-Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, Módulo 8–Qualidade da Energia Elétrica.** [S.l.]: Revisão, 2012.

PRODIST, A.-A. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, Módulo 8–Qualidade da Energia Elétrica.**[SI]:[sn], v. [S.l.]: Revisão, 2012.

RAO, U. K.; MISHRA, M. K. Control strategies for load compensation using instantaneous symmetrical component theory under different supply voltages. In: IEEE. **2007 International Power Engineering Conference (IPEC 2007)**. [S.l.], 2007. p. 596–601.

RIVAS, D.; MORÁN, L.; DIXON, J. W.; ESPINOZA, J. R. Improving passive filter compensation performance with active techniques. **IEEE Transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 50, n. 1, p. 161–170, 2003.

RODRÍGUEZ, P.; LUNA, A.; CANDELA, I.; MUJAL, R.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 58, n. 1, p. 127–138, 2010.

RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; MUNOZ-AGUILAR, R. S.; ETXEBERRIA-OTADUI, I.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 27, n. 1, p. 99–112, 2011.

SAAD-SAOUD, Z.; JENKINS, N. Models for predicting flicker induced by large wind turbines. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 14, n. 3, p. 743–748, 1999.

SAINI, M. K.; KAPOOR, R. Classification of power quality events—a review. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 43, n. 1, p. 11–19, 2012.

SANKARAN, C. **Power quality**. [S.l.]: CRC press, 2001.

SHARMA, A.; RAJPUROHIT, B.; SINGH, S. A review on economics of power quality: Impact, assessment and mitigation. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 88, p. 363–372, 2018.

SILVA, M. M. da. **Análise de filtros passivos de harmônicos de conversor CA/CC de seis pulsos**. Dissertação (Mestrado em Ciências em Engenharia Elétrica) — COPPE, Universidade Federal de Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2007.

SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. **IEEE transactions on industrial electronics**, Ieee, v. 46, n. 5, p. 960–971, 1999.

SINGH, M.; KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A.; VARMA, R. K. Grid interconnection of renewable energy sources at the distribution level with power-quality improvement features. **IEEE transactions on power delivery**, IEEE, v. 26, n. 1, p. 307–315, 2010.

SRIANTHUMRONG, S.; AKAGI, H. A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter. In: IEEE. **Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)**. [S.l.], 2002. v. 1, p. 78–85.

SUN, T.; CHEN, Z.; BLAABJERG, F. Flicker study on variable speed wind turbines with doubly fed induction generators. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 20, n. 4, p. 896–905, 2005.

TAYLOR, C. W.; BBATTACHARYA, K.; ZHONG, J. Discussion of "reactive power as an ancillary service"[and closure]. **IEEE Transactions on Power Systems**, IEEE, v. 17, n. 2, p. 523–524, 2002.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29.

VEDAM, R. S.; SARMA, M. S. **Power quality: Var compensation in power systems**. [S.l.]: CRC press, 2008.

VILLAR, G. J. D. V. **Geradores e Motores CC**. [S.l.]: CEFETRN, 2006.

WAGNER, V.; BALDA, J. C.; GRIFFITH, D.; MCEACHERN, A.; BARNES, T.; HARTMANN, D.; PHILEGGI, D.; EMANNUEL, A.; HORTON, W. F.; REID, W. E. *et al.* Effects of harmonics on equipment. **IEEE transactions on power delivery**, IEEE, v. 8, n. 2, p. 672–680, 1993.

WATANABE, E. H.; AREDES, M.; AKAGI, H. The pq theory for active filter control: some problems and solutions. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, SciELO Brasil, v. 15, n. 1, p. 78–84, 2004.

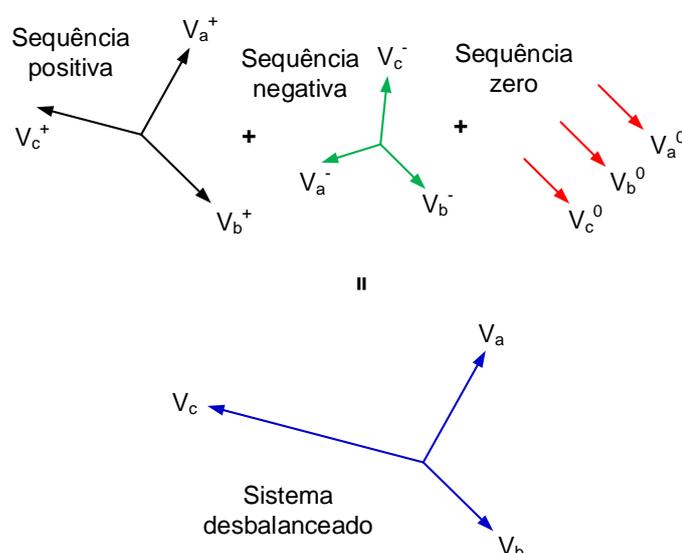
APÊNDICE A – COMPONENTES SIMÉTRICAS DE FORTESCUE PARA SISTEMAS TRIFÁSICOS

As componentes simétricas ou também chamadas componentes de sequência, representam uma abordagem clássica para análise de sistemas trifásicos senoidais em condições desequilibradas. Essa ferramenta proposta por Fortescue (1918), permite a decomposição de um sinal trifásico periódico senoidal em três sistemas trifásicos compostos pelas componentes de sequência positiva, sequência negativa e sequência zero. A utilização das componentes simétricas têm como foco simplificar a análise de um sistema elétrico.

Para um sistema trifásico simétrico e equilibrado, uma análise monofásica pode ser estendida para as demais fases. Já para um sistema desequilibrado ou assimétrico, a análise deve ser feita para cada uma das fases, independentemente. Quando um sistema trifásico é decomposto nas componentes de sequência positiva, sequência negativa e sequência zero, têm-se como resultado três sistemas trifásicos simétricos e equilibrados. Dessa forma, basta que sejam feitas análises monofásicas para cada um dos sistemas resultantes das componentes de sequência. O resultado final para cada uma das fases se dará por meio da superposição das componentes de sequência para cada uma das fases, respectivamente defasadas entre si.

É mostrado na Figura 87, as componentes de sequência positiva, negativa e zero, de um sistema trifásico desequilibrado. Pode-se verificar na Figura, que sistema trifásico desequilibrado pode ser decomposto em três sistemas equilibrados e esta decomposição é única.

Figura 87 – Diagrama fasorial das componentes simétricas.



No caso mais geral de um sistema trifásico desbalanceado e com harmônicos, as tensões e correntes são dadas por:

$$v_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{kn} \sin(\omega_n t + \phi_{kn}); k = (a, b, c); \quad (\text{A.1})$$

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} i_{kn} \sin(\omega_n t + \delta_{kn}); k = (a, b, c). \quad (\text{A.2})$$

A transformação em componentes simétricas pode ser aplicada a cada fasor de cada harmônico de tensão ou corrente das fases *abc* para determinar as suas componentes de sequência positiva, negativa e zero. No caso da tensão tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{0n} \\ \dot{V}_{+n} \\ \dot{V}_{-n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}_{an} \\ \dot{V}_{bn} \\ \dot{V}_{cn} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.3})$$

Os índices "0", "+" e "-" correspondem às componentes de sequência zero, sequência positiva e sequência negativa, respectivamente. O "." sobre as variáveis indica fasor e α é o operador complexo dado por:

$$\alpha = 1 \angle 120^\circ = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (\text{A.4})$$

A transformada inversa é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{an} \\ \dot{V}_{bn} \\ \dot{V}_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}_{0n} \\ \dot{V}_{+n} \\ \dot{V}_{-n} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.5})$$

A partir das transformações acima é possível escrever as expressões destas tensões no domínio do tempo. Re-escrevendo as tensões harmônicas em termos das componentes simétricas

no tempo, as seguintes expressões podem ser obtidas para o grupo do n -ésimo harmônico de tensão nas fases abc :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{an}(t) = \sqrt{2}V_{0n} \sin(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}V_{+n} \sin(\omega_n t + \phi_{+n}) + \\ \quad \sqrt{2}V_{-n} \sin(\omega_n t + \phi_{-n}) \\ v_{bn}(t) = \sqrt{2}V_{0n} \sin(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}V_{+n} \sin(\omega_n t + \phi_{+n} - \frac{2\pi}{3}) + \\ \quad \sqrt{2}V_{-n} \sin(\omega_n t + \phi_{-n} + \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cn}(t) = \sqrt{2}V_{0n} \sin(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}V_{+n} \sin(\omega_n t + \phi_{+n} + \frac{2\pi}{3}) + \\ \quad \sqrt{2}V_{-n} \sin(\omega_n t + \phi_{-n} - \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (\text{A.6})$$

Expressões similares podem ser derivadas para as correntes.

**ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES DOS RETIFICADORES USADOS COMO CARGA
NÃO LINEAR**



Power Bridge Rectifiers

SKD 25

Features

- Square plastic case with isolated metal base plate and fast-on connectors
- Blocking voltage to 1600 V
- High surge current
- Easy chassis mounting
- UL recognized, file no. E 63 532

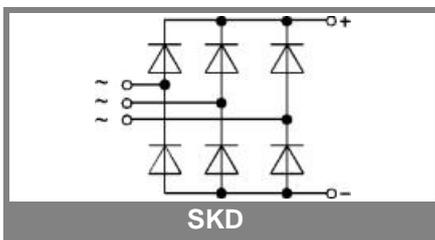
Typical Applications*

- Three phase rectifier for power supplies
- Input rectifiers for variable frequency drives
- Rectifier for DC motor field supplies
- Battery charger rectifiers
- Recommended snubber network: RC: 50 Ω, 0.1 μF ($P_R = 1 \text{ W}$)

- 1) Freely suspended or mounted on an insulator
- 2) Mounted on a painted metal sheet of min. 250 x 250 x 1 mm

V_{RSM}, V_{RRM} V	V_{VRMS} V	$I_D = 20 \text{ A } (T_c = 73^\circ\text{C})$ Types	C_{max} μF	R_{min} Ω
200		SKD 25/02		0,15
400		SKD 25/04		0,3
800		SKD 25/08		0,7
1200		SKD 25/12		1
1400		SKD 25/14		1,2
1600		SKD 25/16		1,5

Symbol	Conditions	Values	Units
I_D	$T_a = 45^\circ\text{C}$, isolated ¹⁾ $T_a = 45^\circ\text{C}$, chassis ²⁾	3,5 12	A A
I_{DCL}	$T_a = 45^\circ\text{C}$, isolated ¹⁾ $T_a = 45^\circ\text{C}$, chassis ²⁾ $T_a = ^\circ\text{C}$,	3,5 12	A A A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$, 10 ms $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$, 10 ms	370 320	A A
i^2t	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$, 8,3 ... 10 ms $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$, 8,3 ... 10 ms	680 500	A ² s A ² s
V_F	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 150 \text{ A}$	max. 2,2	V
$V_{(TO)}$	$T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	max. 0,85	V
r_T	$T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	max. 12	mΩ
I_{RD}	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$, $V_{RD} = V_{RRM}$ $T_{vj} = ^\circ\text{C}$, $V_{RD} = V_{RRM} \geq V$	300	μA μA
I_{RD}	$T_{vj} = 150^\circ\text{C}$, $V_{RD} = V_{RRM}$ $T_{vj} = ^\circ\text{C}$, $V_{RD} = V_{RRM} \geq V$	5	mA mA
t_{tr}	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	10	μs
f_G		2000	Hz
$R_{th(j-a)}$	isolated ¹⁾ chassis ²⁾	15 4,7	K/W K/W
$R_{th(j-c)}$	total	1,75	K/W
$R_{th(c-s)}$	total	0,15	K/W
T_{vj}		- 40 ... + 150	°C
T_{stg}		- 55 ... + 150	°C
V_{isol}	a. c. 50 ... 60 Hz; r.m.s.; 1 s / 1 min.	3000 / 2500	V~
M_s	to heatsink	2 ± 15 %	Nm
M_t			Nm
a			m/s ²
w		26	g
F_u		20	A
Case		G 11b	



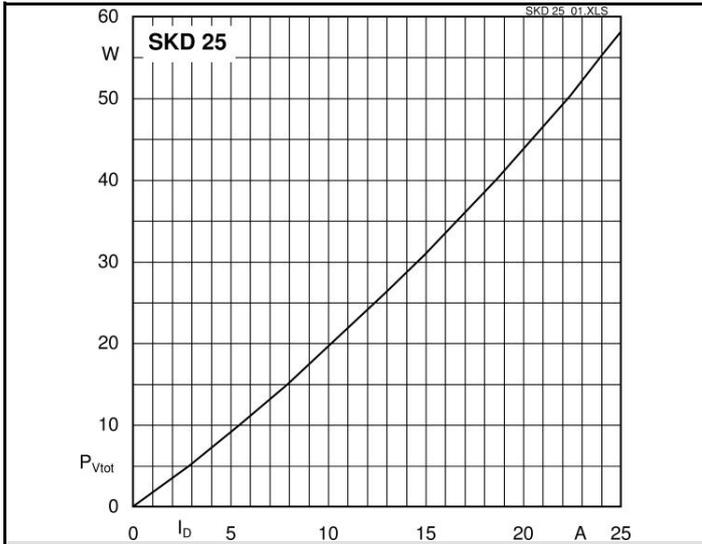


Fig. 3L Power dissipation vs. output current

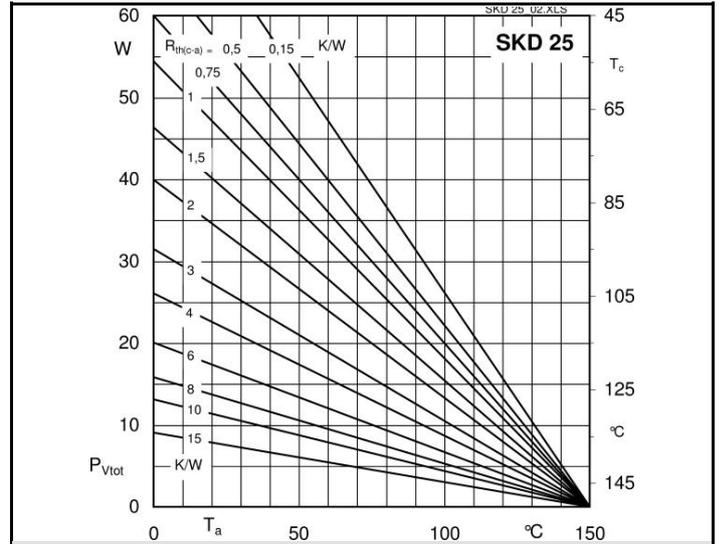


Fig. 3R Power dissipation vs. case temperature

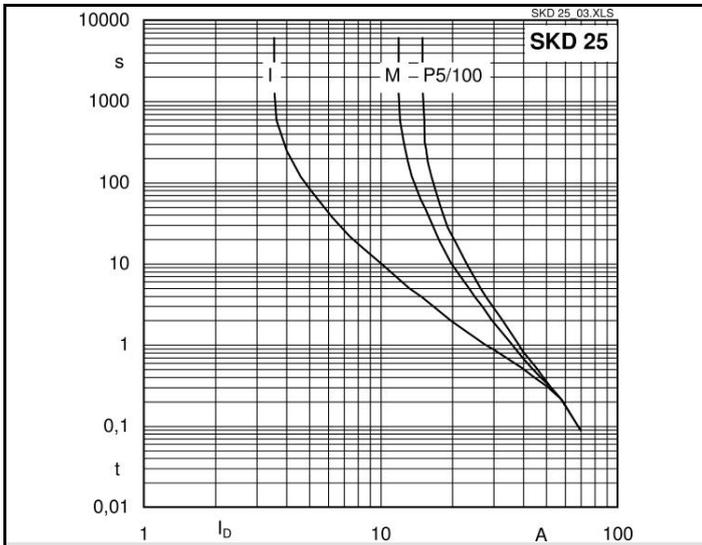


Fig. 6 Rated overload characteristics vs. time

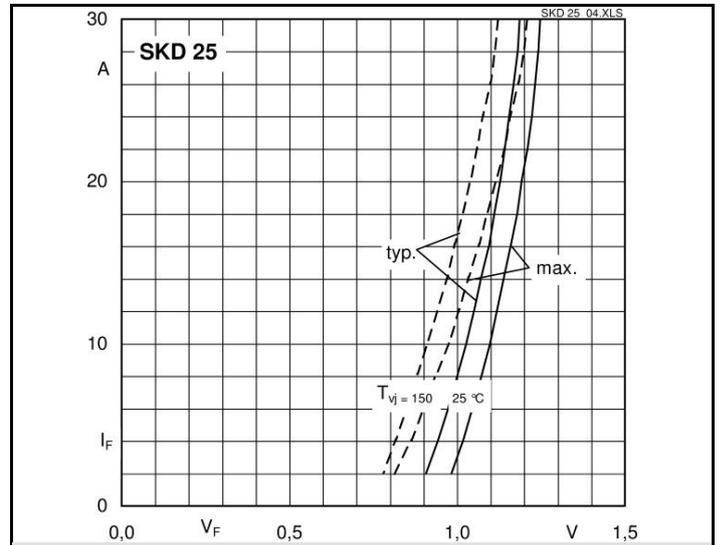
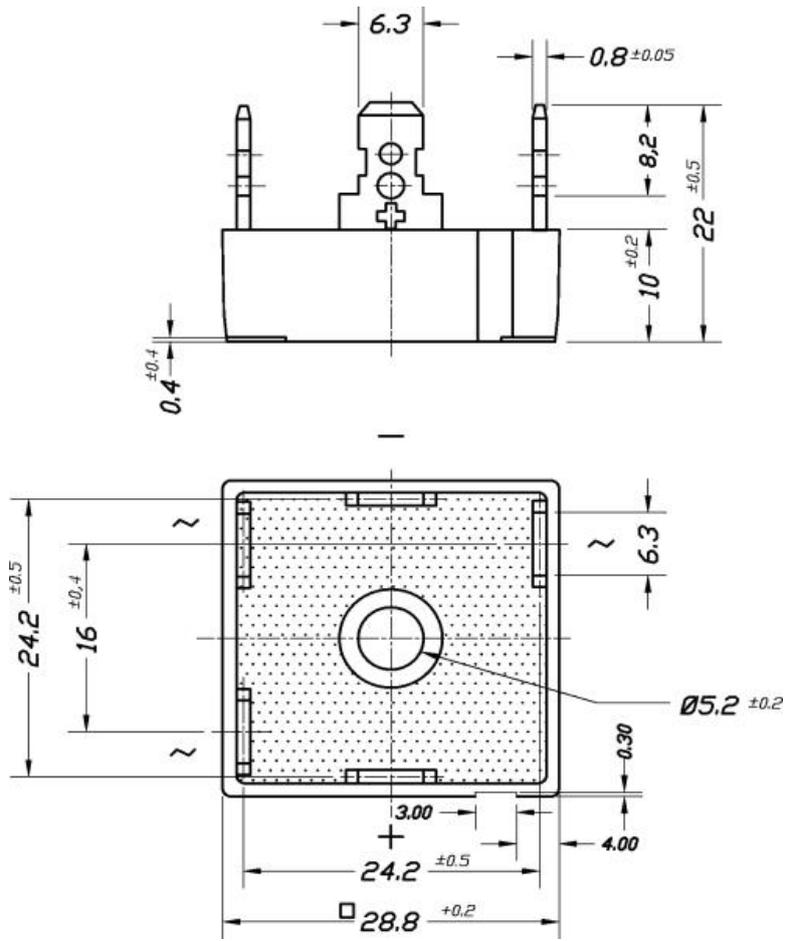


Fig. 9 Forward characteristics of a diode arm



Case G 11b

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our personal.



Power Bridge Rectifiers

SKB 25

Features

- Square plastic case with isolated metal base plate and fast-on connectors
- Blocking voltage up to 1600 V
- High surge current
- Easy chassis mounting
- UL recognized, file no. E 63 532

Typical Applications*

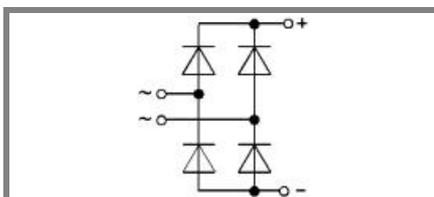
- Rectifier for power supplies
- Input rectifier for variable frequency drives
- Rectifier for DC motor field supplies
- Battery charger rectifiers
- Recommended snubber network:
RC: 50 Ω , 0.1 μ F ($P_R = 1$ W)

1) Freely suspended or mounted on an insulator

2) Mounted on a painted metal sheet of min. 250 x 250 x 1 mm

V_{RSM}, V_{RRM} V	V_{VRMS} V	$I_D = 17$ A ($T_c = 75$ °C) Types	C_{max} μ F	R_{min} Ω
100		SKB 25/01		0,1
200		SKB 25/02		0,15
400		SKB 25/04		0,3
600		SKB 25/06		0,5
800		SKB 25/08		0,7
1200		SKB 25/12		1
1400		SKB 25/14		1,2
1600		SKB 25/16		1,5

Symbol	Conditions	Values	Units
I_D	$T_a = 45$ °C, isolated ¹⁾ $T_a = 45$ °C, chassis ²⁾	3,5 10	A A
I_{DCL}	$T_a = 45$ °C, isolated ¹⁾ $T_a = 45$ °C, chassis ²⁾ $T_a =$ °C,	3 9,5	A A A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25$ °C, 10 ms $T_{vj} = 150$ °C, 10 ms	370 320	A A
i^2t	$T_{vj} = 25$ °C, 8,3 ... 10 ms $T_{vj} = 150$ °C, 8,3 ... 10 ms	680 500	A ² s A ² s
V_F	$T_{vj} = 25$ °C, $I_F = 150$ A	max. 2,2	V
$V_{(TO)}$	$T_{vj} = 150$ °C	max. 0,85	V
r_T	$T_{vj} = 150$ °C	max. 12	m Ω
I_{RD}	$T_{vj} = 25$ °C, $V_{RD} = V_{RRM}$	300	μ A
I_{RD}	$T_{vj} =$ °C, $V_{RD} = V_{RRM} \geq V$		μ A
I_{RD}	$T_{vj} = 150$ °C, $V_{RD} = V_{RRM}$	5	mA
I_{RD}	$T_{vj} =$ °C, $V_{RD} = V_{RRM} \geq V$		mA
t_{rr}	$T_{vj} = 25$ °C	10	μ s
f_G		2000	Hz
$R_{th(j-a)}$	isolated ¹⁾ chassis ²⁾	15 4,7	K/W K/W
$R_{th(j-c)}$	total	2	K/W
$R_{th(c-s)}$	total	0,15	K/W
T_{vj}		- 40 ... + 150	°C
T_{stg}		- 55 ... + 150	°C
V_{isol}	a.c. 50 ... 60 Hz; r.m.s.; 1 s / 1 min. to heatsink	3000 / 2500 2 \pm 15 %	V~ Nm Nm m/s ²
M_s			
M_t			
a			
w		24	g
Fu		20	A
Case		G 10b	



SKB

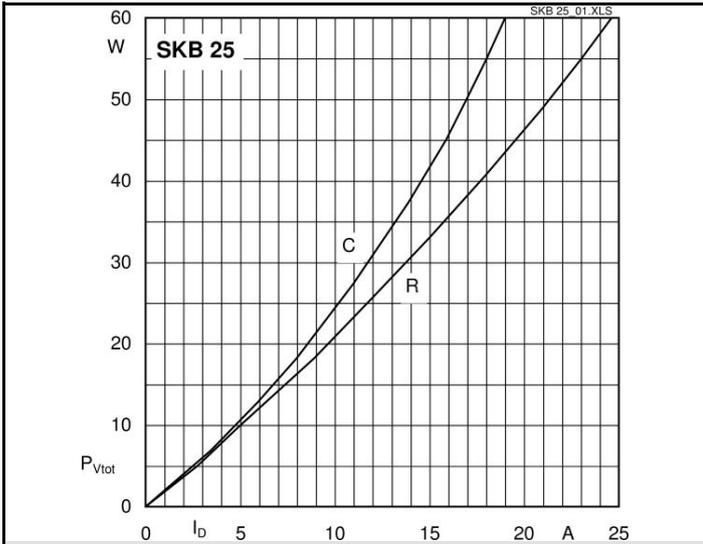


Fig. 3L Power dissipation vs. output current

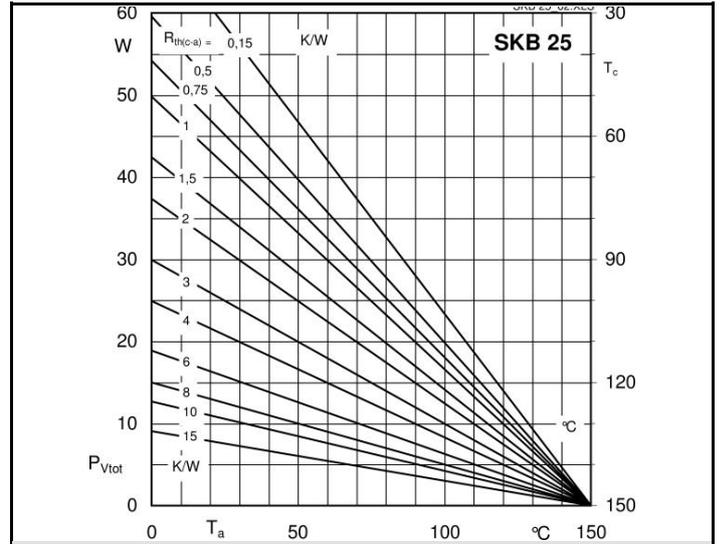


Fig. 3R Power dissipation vs. case temperature

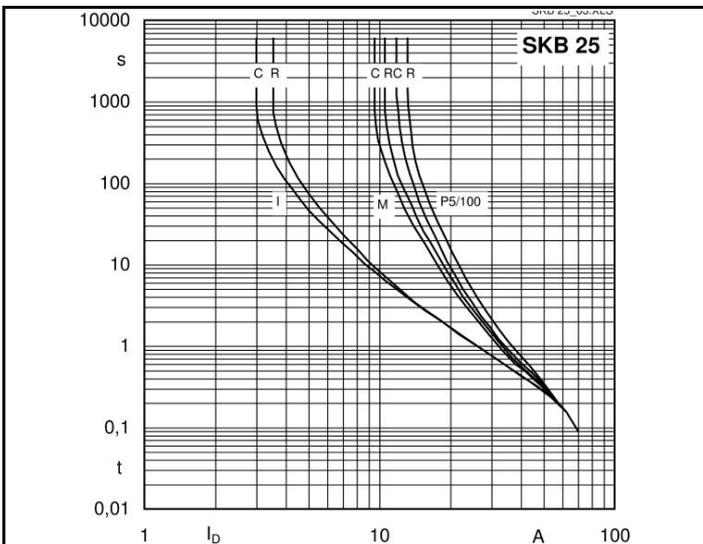


Fig. 6 Rated overload characteristics vs. time

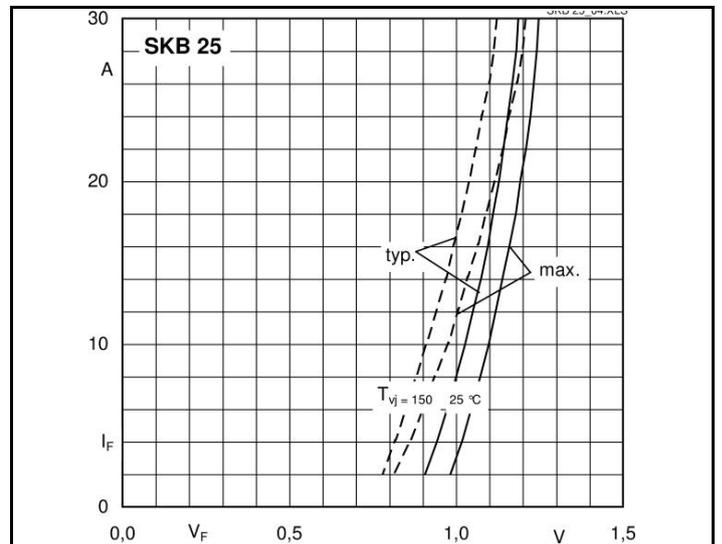
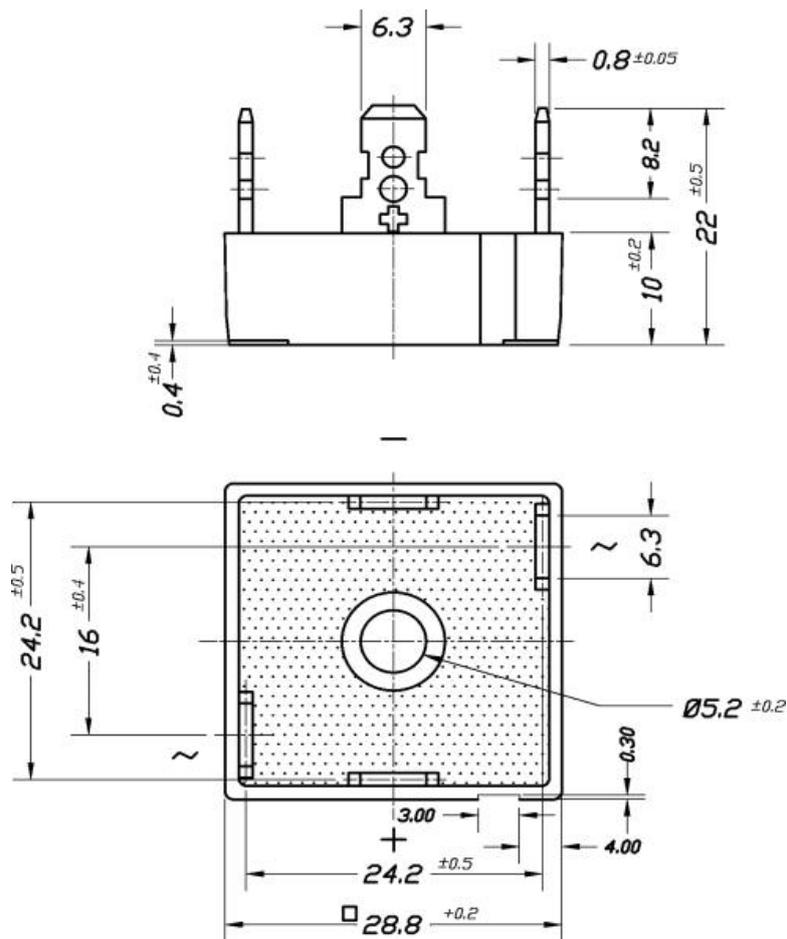


Fig. 9 Forward characteristics of a diode arm



Case G 10b

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our personal.