



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MAYRO DE LIMA

**PROPOSIÇÃO DE UMA METODOLOGIA PARA DIMENSIONAMENTO DA
MALHA PASSIVA DE DUPLA SINTONIA DE UM FILTRO HÍBRIDO PARA
HARMÔNICAS**

FORTALEZA

2023

MAYRO DE LIMA

PROPOSIÇÃO DE UMA METODOLOGIA PARA DIMENSIONAMENTO DA MALHA
PASSIVA DE DUPLA SINTONIA DE UM FILTRO HÍBRIDO PARA HARMÔNICAS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ernande Eugenio Campelo
Morais

FORTALEZA

2023

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

- L699p Lima, Mayro de.
Proposição de uma metodologia para dimensionamento da malha passiva de dupla sintonia de um filtro híbrido para harmônicas / Mayro de Lima. – 2023.
108 f. : il. color.
- Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2023.
Orientação: Prof. Dr. Ernande Eugenio Campelo Morais.
1. Filtros híbridos. 2. Qualidade de energia. 3. Harmônicas. 4. Condicionamento de potência. I. Título.
CDD 621.3
-

MAYRO DE LIMA

PROPOSIÇÃO DE UMA METODOLOGIA PARA DIMENSIONAMENTO DA MALHA
PASSIVA DE DUPLA SINTONIA DE UM FILTRO HÍBRIDO PARA HARMÔNICAS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 12/12/2023.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Ernande Eugenio Campelo Moraes (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

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

Prof. Ph.D. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus.

À Santa Mãe de Deus.

Aos meus pais, Maurino e Vera.

AGRADECIMENTOS

A Deus na Santíssima Trindade que sempre foi o meu porto seguro nos momentos mais obscuros e difíceis de minha jornada até aqui, pelo dom da fé que tanto estimo e rezo para que cresça cada vez mais, juntamente com as demais virtudes. A Força dos fracos, Pão dos pobres, meu Amigo, meu Amado, meu Senhor, meu Deus.

À Bem-Aventurada Sempre Virgem Maria, pelo seu consolo materno e valiosa proteção durante toda minha vida. Minha mãe, minha Rainha. Ao Glorioso Patriarca São José, por ser um exemplo de homem obediente e temente a Deus, um exemplo de pai e trabalhador. Por nunca abandonar aqueles que recorrem a ele.

Aos meus pais Maurino e Vera que sempre acreditaram em mim, se doando dia e noite para que eu realizasse esse objetivo. Em nenhum momento mediram esforços para tornar isso possível. A eles todo o meu amor e gratidão.

À minha namorada Larissa, aquilo que de melhor o ano de 2023 me trouxe juntamente com tantas outras alegrias, por torcer e rezar para que esse trabalho fosse possível.

Ao Prof. Dr. Ernande Eugenio Campelo Moraes pela sua valiosa orientação nesse trabalho, por todos os conselhos, dicas e ensinamentos. Por acreditar no meu potencial e me permitir desenvolvê-lo dentro do LAPIS-UFC. Aos professores Kleber Lima e Fernando Antunes por terem aceitado o convite de avaliar meu trabalho. A todos os docentes que compartilharam seus conhecimentos e experiências durante esse curso. Em especial René, Ruth, Raimundo, Daher, Lucas, Domenico, Raquel e Gustavo.

À Tecsys Jr, por ter me proporcionado uma primeira experiência com o mercado de trabalho e me desenvolver como profissional, pelas pessoas que pude conhecer e por me proporcionar os desafios mais engrandecedores da minha vida. A todos os amigos que a Universidade me deu, em especial aqueles que compartilharam comigo toda essa jornada: Rauan, Maria, Davi, Aury, Danto, Vinicius, Luca e Ivo. Sem eles essa jornada seria muito mais árdua e não sei se chegaria até aqui.

Aos amigos que nasceram pela fé, os quais eu sei que posso contar sempre com suas orações e ensinamentos: Mariana, Vanderson, Jardene, Tiago, Franzé, Lucirene, Zezinho, Márcio, Gerson, Jônathas, Davi, Cleane e Bruno. Em especial aqueles que se tornaram mais íntimos e compartilham comigo os momentos mais divertidos, engraçados, prazerosos e importantes da vida:

Mykerson, Ronny, Nilcilane, Jheyne, Gerlane, Paulo Victor e Adrielly. Ao Apostolado MB, por todas as valiosas tardes de sábado e convivências no Benfica.

A todos os amigos que trago desde o Ensino Médio: Laura, Milena, Pádua, Daniel, Joana, Thais, Elian, Lucas, João Victor, Mikael e João Pedro. Por todo aprendizado que compartilhamos juntos no ambiente acadêmico, por sempre manterem uma imagem de mim como alguém que pode superar as mais difíceis barreiras.

Que a tua vida não seja uma vida estéril. Sê útil. Deixa rasto. Ilumina com o resplendor da tua fé do teu amor. Apaga, com a tua vida de apóstolo, o rasto viscoso e sujo que deixaram os semeadores impuros do ódio. E incendie todos os caminhos da terra com o fogo de Cristo que levas no coração. (Caminho, 1).

RESUMO

O avanço das tecnologias tem impulsionado a utilização de cargas com comportamentos altamente não-lineares. Tal evolução instiga os profissionais de engenharia a reavaliarem os princípios relativos à qualidade da energia aplicados aos sistemas de potência, visando harmonizá-los de maneira eficaz. Assim, surge o conceito de condicionadores de energia, intrinsecamente associado à qualidade da energia elétrica. Nesse sentido, são desenvolvidas soluções que visam atender requisitos como a compensação de distorções harmônicas e a melhoria do fator de potência, com o propósito de criar um sistema elétrico que proporcione as condições ótimas para a máxima eficiência energética das cargas conectadas à rede. Neste cenário, tanto na prática quanto na literatura técnica e científica, os filtros passivos e ativos aparecem como soluções comuns, cada um com as suas vantagens e desvantagens. Contudo, com o intuito de conciliar as vantagens e minimizar as desvantagens entre tais estruturas, os filtros híbridos representam uma inovação na gestão da qualidade da energia elétrica, pois combinam elementos de filtros passivos e ativos. Sua característica distintiva é a capacidade de atenuar as harmônicas de baixa ordem da rede com a malha passiva e aliviar os esforços da malha ativa e os seus custos. Isso os torna altamente versáteis e autônomos, especialmente durante manutenções. O presente trabalho, portanto, se propõe a apresentar uma metodologia de projeto para a malha passiva e especificar o desenvolvimento de algoritmos de controle para a malha ativa. A topologia da malha passiva apresentada é de dupla sintonia, ou seja, se utiliza das características homopolares das harmônicas múltiplas de 3 para atenuar uma harmônica a mais, por meio da conexão de um indutor entre o centro-estrela do filtro e o condutor de neutro. Os filtros são comumente aplicados em sistemas de distribuição de baixa tensão, onde a qualidade da energia é crítica. Nesse trabalho, as simulações foram feitas via PSCAD/EMTDC visando encontrar valores de distorções harmônicas que obedecem às normas nacionais, como o PRODIST MÓDULO 8 – 2017 e internacionais, como a norma *IEEE Std. 519 - 2022*.

Palavras-chave: Filtros Híbridos; Qualidade de Energia; Harmônicas; Condicionamento de Potência.

ABSTRACT

The advancement of technologies has driven the use of loads with highly nonlinear behaviors. This evolution prompts engineering professionals to reassess the principles related to power quality applied to power systems, aiming to harmonize them effectively. Thus, the concept of energy conditioners emerges, intrinsically associated with electrical power quality. In this sense, solutions are developed to meet requirements such as harmonic distortion compensation and power factor improvement, with the purpose of creating an electrical system that provides optimal conditions for the maximum energy efficiency of loads connected to the grid. In this scenario, both in practice and in technical and scientific literature, passive and active filters appear as common solutions, each with their advantages and disadvantages. However, with the intention of reconciling the advantages and minimizing the disadvantages between such structures, hybrid filters represent an innovation in the management of electrical power quality, as they combine elements of passive and active filters. Their distinctive feature is the ability to attenuate low-order harmonics from the network with the passive mesh and relieve the efforts of the active network and its costs. This makes them highly versatile and autonomous, especially during maintenance. This work, therefore, aims to present a design methodology for the passive mesh and specify the development of control algorithms for the active mesh. The topology of the presented passive mesh is dual-tuned, meaning it utilizes the homopolar characteristics of the multiple-of-3 harmonics to attenuate one additional harmonic by connecting an inductor between the star center of the filter and the neutral conductor. The filters are commonly applied in low-voltage distribution systems, where power quality is critical. In this work, simulations were conducted using PSCAD/EMTDC to find harmonic distortion values that comply with national standards, such as PRODIST MODULE 8 – 2017, and international standards, such as *IEEE Std. 519 - 2022*.

Keywords: Hybrid Filters; Power Quality; Harmonics; Power Conditioning.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Formas de onda de cargas não-lineares.....	21
Figura 2 - Filtro híbrido de dupla sintonia.....	24
Figura 3 - Principais Fenômenos de QEE.....	27
Figura 4 - Triângulo das Potências	29
Figura 5 - Compensação Reativa	31
Figura 6 - Curva de saturação de um transformador	32
Figura 7 - Forma de onda da corrente de magnetização I_m	32
Figura 8 - Onda distorcida e componente fundamental.....	33
Figura 9 - Componentes harmônicas de uma onda distorcida.....	34
Figura 10 - Filtro passivo série	45
Figura 11 - Filtro passivo paralelo	46
Figura 12 - Filtro passivo sintonizado	47
Figura 13 - Variação da impedância com a frequência	47
Figura 14 - Filtro passivo amortecido.....	49
Figura 15 - Filtro ativo série	50
Figura 16 - Filtro ativo paralelo.....	51
Figura 17 - Filtro ativo universal.....	52
Figura 18 - Filtro shunt com malha passiva em série com a malha ativa.....	54
Figura 19 - Filtro série com malha passiva em paralelo.....	55
Figura 20 - Filtro Híbrido shunt.....	56
Figura 21 - Filtro híbrido de dupla sintonia com 4 braços	58
Figura 22 - Filtro Híbrido de Dupla Sintonia (FHDS) proposto	58
Figura 23 - Diagrama unifilar com as impedâncias do sistema.....	63
Figura 24 - Configuração da carga não linear.....	64
Figura 25 - Espectro Harmônico de corrente.....	65
Figura 26 - Circuito "dimmer"	67
Figura 27 - Malha de controle do barramento CC do conversor	70
Figura 28 - Diagrama de blocos SOGI-QSG.....	71
Figura 29 - SOGI-QSG discretizado.....	73
Figura 30 - Frequency Locked Loop (FLL)	74
Figura 31 - Malhas passiva de dupla sintonia.....	75

Figura 32 - Característica de impedância do filtro sintonizado para a 3ª harmônica ...	77
Figura 33 - Impedância do filtro variando o fator de qualidade e R.....	78
Figura 34 - Impedância do filtro variando apenas o fator de qualidade	78
Figura 35 - Circuito equivalente do filtro sintonizado.....	85
Figura 36 - Filtro L_f na saída do conversor.....	88
Figura 37 - Definição dos valores permitidos de distorção	89
Figura 38 - Forma de onda da corrente sem o filtro	91
Figura 39 - Forma de onda da corrente com a malha passiva	91
Figura 40 - Forma de onda da corrente com o filtro híbrido	92
Figura 41 - DHI de corrente da 3ª e 5ª ordem com $Q = 150$	93
Figura 42 - DHT de corrente para $Q = 150$	93
Figura 43 - DHI de corrente da 3ª e 5ª ordem com $Q = 200$	94
Figura 44 - DHT de corrente para $Q = 200$	94
Figura 45 - DHI de corrente da 3ª e 5ª ordem com $Q = 250$	95
Figura 46 - DHT de corrente para $Q = 250$	95
Figura 47 - Corrente eficaz na rede e na carga	96
Figura 48 - DHT de tensão no PCC	97
Figura 49 - Tensão eficaz no PCC	97
Figura 50 - Fator de deslocamento do sistema	98
Figura 51 - Corrente eficaz no neutro da rede	99
Figura 52 - Regulador de tensão do barramento CC	100
Figura 53 - Ângulo de fase rastreado pelo PLL.....	100
Figura 54 - Frequência angular rastreada pelo FLL	101
Figura 55 - Potências ativa e reativa médias (p e q) no PCC	102
Figura 56 – Potências oscilantes (p e q) sem o filtro no PCC.....	102
Figura 57 - Potências oscilantes (p e q) com a malha passiva no PCC.....	103
Figura 58 - Potências oscilantes (p e q) com o filtro híbrido no PCC	103
Figura 59 - Potências ativas da rede, malha passiva, conversor e carga em [W]	104
Figura 60 - Potências reativas da rede, malha passiva, conversor e carga em [VAR]	104
Figura 61 - Correntes de linha na carga, na rede e sintetizadas pelo conversor	105
Figura 62 - Correntes de neutro na carga e na rede	105

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Qualidade de Serviço e Produto.....	26
Tabela 2 - Influência das harmônicas no sistema	36
Tabela 3 - Limites de distorção de tensão.....	39
Tabela 4 - Limites de distorção de corrente para sistemas de 120 V até 69 kV	39
Tabela 5 - Limites de distorção segundo IEC 61800-3-2	41
Tabela 6 - Limites de distorção segundo IEC TS 61800-3-4.....	42
Tabela 7 - Limites de distorções harmônicas totais (percentual da fundamental)	43
Tabela 8 - Limite de distorção harmônica de corrente - ENEL.....	43
Tabela 9 - Informações dos transformadores de acordo com a potência nominal	59
Tabela 10 - Valores padrões de impedância dos condutores de cobre	61
Tabela 11 - Parâmetros do sistema simulado	90
Tabela 12 - Resumo das distorções individuais e totais.....	96
Tabela 13 - Resumo da DHT de tensão no PCC	98

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
QS	Qualidade de Serviço
QP	Qualidade do Produto
FP	Fator de Potência
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DHI	Distorção Harmônica Individual
DHT	Distorção Harmônica Total
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
PCC	Ponto Comum de Conexão
FBP	Faixa de Banda Passante
PI	Proporcional Integral
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
SOGI	<i>Second Order Generalized Integrator</i>
FHDS	Filtro Híbrido de Dupla Sintonia
FLL	<i>Frequency-Locked Loop</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
QSG	<i>Quadrature Signals Generation</i>
PSCAD	<i>Power Systems Computer-Aided Design</i>
EMTDC	<i>Electromagnetic Transients Program - Digital Computer</i>
FACTS	<i>Flexible Alternating Current Transmission Systems</i>
TDD	<i>Total Demand Distortion</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
GD	Geração Distribuída
ET	Especificação Técnica
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>

UFC Universidade Federal do Ceará

QGF Quadro Geral de Força

LISTA DE SÍMBOLOS

$p_0, \bar{p}_0, \tilde{p}_0$	Potência, potência média, potência oscilante de sequência zero
a_0	Coefficiente da componente continua da série de Fourier
a_h	Coefficientes de cosseno na série de Fourier
B	Susceptância
b_h	Coefficientes de seno na série de Fourier
C	Capacitância
c_0	Coefficiente da componente continua da série compacta de Fourier
C_{cc}	Capacitância da malha ativa
c_h	Coefficientes na série compacta de Fourier
DHT_3	Distorção harmônica total de harmônicas múltiplas de 3
DHT_1	Distorção harmônica total de corrente
DHT_i	Distorção harmônica total de harmônicas ímpares não múltiplas de 3
DHT_p	Distorção harmônica total de harmônicas pares não múltiplas de 3
DHT_v	Distorção harmônica total de tensão
F_{desl}	Fator de deslocamento
$F_{dist(i)}$	Fator de distorção de corrente
$F_{dist(v)}$	Fator de distorção de tensão
G	Condutância
$g(t)$	Função Periódica no domínio do tempo
h	Ordem da harmônica
$i(t)$	Sinal instantâneo de corrente
i_a, i_b, i_c	Correntes nas fases a, b e c
I_b	Corrente de base
I_h	Corrente eficaz de ordem h
I_L	Corrente de carga
I_{SC}	Corrente de curto circuito
i_α, i_β, i_0	Correntes nas coordenadas $\alpha\beta 0$
L	Indutância
P	Potência ativa
P_b	Potência de base
P_{CC}	Potência de curto circuito

$P_{méd}$	Potência média do sistema
P_n	Potência nominal do transformador
P_p	Potência máxima de entrada do conversor
Q	Fator de qualidade
Q_C	Potência reativa capacitiva
Q_L	Potência reativa indutiva
R	Resistência
S	Potência aparente
S_{total}	Potência aparente total do sistema
$v(t)$	Sinal instantâneo de tensão
v_a, v_b, v_c	Tensões nas fases a, b e c
V_b	Tensão de base
V_{cc}	Tensão do barramento CC
V_h	Tensão eficaz de ordem h
v_α, v_β, v_0	Tensões nas coordenadas $\alpha\beta 0$
X_C	Reatância capacitiva
X_L	Reatância indutiva
Y	Admitância
Z	Impedância
δ	Fator de dessintonia
ΔV_{cc}	Ondulação de tensão nos terminais do capacitor do conversor
θ	Ângulo do fator de deslocamento
φ	Ângulo de fase na série compacta de Fourier
ω	frequência angular fundamental
ω_h	Frequência angular de ordem h
p, \bar{p}, \tilde{p}	Potência, potência média, potência oscilante reais
q, \bar{q}, \tilde{q}	Potência, potência média, potência oscilante imaginárias

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	Motivação e importância	22
1.2	Objetivos	23
<i>1.2.1</i>	<i>Objetivos Gerais</i>	<i>23</i>
<i>1.2.2</i>	<i>Objetivos específicos</i>	<i>24</i>
1.3	Estrutura do trabalho	25
2	QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA	26
2.1	Fenômenos de Qualidade de Energia	27
<i>2.1.1</i>	<i>Excedente Reativo</i>	<i>28</i>
<i>2.1.1.1</i>	<i>Modelagem Matemática</i>	<i>29</i>
<i>2.1.1.2</i>	<i>Banco de Capacitores</i>	<i>30</i>
<i>2.1.2</i>	<i>Harmônicas</i>	<i>31</i>
<i>2.1.2.1</i>	<i>FP na presença de harmônicas</i>	<i>33</i>
<i>2.1.2.2</i>	<i>Formas de Mensurar</i>	<i>37</i>
2.2	Normas Relativas à Qualidade de Energia	38
<i>2.2.1</i>	<i>IEEE Std. 519-2022</i>	<i>38</i>
<i>2.2.2</i>	<i>IEEE Std. 1159-2019</i>	<i>39</i>
<i>2.2.3</i>	<i>IEC 61000-3-2-2018</i>	<i>40</i>
<i>2.2.4</i>	<i>IEC TS 61000-3-4-1998</i>	<i>41</i>
<i>2.2.5</i>	<i>ANEEL PRODIST, MÓDULO 8 - 2017</i>	<i>42</i>
<i>2.2.6</i>	<i>Normas Técnicas ENEL</i>	<i>43</i>
2.3	Filtros	44
<i>2.3.1</i>	<i>Filtros Passivos</i>	<i>44</i>
<i>2.3.1.1</i>	<i>Filtro Passivo Série</i>	<i>45</i>
<i>2.3.1.2</i>	<i>Filtro Passivo Paralelo</i>	<i>45</i>
<i>2.3.1.3</i>	<i>Filtro Passivo de Sintonia</i>	<i>46</i>
<i>2.3.1.4</i>	<i>Filtro Passivo Amortecido</i>	<i>48</i>
<i>2.3.1.5</i>	<i>Vantagens e Desvantagens</i>	<i>49</i>
<i>2.3.2</i>	<i>Filtros Ativos</i>	<i>49</i>
<i>2.3.2.1</i>	<i>Filtro Ativo Série</i>	<i>50</i>
<i>2.3.2.2</i>	<i>Filtro Ativo Paralelo</i>	<i>50</i>

2.3.2.3	<i>Filtro Ativo Universal (UPQC)</i>	51
2.3.2.4	<i>Vantagens e desvantagens</i>	52
2.3.3	<i>Filtros Híbridos</i>	52
2.3.3.1	<i>Filtro paralelo (shunt) com a malha passiva em série com malha ativa</i>	53
2.3.3.2	<i>Filtro série com malha passiva em paralelo</i>	54
2.3.3.3	<i>Filtro híbrido com malha passiva e ativa em paralelo</i>	55
3	PROJETO E ANÁLISE DO FILTRO HÍBRIDO	57
3.1	Topologia de Filtro Híbrido de Dupla Sintonia (FHDS)	58
3.2	Dados de impedância do sistema (PCC)	59
3.3	Cenário de carga	64
3.4	Projeto do filtro	65
3.4.1	<i>Malha ativa</i>	66
3.4.1.1	<i>Teoria pq</i>	66
3.4.1.2	<i>Regulador de tensão do elo CC</i>	69
3.4.1.3	<i>Sistema de sincronização</i>	70
3.4.1.4	<i>Frequency-Locked Loop (FLL)</i>	73
3.4.2	<i>Malha passiva</i>	75
3.4.2.1	<i>Fator de qualidade</i>	75
3.4.2.2	<i>Dimensionamento do capacitor (C)</i>	82
3.4.2.3	<i>Dimensionamento do indutor (L_3)</i>	84
3.4.2.4	<i>Dimensionamento do resistor (R_3)</i>	84
3.4.2.5	<i>Dimensionamento do indutor (L_5)</i>	86
3.4.2.6	<i>Dimensionamento do resistor (R_5)</i>	86
3.4.2.7	<i>Dimensionamento do indutor (L_n) e do resistor (R_n)</i>	87
3.4.2.8	<i>Dimensionamento do indutor (L_f)</i>	87
4	RESULTADOS	89
4.1	Correntes do sistema	90
4.2	Tensões do sistema	97
4.3	Fator de potência do sistema	98
4.4	Corrente do neutro	99
4.5	Tensão no elo CC	99
4.6	SOGI-QSG-FLL	100
4.7	Potência processada pelo filtro	101

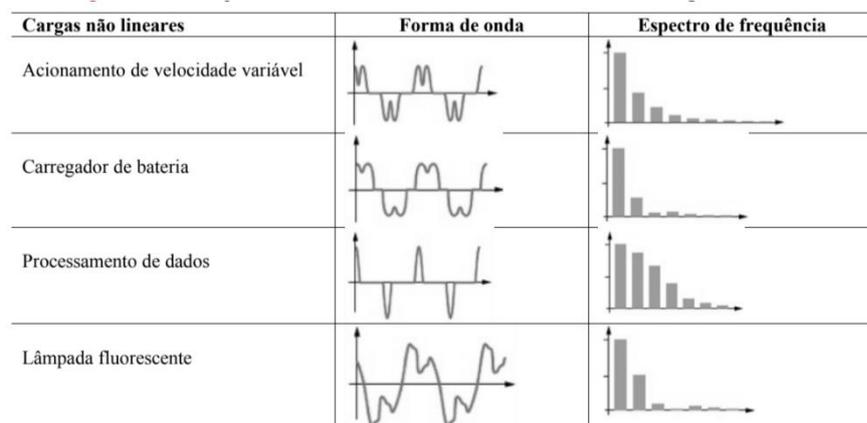
5	CONCLUSÃO	106
5.1	Trabalhos futuros	107

1 INTRODUÇÃO

Com o avanço da civilização humana, o homem passou a utilizar mais frequentemente a energia em seus processos cotidianos, intensificando a busca por formas de transformar, transmitir e armazenar essa energia. Uma das formas mais eficazes de se transmitir energia é por meio do movimento ordenado de elétrons naquilo que se chama de Energia Elétrica. Esse tipo de energia é facilmente convertido em trabalho mecânico, aquecimento ou luminosidade, por meio de componentes e circuitos eletrônicos presentes nos eletrodomésticos dos consumidores finais dessa energia.

O avanço tecnológico na área de eletrônica, com dispositivos e equipamentos cada vez mais eficientes, tem se mostrado um valioso aliado no processamento da energia elétrica. Porém, esses equipamentos eletrônicos, que vêm se proliferando na rede elétrica, têm uma característica diferente dos equipamentos convencionais, pois drenam uma corrente elétrica distorcida do sistema de distribuição de energia, apresentando um comportamento não-linear (ORTMANN, 2008). Dessa forma, com o crescimento da comercialização da energia elétrica, busca-se definir parâmetros que indiquem a qualidade do produto.

Figura 1 - Formas de onda de cargas não-lineares



Fonte: LEÃO (2014).

Um dos parâmetros mais relevantes, que indicam a qualidade do produto, são as distorções harmônicas, pois modificam diretamente a forma de onda tanto de corrente como de tensão. Normalmente, as distorções na tensão estão associadas ao sistema fornecedor, enquanto que as distorções de corrente estão associadas ao sistema consumidor, de forma que as harmônicas surgem dessa interação entre os dois sistemas e é de interesse de ambos mitigar os efeitos desse fenômeno.

Além disso, as harmônicas têm uma série de implicações negativas que serão discutidas na motivação do trabalho. Ademais, os avanços da eletrônica, não promoveram somente equipamentos causadores de harmônicas para as instalações elétricas de maneira geral, mas, também, os próprios equipamentos responsáveis por amenizar as harmônicas, que são baseados em eletrônica de potência, os filtros.

Os primeiros filtros que surgiram foram os passivos, que se utilizam do comportamento do elementos reativos para reduzir os sinais em frequências de ressonância, assim são chamados pois são constituídos apenas de elementos passivos para realizar o papel aos quais foram designados. Com o passar do tempo os fenômenos relativos as harmônicas se tornaram mais evidentes e se potencializaram de forma que, estudos foram desenvolvidos para proposição de filtros ativos que agora passariam a compensar as harmônicas não somente de maneira passiva, mas injetando correntes de compensação por meio do controle de componentes semicondutores de potência chaveados em alta frequência, caracterizando, assim, o comportamento ativo desse tipo de filtro. Essas duas opções de filtragem tem as suas vantagens e desvantagens que serão discutidas no presente trabalho, mas como forma de aperfeiçoar a atuação de ambas as tipologias, existe a possibilidade de combinação entre as duas, formando o filtro híbrido.

O presente trabalho tem como objetivo propor uma metodologia de projeto da malha passiva de um filtro híbrido com conversor a três braços e malha passiva com dupla-sintonia para assegurar a qualidade de energia elétrica em um sistema de distribuição em baixa tensão com a presença de cargas não-lineares.

1.1 Motivação e importância

As consequências da presença de componentes harmônicas em instalações industriais, comerciais e até mesmo residenciais são os mais diversos possíveis, que vão desde o aumento da seção nominal do condutor de neutro (aumentando o seu custo) até o dano permanente em equipamentos da instalação. Alguns problemas causados pelas harmônicas podem ser destacados:

- **Elevadas correntes no condutor de neutro:** Esse problema pode ocasionar sobreaquecimento do condutor que, por sua vez, não é protegido contra sobrecorrentes e isso pode resultar em um risco potencial de incêndio;

- **Sobreaquecimento dos transformadores de distribuição:** Harmônicas de tensão provocam um aumento nas perdas no núcleo e harmônicas de corrente, por sua vez, aumentam as perdas no cobre. As perdas no cobre se dão muito pelo efeito pelicular, que faz com que a corrente comece a circular nas extremidades dos condutores com o aumento da frequência. Além disso, a reatância de dispersão também aumenta, pois depende da frequência;
- **Baixo fator de potência:** Pode ser passível de cobranças por parte das concessionárias, para evitar uma excessiva quantidade de reativo requerido pelos consumidores;
- **Ressonância:** Como se verá posteriormente, através de equacionamento, as harmônicas se tratam de sinais em frequências múltiplas da componente fundamental de forma que esses valores com frequências maiores podem fazer com que bancos de capacitores entrem em ressonância com a indutância das linhas de distribuição, provocando sobrecorrentes no sistema e danos sérios aos componentes das instalações e, em algumas situações, a integridade humana, podendo levar à desconexão do sistema avariado;
- **Falhas na atuação da proteção:** No caso de proteções eletromecânicas, podem haver atuações indesejadas, pois no momento do seu dimensionamento foi considerada somente a componente fundamental da corrente, para suprimento das cargas, de forma que, com a presença de harmônicas, o valor eficaz da corrente passa a ser maior e acaba sensibilizado a proteção.

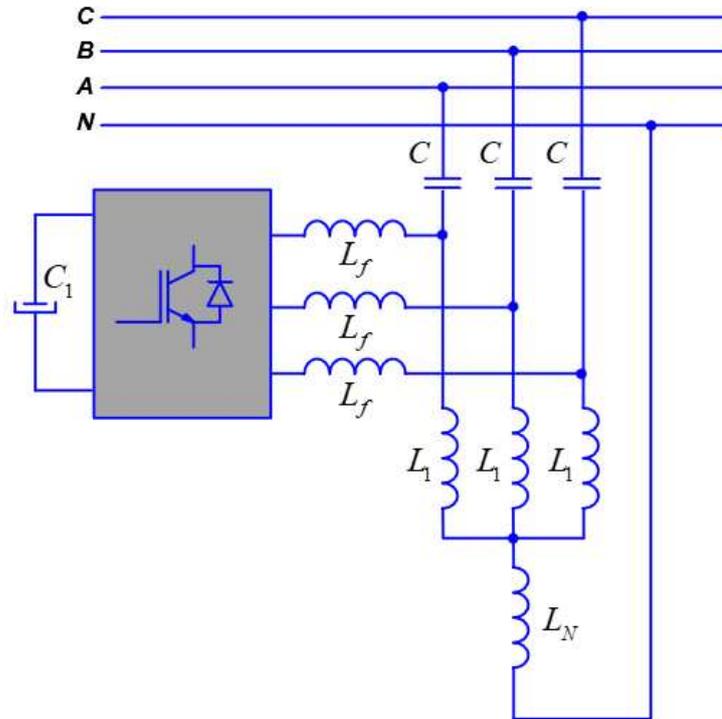
1.2 Objetivos

1.2.1 *Objetivos Gerais*

Com intuito de minimizar os problemas de harmônicas na distribuição de energia elétrica, esse trabalho visa implementar um filtro híbrido de dupla sintonia aplicado no sistema secundário de distribuição com a presença de cargas não-lineares, explorando a Teoria pq na técnica de controle da malha ativa.

A Figura 2 mostra a topologia do filtro que será estudado nesse trabalho.

Figura 2 - Filtro híbrido de dupla sintonia



Fonte: próprio autor.

1.2.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos desse trabalho são:

- Estudo sobre filtros híbridos;
- Estudo sobre Qualidade de Energia Elétrica, principalmente no que tange às harmônicas;
- Estudo da Teoria pq para aprimoramento do controle do filtro;
- Implementar uma simulação, via PSCAD/EMTDC, do filtro e das malhas de controle;

1.3 Estrutura do trabalho

O presente trabalho está dividido na seguinte estruturação:

No Capítulo 1, são apresentados uma breve introdução, a motivação e importância, os objetivos e a estruturação do trabalho.

No Capítulo 2, são tratados os principais aspectos relacionados a Qualidade de Energia Elétrica (QEE), descrevendo os fenômenos envolvidos e, principalmente, as harmônicas; listando alguns aspectos e requisitos normativos que dizem respeito aos índices de distorções aceitáveis para os sistemas de energia. Com isso, serão levantadas as principais soluções propostas para a esse tipo problema, com enfoque nos filtros que fazem o a correção das distorções do sistema em suas mais diferentes configurações: passivo, ativo, híbrido. Também serão abordadas as vantagens e desvantagens de cada uma delas.

No Capítulo 3, é abordado o filtro híbrido adotado, dando ênfase na estratégia de controle utilizada na malha ativa (Teoria pq) e no projeto da malha passiva do filtro de dupla sintonia, para mitigar harmônicas específicas. Também será tratada a técnica de modulação utilizada que é a modulação por banda de histerese. Serão abordados aspectos que levaram a escolha dessa topologia, os componentes que fazem parte e o princípio de funcionamento e operação.

No Capítulo 4, são discutidos os resultados das simulações feitas via PSCAD/EMTDC e apresentados todos os índices de distorção presentes para o cenário de carga especificado, colhendo os resultados antes e depois da aplicação do filtro no sistema de distribuição.

No Capítulo 5 são retomados os requisitos normativos tratados no Capítulo 2 para análise dos resultados obtidos. Além disso, são referidos possíveis trabalhos futuros, que venham a complementar e aprimorar esse estudo.

2 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

Neste Capítulo são abordados temas associados à qualidade de serviço (QS) e qualidade do produto (QP), fornecidos pelas distribuidoras de energia elétrica, dando um enfoque na QP.

Primeiramente, tem-se que, na sociedade hodierna, a energia elétrica está cada vez mais atrelada a qualidade de vida e ao desenvolvimento econômico de um país, uma vez que ela gera bem-estar, conforto, comodidade e praticidade. A energia elétrica se encontra a cada instante mais inserida na rotina dos indivíduos, que manifestam uma maior sensibilidade na exigência de melhorias na qualidade de serviço e do produto e, por sua vez, as distribuidoras têm de investir mais na operação, manutenção e inovação.

Segundamente, as fabricantes de equipamentos também devem projetar e especificar equipamentos que sejam imunes aos defeitos da rede e que também não causem tais problemas. Além disso, os agentes de regulação devem outorgar as normas e definir os limites que garantam um nível adequado de QS e QP.

Diante disso, a Tabela 1 associa os fenômenos encontrados na prática com a qualidade de serviço e a qualidade do produto.

Tabela 1 - Qualidade de Serviço e Produto

Qualidade do Produto	Nível de Tensão
	Desequilíbrio de fases
	Distorções de Tensão
	Nível de Frequência
	Interferências nos sistemas de comunicação
Qualidade de Serviço	Frequência das interrupções
	Duração das interrupções
	Reclamações dos consumidores
	Faturamento
	Atendimento ao Cliente

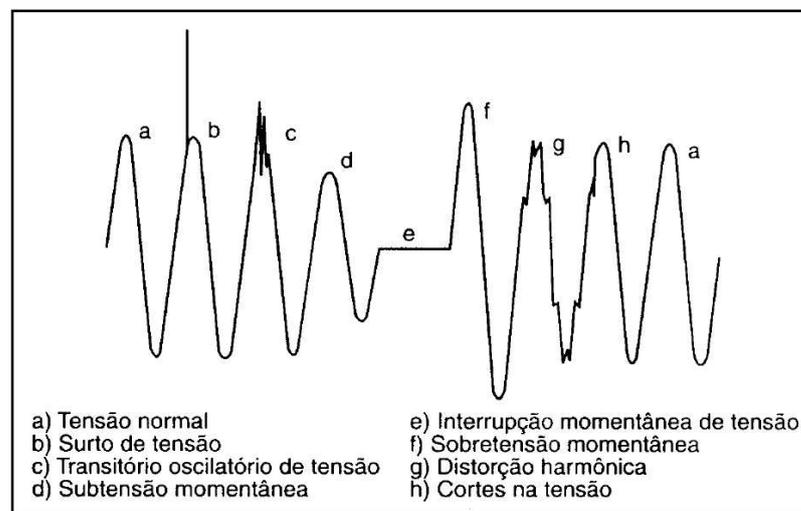
Fonte: Adaptada de Parada (1999).

Portanto, esse trabalho vai focar naquilo que diz respeito a qualidade do produto, mais especificamente, a qualidade de energia elétrica nas formas de onda distorcidas e destoantes que estão presentes em um sistema de distribuição.

2.1 Fenômenos de Qualidade de Energia

O termo Qualidade de Energia Elétrica (QEE) abrange uma diversificada gama de fatores relacionados aos níveis de tensão, níveis de corrente, formas de onda, fator de potência e a frequência. Como forma de sumarizar e exemplificar os principais fenômenos associados a QEE, a Figura 3 apresenta as características de cada um deles, no que diz respeito à forma de onda de tensão.

Figura 3 - Principais Fenômenos de QEE



Fonte: BALTAZAR (2007).

- a) **Tensão Normal:** Diz respeito à forma de onda desejada e/ou esperada em um sistema de distribuição de energia elétrica;
- b) **Surto de Tensão (Transitório Impulsivo):** Se trata de uma súbita alteração não desejável no sistema que se encontra em regime permanente. Na maioria das vezes é causado por descargas atmosféricas, onde existe uma elevação instantânea de tensão para valores muito além da tensão nominal. Pode ocasionar a redução da vida útil dos equipamentos;
- c) **Transitório Oscilatório:** Se trata de uma súbita alteração não desejável no sistema que se encontra em regime permanente, com uma rápida inversão de polaridade. É causado por chaveamentos de elementos reativos como banco de capacitores e transformadores. Pode causar a redução da vida útil dos equipamentos bem o como o seu mau funcionamento;
- d) **Subtensão Momentânea (Afundamento de Tensão ou Sag):** É uma redução de

curta duração na tensão do sistema entre 0,1 pu e 0,9 pu e duração de 0,5 ciclo a 1 min. É causado pela partida de motores e variações abruptas de cargas. Ocasiona redução da velocidade em motores de indução;

- e) **Interrupção Momentânea de Tensão:** É um evento de curta duração onde a tensão é reduzida a um valor inferior a 0,1 pu. Ocorre devido a operação dos disjuntores e aos curto-circuitos;
- f) **Sobretensão Momentânea (Elevação de Tensão ou *Swell*):** É uma elevação rápida na tensão com valores acima de 1,1 pu e duração de até 1 min. É causado, na maioria das vezes, pelo chaveamento de banco de capacitores. Geram falhas em equipamentos eletrônicos, redução da vida útil em máquinas rotativas;
- g) **Distorção Harmônica:** Se configura como uma modificação na forma de onda da tensão que deveria ser de uma senoide pura. É causada pela presença de cargas não lineares;
- h) **Cortes na Tensão (*Notches*):** É um distúrbio periódico causado pela operação normal de dispositivos eletrônicos de potência. Causa operação indevida dos dispositivos de proteção e medição.

2.1.1 Excedente Reativo

Um dos problemas que estão associados à eficiência na utilização dos sistemas de distribuição de energia elétrica é o excedente reativo que se deve às cargas com características indutivas e capacitivas presentes nas instalações. A maioria das cargas consomem energia elétrica ativa, que realiza trabalho útil, e energia elétrica reativa, que está associada ao funcionamento de equipamentos que utilizam campos elétricos e magnéticos na sua operação.

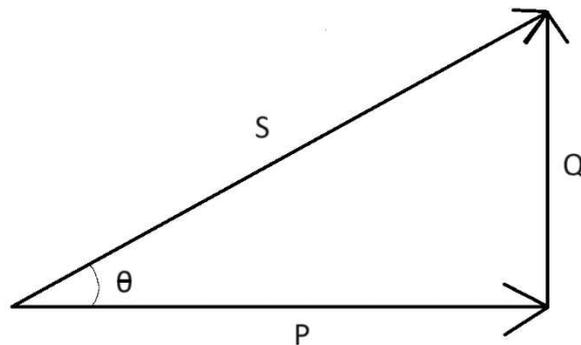
Esse tipo de energia acaba gerando uma corrente reativa que será transmitida por meio da rede de distribuição, limitando a capacidade de energia ativa que a distribuidora pode ofertar para os seus consumidores, de forma que é de interesse dela limitar a quantidade de reativo que cada cliente pode conectar em sua instalação. Uma das formas de mensurar a quantidade de reativos presentes em uma instalação é por meio do seu fator de potência (FP), que nada mais é do que uma razão entre a potência ativa total (P) e a potência aparente (S), que leva em consideração também a parcela reativa (Q), conforme definido em (1).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (1)$$

2.1.1.1 Modelagem Matemática

Para tornar (1) mais didática e intuitiva, os engenheiros passaram a associar essa relação de FP com o Teorema de Pitágoras, criando o triângulo das potências conforme a Figura 4.

Figura 4 - Triângulo das Potências



Fonte: Próprio autor

O ângulo θ que surge é justamente a diferença de fase entre a corrente e a tensão na frequência fundamental nos sistemas de corrente alternada (CA) causada pela presença de componentes reativos como indutores e capacitores. Pode-se ver da Figura 4 que:

$$P = S \cdot \cos \theta \quad (2)$$

Substituindo (2) em (1):

$$FP = \cos \theta \quad (3)$$

Com isso, fica fácil perceber que o fator de potência é sempre um número entre 0 e 1 e que quanto maior ele for, mais a potência aparente se aproxima da potência ativa, otimizando a utilização do sistema de distribuição.

Para chegar nessas equações, é adotada a premissa de que as ondas de tensão e corrente do sistema são puramente senoidais. Porém, na presença de harmônicas, ocorre uma distorção nos formatos de onda, fazendo com que seja necessário um equacionamento mais abrangente para se

definir o FP efetivo.

2.1.1.2 Banco de Capacitores

A maioria dos consumidores acabam demandando uma maior quantidade de potência reativa indutiva (ELETROBRAS, 2013), de forma que para se obter uma atenuação dessa característica, é necessário injetar potência reativa capacitiva com o intuito de compensar os efeitos indutivos. Nesse sentido, entram os bancos de capacitores, realizando a compensação reativa.

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) no Módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), afirma que as unidades consumidoras com tensão de atendimento inferior a 230 kV devem apresentar fator de potência compreendido entre 0,92 e 1,00 indutivo ou 1,00 e 0,92 capacitivo no ponto de conexão, de acordo com a regulamentação vigente.

Em (4) indica-se como realizar a compensação reativa para alcançar os valores mínimos normatizados de FP segundo a ANEEL.

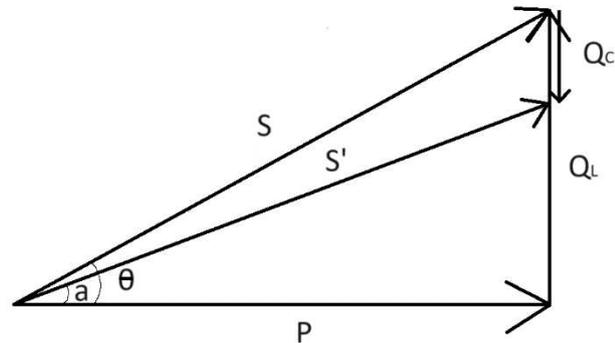
$$Q_C = Q_L - P \cdot \tan(\cos^{-1}(0,92)) \quad (4)$$

Onde Q_C é a potência reativa capacitiva e Q_L é a potência reativa indutiva. Com o valor da potência de compensação, pode-se escolher os bancos de capacitores que forneçam essa potência de acordo com o nível de tensão. Outro ponto que se deve atentar é que o fator de potência capacitivo também deve ser controlado, de forma que quando as cargas indutivas não estejam em funcionamento o banco de capacitores deve ser desconectado para que não haja um excedente de reativo capacitivo.

A Figura 5 mostra a atuação do banco de capacitores no triângulo das potências, reduzindo a potência aparente por meio da inclinação que agora é dada por $a = \cos^{-1}(0,92)$. Além daquilo que já foi comentado, deve-se ter mais uma atenção no que diz respeito à presença de harmônicas na rede, pois pode haver ressonância com os bancos de capacitores instalados nos consumidores e, por conseguinte, sobrecorrentes nas barras e linhas próximas ao banco de capacitores (MORAIS, 2014).

Nesse trabalho, vai ser implementada a malha passiva de um filtro híbrido e os elementos dessa malha vão atuar justamente no aumento do fator de potência no ponto de conexão com o sistema de distribuição, além de atenuar algumas harmônicas específicas.

Figura 5 - Compensação Reativa



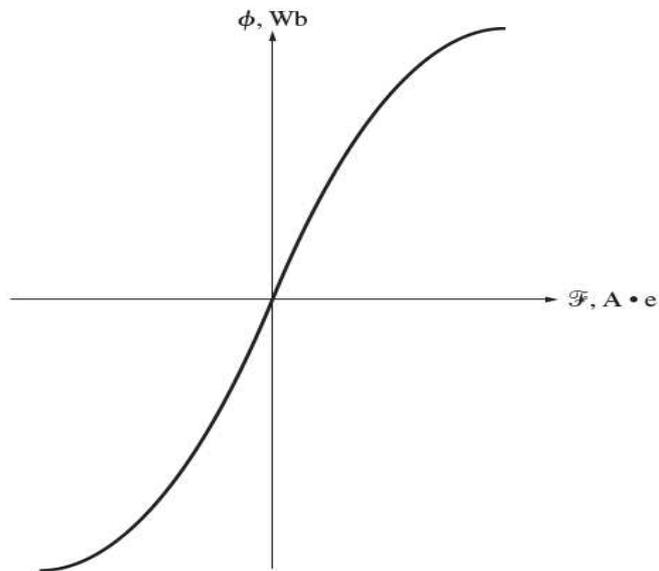
Fonte: Próprio autor.

2.1.2 Harmônicas

O que se espera do fornecimento de energia elétrica no Brasil é que a forma de onda da tensão seja perfeitamente senoidal com uma frequência de 60 Hz. Entretanto, os transformadores e motores apresentam um comportamento não linear e são chamados de cargas não lineares convencionais, pois são constituídos apenas de elementos passivos. Contudo, devido a possibilidade de saturação de seus núcleos ferromagnéticos, acabam drenando uma corrente distorcida da rede elétrica (DECKMANN; POMILIO, 2017). Além das cargas não lineares convencionais, com o avanço da eletrônica, começam a ganhar destaque também as cargas não lineares chaveadas, que promovem o surgimento de harmônicas causadas pela comutação das chaves eletrônicas (como transistores e tiristores) em alta frequência.

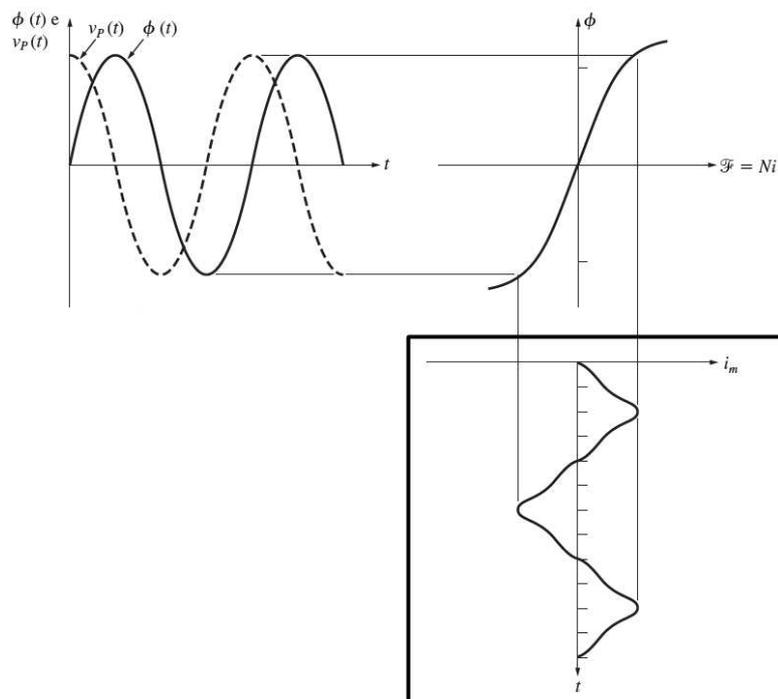
Para exemplificar os transformadores que geram correntes distorcidas, deve se levar em consideração a curva de saturação do núcleo de um transformador, mostrada na Figura 6. Com essa ilustração, pode-se perceber que se aplicarmos uma tensão senoidal em um transformador monofásico, será gerado um fluxo magnético também senoidal, pois essas grandezas conservam entre si uma relação linear, diferenciando-se somente em fase e amplitude. Porém, o mesmo não é verdade para a relação entre fluxo magnético e corrente elétrica, pois existem pontos de operação em que a linearidade não é mais observada, isso faz com que a corrente assuma uma forma de onda distorcida, como evidencia a Figura 7.

Figura 6 - Curva de saturação de um transformador



Fonte: CHAPMAN (2013).

Figura 7 - Forma de onda da corrente de magnetização I_m

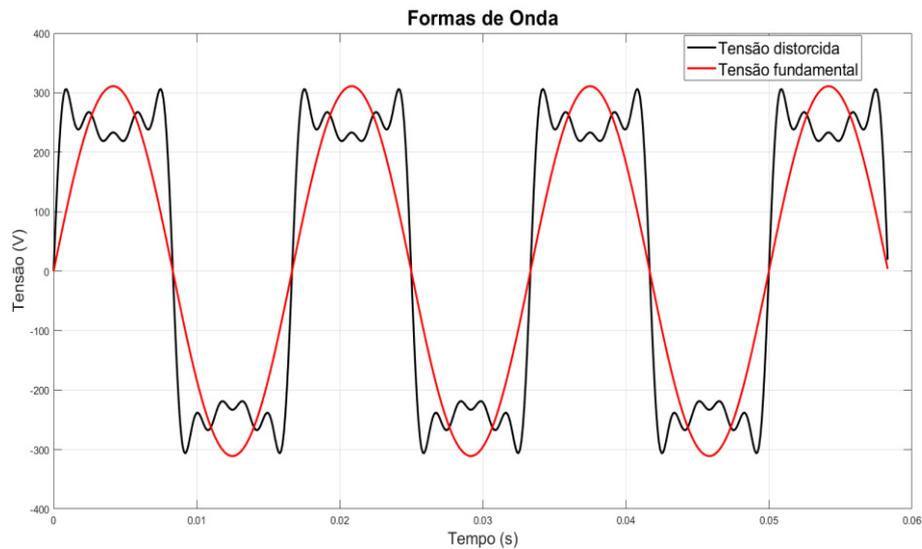


Fonte: CHAPMAN (2013).

Percebe-se claramente que a corrente de magnetização, mostrada na Figura 7, não apresenta um formato puramente senoidal, porém essa corrente de magnetização é muito baixa se considerando a corrente nominal de um transformador.

A Figura 8 mostra uma onda distorcida com a presença de harmônicas de 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem.

Figura 8 - Onda distorcida e componente fundamental



Fonte: Próprio autor.

2.1.2.1 FP na presença de harmônicas

Para modelar as formas de onda a partir de harmônicas, leva-se em consideração o conhecimento de séries, desenvolvido pelo matemático francês Jean-Baptiste Joseph Fourier, naquilo que se conhece como série de Fourier. Ela permite correlacionar uma função contínua e periódica, de período T , no domínio do tempo, com uma função discreta, no domínio da frequência ω , por meio das seguintes equações:

$$g(t) = g(t + hT) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)], h = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (5)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T g(t) dt \quad (6)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T g(t) \cdot \cos(h\omega t) dt, h = 1, 2, 3, \dots \quad (7)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T g(t) \cdot \sin(h\omega t) dt, h = 1, 2, 3, \dots \quad (8)$$

Com essa representação, é possível analisar cada ordem harmônica separadamente e ter o conhecimento da contribuição de cada componente harmônica para a corrente eficaz verdadeira do sistema, bem como para tensão também.

Com base nas equações (5) a (8), pode-se simplificar a série de Fourier naquilo que se chama de série trigonométrica compacta de Fourier:

$$c_0 = a_0 \quad (9)$$

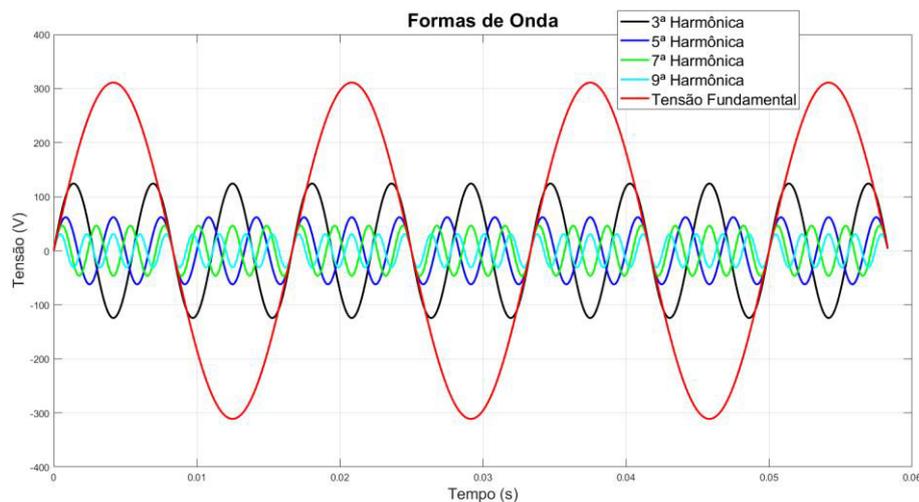
$$c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad (10)$$

$$\varphi = -\tan^{-1}\left(\frac{b_h}{a_h}\right) \quad (11)$$

$$g(t) = g(t + hT) = c_0 + \sum_{h=1}^{\infty} c_h \cos(h\omega t + \varphi), h = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (12)$$

A Figura 9 representa o mesmo sinal da Figura 8, porém com as componentes harmônicas especificadas de 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem.

Figura 9 - Componentes harmônicas de uma onda distorcida



Fonte: Próprio autor.

Considerando que esses sinais distorcidos se aplicam tanto para tensão quanto para corrente, tem-se que o fator de potência irá assumir um equacionamento mais abrangente, pois em (3) leva-se em consideração apenas sinais perfeitamente senoidais. Dessa forma, deve-se calcular o fator de potência verdadeiro de acordo com a série de Fourier para tensão e corrente. Tendo como base (12):

$$\begin{cases} v(t) = V_0 + \sqrt{2}V_1 \cos(1\omega t + \varphi_{V1}) + \sqrt{2}V_2 \cos(2\omega t + \varphi_{V2}) + \dots \\ i(t) = I_0 + \sqrt{2}I_1 \cos(1\omega t + \varphi_{I1}) + \sqrt{2}I_2 \cos(2\omega t + \varphi_{I2}) + \dots \end{cases} \quad (13)$$

Onde os Valores V_0 e I_0 se referem as componentes contínuas dos sinais e os valores V_n e I_n são os valores eficazes das harmônicas de ordem n . φ_{Vn} e φ_{In} são os ângulos de fase de tensão e corrente, respectivamente, para cada ordem n .

Agora com o sinal distorcido, o FP será dado pela Equação 14:

$$FP = \frac{P_{méd}}{S_{total}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t)dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t)dt}} \quad (14)$$

Em que $P_{méd}$ é a potência ativa média do sistema e S_{total} é a potência aparente total.

Substituindo (13) em (14), tem-se que:

$$FP = \frac{P_{méd}}{S_{total}} = \frac{V_0 I_0 + V_1 I_1 \cos(\varphi_{V1} - \varphi_{I1}) + V_2 I_2 \cos(\varphi_{V2} - \varphi_{I2}) + \dots}{\sqrt{V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + \dots} \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots}} \quad (15)$$

Multiplicando (15) por $V_1 I_1 / V_1 I_1$ e rearranjando os termos, obtêm-se:

$$FP = \frac{I_1}{\sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots}} \cdot \frac{V_1}{\sqrt{V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + \dots}} \cdot \frac{V_0 I_0 + V_1 I_1 \cos(\varphi_{V1} - \varphi_{I1}) + V_2 I_2 \cos(\varphi_{V2} - \varphi_{I2}) + \dots}{V_1 I_1} \quad (16)$$

Agora que se tem a equação mais genérica de FP, pode-se chegar em casos particulares a depender do tipo de sinal:

a) Circuito linear em Corrente Contínua com base em (15):

$$FP = \frac{V_0 I_0}{\sqrt{V_0^2} \sqrt{I_0^2}} = 1 \quad (17)$$

b) Circuito linear em Corrente Alternada sem componente CC e harmônicas:

$$FP = \frac{V_1 I_1 \cos(\varphi_{V1} - \varphi_{I1})}{\sqrt{V_1^2} \sqrt{I_1^2}} = \cos(\varphi_{V1} - \varphi_{I1}) = \cos(\theta) \quad (18)$$

c) Circuito não linear em Corrente Alternada sem componente CC e com harmônicas:

Analisando a (16), percebe-se que último termo nada mais é que a razão da soma das potências ativas de cada ordem harmônica com potência aparente na frequência fundamental e que é chamado de fator de deslocamento, que guarda certa semelhança com o fator apresentado em (3).

$$F_{dest} = \frac{V_1 I_1 \cos(\varphi_{V1} - \varphi_{I1}) + V_2 I_2 \cos(\varphi_{V2} - \varphi_{I2}) + \dots}{V_1 I_1} = \frac{P_1 + P_2 + \dots}{S_1} \quad (19)$$

Substituindo (19) em (16):

$$FP = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots}} \cdot \frac{V_1}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots}} \cdot F_{dest} \quad (20)$$

Agora passando a tensão e corrente eficazes para baixo do denominador:

$$FP = \frac{1}{\frac{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots}}{I_1}} \cdot \frac{1}{\frac{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots}}{V_2}} \cdot F_{dest} \quad (21)$$

Com (21), fica evidente que quanto maior for o conteúdo harmônico de um sistema ou instalação, menor será o fator de potência e, portanto, menor a eficiência. A Tabela 2 relaciona a porcentagem de harmônicas na instalação com o acréscimo de corrente em relação a fundamental e o fator de potência:

Tabela 2 - Influência das harmônicas no sistema

Distorção na Corrente $DHTi$ (%)	Acréscimo de Corrente (%)	Fator de Potência Total
0	0	1
5	0,125	0,999
10	0,5	0,995
30	4,4	0,958
50	11,8	0,894
70	22,07	0,819
90	34,54	0,743
100	41,42	0,707
120	56,2	0,64
130	64,01	0,61
150	80,28	0,555
170	97,23	0,507
200	123,61	0,447
100	41,42	0,707
120	56,2	0,64
130	64,01	0,61
150	80,28	0,555
170	97,23	0,507
200	123,61	0,447

Fonte: MARQUES; HADDAD; MARTINS (2006).

2.1.2.2 Formas de Mensurar

Sabe-se que, existem equipamentos específicos que exigem correntes harmônicas para o seu funcionamento usual como é o caso dos fornos a arco elétrico e equipamentos FACTS, que atuam justamente distorcendo a forma de onda de tensão e/ou corrente (DECKMANN; POMILIO, 2017). Portanto, além de ser uma tarefa difícil eliminar por completo as harmônicas dos sistemas de energia, ela nem sempre é requerida, visto que, algumas cargas precisam de componentes que não são a fundamental para o seu funcionamento correto, porém, é possível mitigar os efeitos nocivos às instalações e a rede de distribuição com a sua redução até índices que são aceitáveis para operação segundo critérios normativos.

Com base em (21), pode-se definir os conceitos de distorção harmônica total de corrente e tensão da seguinte maneira:

$$DHT_i = \frac{\sqrt{I_2 + I_3 + \dots}}{I_1} \quad (22)$$

$$DHT_v = \frac{\sqrt{V_2 + V_3 + \dots}}{V_1} \quad (23)$$

Dessa forma, (21) pode ser reescrita como:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + DHT_i^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + DHT_v^2}} \cdot F_{desl} \quad (24)$$

Chama-se os dois primeiros fatores do lado direito de (24) de fatores de distorção de corrente e tensão:

$$\begin{cases} F_{dist(i)} = \frac{1}{\sqrt{1 + DHT_i^2}} \\ F_{dist(v)} = \frac{1}{\sqrt{1 + DHT_v^2}} \end{cases} \quad (25)$$

Com base em (25), percebe-se agora que o fator de potência verdadeiro é a multiplicação dos fatores de distorção de corrente e tensão e do fator de deslocamento:

$$FP = F_{dist(i)} \cdot F_{dist(v)} \cdot F_{desl} \quad (26)$$

As grandezas definidas em (22) e (23) são muito utilizadas nos textos normativos para

definir valores de referência que devem ser respeitados dentro das instalações e nos sistemas de distribuição, a depender do nível de tensão. Outros dois parâmetros importantes são a distorção harmônica individual (DHI) definida em (27) (onde o índice h representa a ordem harmônica da tensão) e a distorção da demanda total (DDT) ou do inglês *Total Demand Distortion (TDD)* definida em (28) (onde o parâmetro I_L se refere a máxima corrente fundamental demandada no ponto comum de conexão).

$$DHI = \frac{V_h}{V_1}, h = 2, 3, 4, \dots \quad (27)$$

$$TDD = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_L} \quad (28)$$

2.2 Normas Relativas à Qualidade de Energia

Nesta parte serão abordadas as principais normas que versam sobre o tema da Qualidade de Energia Elétrica e que dão as diretrizes necessárias para o projeto dos filtros. O enfoque se dará no fenômeno das distorções harmônicas de tensão e corrente, deixando em segundo plano os demais fenômenos de QEE. As normas aqui listadas se aplicam a sistemas elétricos com diferentes níveis de tensão, porém serão abordados aqui somente os níveis de tensão aplicados nos sistemas de distribuição. Portanto, as normas não são exploradas em sua completude.

2.2.1 IEEE Std. 519-2022

A norma *IEEE Std. 519-2022 – IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems* é responsável por estabelecer requisitos para as formas de onda de tensão e corrente e definir as metas que devem ser alcançadas no que diz respeito a distorção harmônica total. A interface entre o sistema supridor e o consumidor é chamado de Ponto Comum de Conexão (PCC). A Tabela 3 se trata da primeira tabela da norma e especifica o DHT de tensão, considerando até a 50ª ordem harmônica, a depender dos valores nominais de tensão do PCC.

Tabela 3 - Limites de distorção de tensão

Bus voltage V at PCC	Individual harmonic (%) $h \leq 50$	Total harmonic distortion THD (%)
$V \leq 1.0$ kV	5.0	8.0
1 kV $< V \leq 69$ kV	3.0	5.0
69 kV $< V \leq 161$ kV	1.5	2.5
161 kV $< V$	1.0	1.5

Fonte: IEEE Std. 519 (2022).

Já no que diz respeito a distorção de corrente, a norma estabelece os valores aceitáveis a depender do nível de tensão. Como o trabalho versa sobre os sistemas de distribuição, a tabela que corresponde aos níveis de 120 V até 69 kV é a tabela usada como referência para análise dos resultados aqui apresentados. Para definição dos valores, também se leva em consideração o valor de I_{SC} , corrente máxima de curto-circuito no PCC:

Tabela 4 - Limites de distorção de corrente para sistemas de 120 V até 69 kV

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order						
I_{SC}/I_L	$2 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Fonte: IEEE Std. 519 (2022).

2.2.2 IEEE Std. 1159-2019

A norma *IEEE Std. 1159-2019 – IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality* levanta a discussão a respeito da necessidade de monitorar os níveis de Qualidade de Energia Elétrica como forma de caracterizar os fenômenos elétricos que ocorrem em um determinado ponto do sistema, diagnosticar a incompatibilidade entre um ponto do sistema de distribuição e as cargas ali alocadas (seja por valores de impedância ou curto circuito) e, também, obter informações que permitam estudar o desempenho de equipamentos de filtragem que venham a ser alocados no

sistema de distribuição.

O monitoramento do sistema é de extrema importância para o projeto de um filtro híbrido, pois, quanto maior for a quantidade de informação a respeito do sistema e da carga ao qual ele vai alimentar, mais preciso será o dimensionamento.

2.2.3 IEC 61000-3-2-2018

A norma *IEC 61000-3-2 – Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)* é formatada para a comunidade europeia e, portanto, segue os padrões europeus. Esta se aplica aos equipamentos eletrônicos e elétricos com corrente de no máximo 16 A aplicados na rede pública. Os níveis de tensão levados em consideração na norma são de 220 V até 315 V e as frequências de operação dos sistemas são de 50 Hz ou 60 Hz (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2018).

Os equipamentos são divididos em classes no texto normativo da seguinte forma:

Classe A: Equipamentos trifásicos; aparelhos de uso doméstico (com exceção da classe D); ferramentas, exceto portáteis; *dimmers*; os demais equipamentos que não são incluídos nas classes seguintes;

Classe B: Ferramentas portáteis;

Classe C: Dispositivos de iluminação (reatores eletrônicos);

Classe D: Televisores, *Notebooks e Desktops*, monitores de vídeo. Todos com faixa de potência de 75 W até 600 W.

A Tabela 5 apresenta os limites de harmônicas para cada ordem h :

Tabela 5 - Limites de distorção segundo IEC 61800-3-2

Classes	A [A]	B [A]	C [%fundamental]	D [mA/W]
Harmônicas Ímpares (h)				
3	2,3	3,45	30.FP	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,15	7	1
9	0,4	0,6	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	3,85/13
15≤h≤39	0,15.15/h	0,225.15/h	3	3,85/h
Harmônicas Pares (h)				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,3	0,45	-	-
8≤h≤40	0,23.8/h	0,345.8/h	-	-

Fonte: IEC 61800-3-2 (2018).

2.2.4 IEC TS 61000-3-4-1998

A norma IEC TS 61000-3-4 – *Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-4: Limits – Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A* trata dos equipamentos com correntes acima de 16 A por fase que serão conectados ao sistema de distribuição de baixa tensão com valores nominais de até 240 V monofásico e 600 V trifásico com frequências de 50 Hz ou 60 Hz. Essa norma serve para que a concessionária de energia avalie a possibilidade de conexão dos equipamentos a sua rede, além de fornecer orientações a respeito dos métodos para realização de testes e simulações dos equipamentos (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 1998).

A Tabela 6 mostra os limites especificados na norma para aqueles equipamentos que tem sua potência nominal menor ou igual a potência de curto-circuito no PCC dividido por 33:

Tabela 6 - Limites de distorção segundo *IEC TS 61800-3-4*

Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (%fundamental)	Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (%fundamental)
3	21,6	19	1,1
5	10,7	21	0,6
7	7,2	23	0,9
9	3,8	25	0,8
11	3,1	27	0,6
13	2	29	0,7
15	0,7	31	0,7
17	1,2	33	0,6
		Pares	8/h ou 0,6

Fonte: IEC TS 61800-3-4 (1998).

2.2.5 ANEEL PRODIST, MÓDULO 8 - 2017

Na seção 2.1.1.2, onde foi abordado a correção do fator de potência, já havia sido apresentado o PRODIST, que também aborda limites de distorção harmônicas no seu Módulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica, sendo a maior referência normativa nacional a respeito do assunto, estabelecendo limites de DHT_v para faixas de tensão aplicadas no sistema elétrico brasileiro.

Com a oitava revisão do PRODIST, os valores individuais de tensões harmônicas foram agrupados em 3 grupos distintos e mais 3 indicadores foram definidos, divididos em harmônicas pares não múltiplas de 3, harmônicas ímpares não múltiplas de 3 e as harmônicas múltiplas de 3.

$$DHT_p = \frac{\sqrt{V_2 + V_4 + V_8 + V_{10} + V_{14} \dots}}{V_1} \quad (29)$$

$$DHT_i = \frac{\sqrt{V_5 + V_7 + V_{11} + V_{13} + V_{17} \dots}}{V_1} \quad (30)$$

$$DHT_3 = \frac{\sqrt{V_3 + V_6 + V_9 + V_{12} + V_{15} \dots}}{V_1} \quad (31)$$

A Tabela 7, extraída diretamente do PRODIST, resume as limitações de distorção aplicadas a cada nível de tensão.

Tabela 7 - Limites de distorções harmônicas totais (percentual da fundamental)

Indicador	Tensão nominal		
	$V_n \leq 1\text{kV}$	$1\text{kV} < V_n < 69\text{kV}$	$69\text{kV} \leq V_n < 230\text{kV}$
DHT_v	10,0%	8,0%	5,0%
DHT_P	2,5%	2,0%	1,0%
DHT_I	7,5%	6,0%	4,0%
DHT_3	6,5%	5,0%	3,0%

Fonte: PRODIST, MÓDULO 8 (2017).

2.2.6 Normas Técnicas ENEL

A norma da ENEL que estipula valores máximos de distorção harmônica é a ET 122: Conexão de Micro e Minigeração Distribuída ao Sistema Elétrico da Enel Distribuição Ceará (CNC-OMBR-MAT-18-0122-EDBR). A Tabela 8 indica os valores de distorção harmônica individual de corrente que são aceitáveis na Geração Distribuída (GD) conectada ao sistema Enel, além disso a DHT_i não deve ser superior a 5%.

Tabela 8 - Limite de distorção harmônica de corrente - ENEL

Harmônicas ímpares	Limite de distorção (%)
3º a 9º	< 4,0
11º a 15º	< 2,0
17º a 21º	< 1,5
23º a 33º	< 0,6
Harmônicas pares	Limite de distorção (%)
2º a 8º	< 1,0
10º a 32º	< 0,5

Fonte: ET 122-ENEL (2022).

As normas citadas nesse trabalho, servem como um panorama geral daquilo que se tem vigente, normativamente, e que, portanto, devem se obedecidas a depender da sua aplicabilidade. Para o presente trabalho, a norma que é utilizada para definir os limites da presença de harmônicas no sistema simulado é a IEEE 519.

2.3 Filtros

Os problemas de QEE apresentados anteriormente podem ser resolvidos de algumas formas diferentes. Uma das mais convencionais é a inserção de elementos de filtragem em série ou em paralelo, chamados filtros. O papel principal dos filtros é reduzir as taxas de distorção harmônica, basicamente, por meio de duas formas: a diminuição da reatância desses equipamentos com o aumento da frequência, fazendo com que as componentes de corrente de ordens harmônicas maiores tendam a percorrer pelos filtros (na conexão paralela) e não passem para o resto do sistema, ou pela geração de correntes de compensação através de conversores eletrônicos que visam identificar o formato distorcido da onda e gerar um valor equivalente, mas em contraposição, fazendo uma compensação por interferência destrutiva das componentes harmônicas de corrente.

Essas duas formas de redução de harmônicas nos sistemas de energia elétrica, caracterizam as duas principais tecnologias aplicadas para a resolução desse problema: filtros passivos e filtros ativos. Esses dois tipos de tecnologias são abordadas nas seguintes seções, bem como suas vantagens e desvantagens. Também é abordada a combinação entre esses dois tipos de equipamentos naquilo que se chama de filtro híbrido.

2.3.1 *Filtros Passivos*

Os filtros passivos são os tipos mais comuns aplicados para redução de harmônicas nos sistemas de distribuição e também em instalações industriais. Têm como principal característica o fato de serem compostos apenas por equipamentos passivos: capacitores, indutores e resistores. Por conta dessa composição, possuem, geralmente, uma implementação simples (tanto do ponto de vista de projeto quanto do de execução) e são menos onerosos. A presença de capacitores nos filtros passivos pode ser utilizada também para aumentar o fator de potência das redes de distribuição e das instalações em geral, uma vez que, para frequências próximas da fundamental, o filtro tem características predominantemente capacitivas, o que acaba aumentando o fator de potência de descolamento.

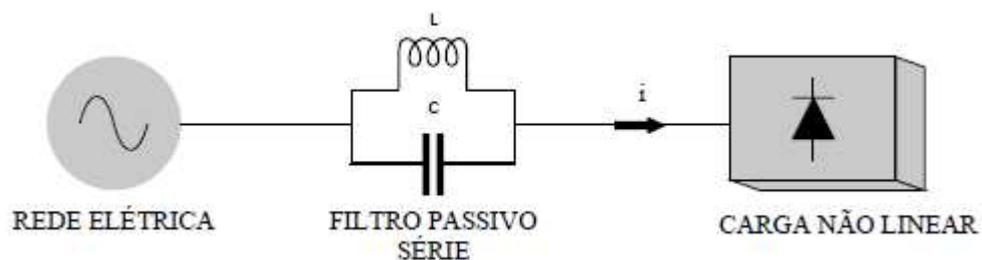
De acordo com a forma que são instalados nos sistemas. São divididos em série e em paralelo e conforme a topologia dos equipamentos podem ser especificados como de sintonia,

amortecido e dessintonia.

2.3.1.1 Filtro Passivo Série

O filtro passivo série faz uso de um capacitor em paralelo com um indutor que são conectados em série com o sistema. O princípio de funcionamento é que sejam ajustados para bloquear as altas frequências harmônicas por meio da ressonância paralela entre o capacitor e o indutor. Apresenta um custo muito elevado, pois a corrente total do sistema passa por ele, fazendo com que os equipamentos sejam mais robustos. A Figura 10 mostra a configuração desse filtro.

Figura 10 - Filtro passivo série



Fonte: FREITAS (2019).

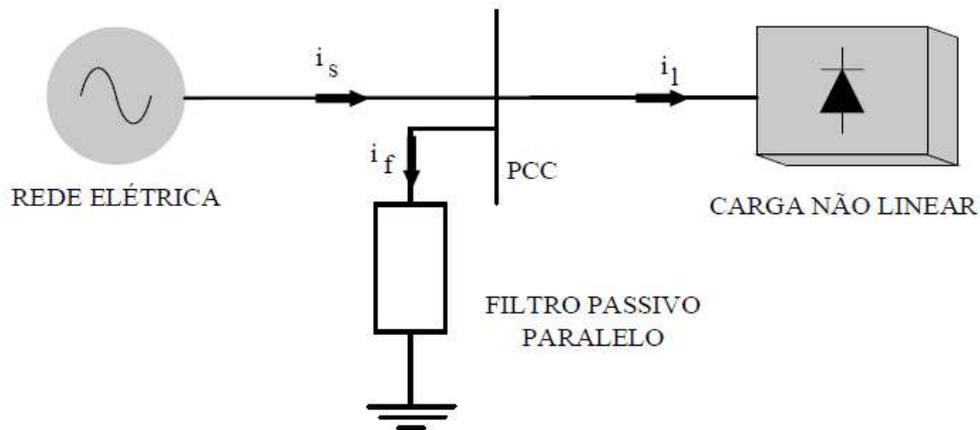
2.3.1.2 Filtro Passivo Paralelo

Agora em se tratando do filtro passivo paralelo, tem-se que a configuração mais simples é composta por um capacitor em série com um indutor, conectados em paralelo com a rede. Essa topologia é mais utilizada do que a configuração em série pelo fato de ter um custo mais acessível, pois não precisam ter capacidade nominal da carga terminal, sintetizando apenas a potência devida à componentes harmônicas para qual são sintonizados. Outro fator que indica a vantagem dessa topologia é o fato de reduzir as distorções harmônicas de tensão, uma vez que as correntes harmônicas irão passar pelo filtro e reduzir a queda de tensão nas impedâncias dos condutores (LEÃO, 2014).

Um outro detalhe importante é que para frequências abaixo da frequência de ressonância,

o filtro se comporta como um circuito capacitivo, podendo aumentar o fator de potência de deslocamento do sistema. A Figura 11 mostra de forma genérica a inserção desse equipamento no sistema.

Figura 11 - Filtro passivo paralelo

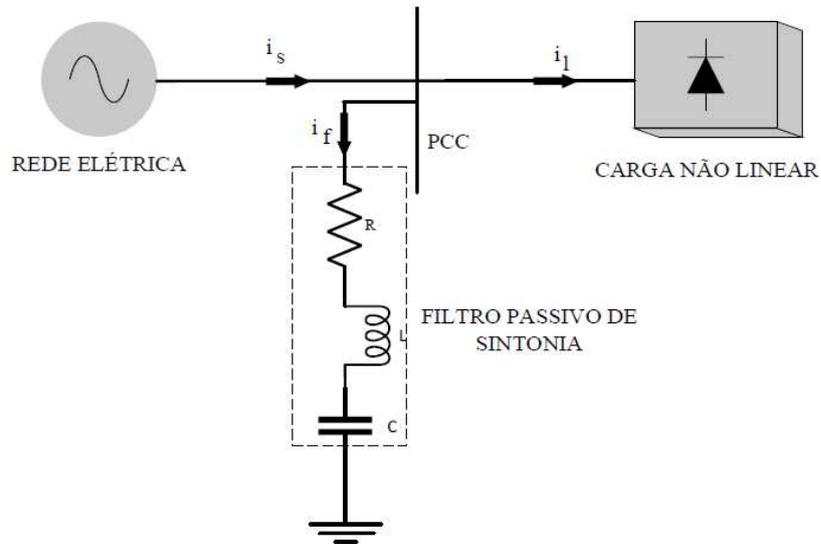


Fonte: FREITAS (2019).

2.3.1.3 Filtro Passivo de Sintonia

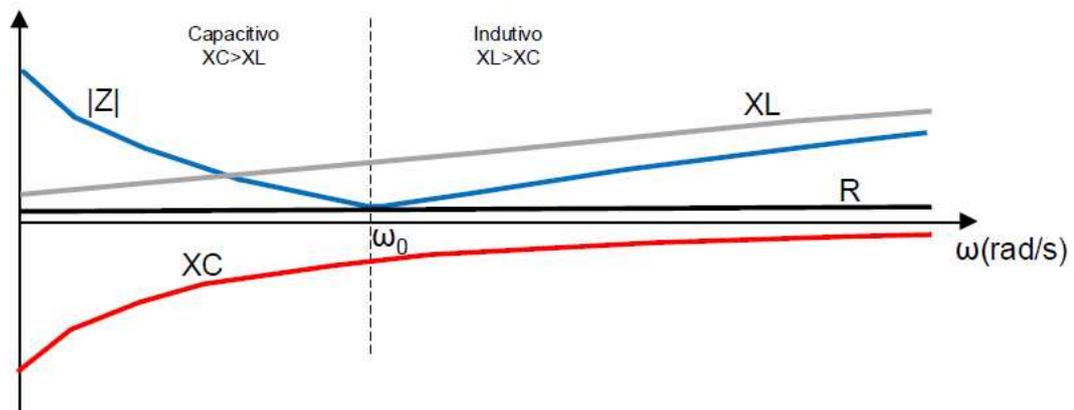
Filtros passivos sintonizados têm a possibilidade de atenuar uma (ou duas) componentes harmônicas a depender da frequência em que são projetados para ressonância entre os elementos capacitivos e indutivos, resultando em um caminho de baixa impedância para aquela ordem harmônica. São utilizados para suavizar as harmônicas de menor ordem e com maiores intensidades como a 3ª e 5ª ordem. A Figura 12 mostra a topologia e disposição dos equipamentos e a Figura 13 mostra a característica da impedância a depender da frequência do sinal, reduzindo-se a resistência R na frequência de ressonância.

Figura 12 - Filtro passivo sintonizado



Fonte: FREITAS (2019).

Figura 13 - Variação da impedância com a frequência



Fonte: LEÃO (2014).

De acordo com a configuração apresentada na Figura 12, costuma-se fixar o valor de capacitância e definir a ordem harmônica h para se encontrar o valor da indutância de acordo com a frequência do sistema. Desse modo, tem-se a seguinte equação:

$$h = \frac{1}{2\pi f \cdot \sqrt{LC}} \quad (32)$$

De (32), chamando o termo $2\pi f$ de ω e adicionando-o na raiz, depreende-se que:

$$h = \frac{1}{\sqrt{\omega L \cdot \omega C}} \quad (33)$$

Sabe-se, porém, as seguintes relações:

$$\begin{cases} X_L = \omega L \\ X_C = \frac{1}{\omega C} \end{cases} \quad (34)$$

Substituindo as equações de (34) em (33), têm-se:

$$h = \frac{1}{\sqrt{X_L \cdot \frac{1}{X_C}}} \quad (35)$$

Portanto:

$$X_C = h^2 X_L \quad (36)$$

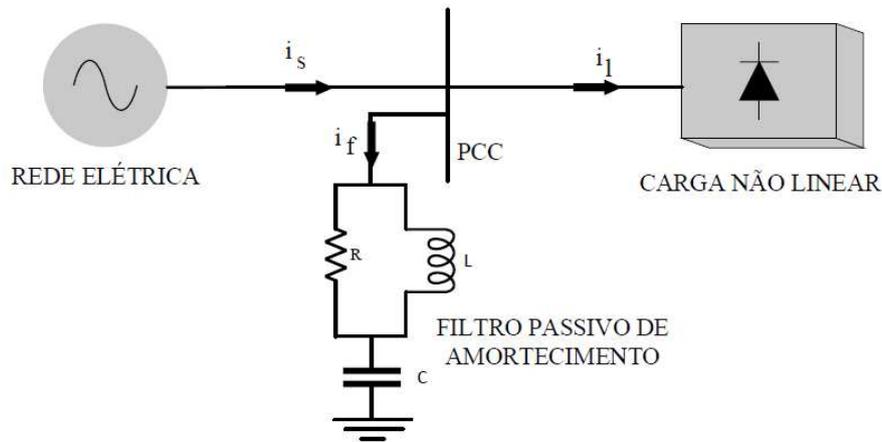
Percebe-se de (36) que o filtro só teria características indutivas se fosse projetado para atenuar sub-harmônicas (pois nesse caso a reatância indutiva seria maior que a capacitiva), que não é o caso desse trabalho, de forma que a característica capacitiva vai prevalecer e o filtro possa ser utilizado como banco de capacitores.

2.3.1.4 Filtro Passivo Amortecido

Uma outra topologia de filtro passivo é o filtro passivo amortecido, que é muito similar ao filtro sintonizado, com a diferença de que ele consegue filtrar uma banda maior de frequências além daquela ao qual está sintonizado. O tipo mais comum é o filtro de segunda ordem, como o apresentado na Figura 14, contendo um indutor em paralelo com um resistor e ambos em série com um capacitor.

Esse tipo de filtro é muito utilizado em sistemas que têm uma considerável quantidade de harmônicas de ordem elevada, e são utilizados em conjunto com os filtros sintonizados. As principais vantagens é que o resistor em paralelo pode reduzir o fenômeno indesejado de ressonância entre a rede e o filtro e também apresenta um meio termo mais eficaz entre atenuar a frequência de sintonia e aumentar a largura de banda da filtragem. Uma desvantagem é que se perde uma parte considerável da potência ativa da componente fundamental no resistor a depender do valor de R (IEEE 1531, 2003).

Figura 14 - Filtro passivo amortecido



Fonte: FREITAS (2019).

2.3.1.5 Vantagens e Desvantagens

Os filtros passivos apresentam como vantagem na simplicidade do projeto; no custo reduzido para implementação (PIRES, 2010), se comparado a outras soluções do mercado; maior resistência aos esforços mecânicos. Como desvantagem pode-se citar a dependência do ajuste com a impedância do sistema, tornando o filtro vulnerável a alterações nas linhas e nas cargas; possibilidade de ressonância entre o filtro e a fonte e a ocupação de um grande espaço físico. Para contornar essas dificuldades uma outra solução que pode ser implementada são os filtros ativos.

2.3.2 Filtros Ativos

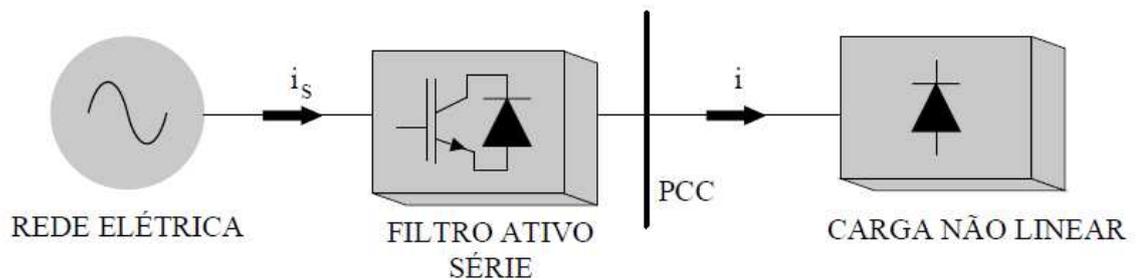
Os filtros ativos se utilizam de conversores eletrônicos que geram componentes de compensação harmônicas a partir do controle das chaves semicondutoras, para se contrapor às distorções presentes nos sinais de corrente e/ou tensão. Foram introduzidos na década de 70 (SASAKI; MACHIDA, 1971), mas à medida que as áreas de eletrônica e controle vão evoluindo, as estratégias de filtragem ativa vão ficando cada vez mais robustas e vantajosas. Para esses filtros também existe as topologias em série e em paralelo para compensação de tensão e corrente,

respectivamente. A principal vantagem é o fato deles serem auto sintonizáveis, seletivos e eficientes (MORAIS, 2014).

2.3.2.1 Filtro Ativo Série

O filtro ativo série é um conversor que, normalmente, irá atuar como uma fonte de tensão controlada para gerar uma forma de onda que, quando somada a tensão de alimentação do sistema, forneça para as cargas um sinal perfeitamente senoidal. Além da filtragem, esse tipo de filtro proporciona uma redução nos desequilíbrios de tensão. São comumente utilizados em locais com cargas críticas e que não podem estar sujeitas a variações elevadas de tensão. A Figura 15 apresenta a conexão desse equipamento em um sistema genérico. Possui como principal desvantagem a necessidade de um transformador de acoplamento que terá o primário conectado ao sistema de interconexão.

Figura 15 - Filtro ativo série



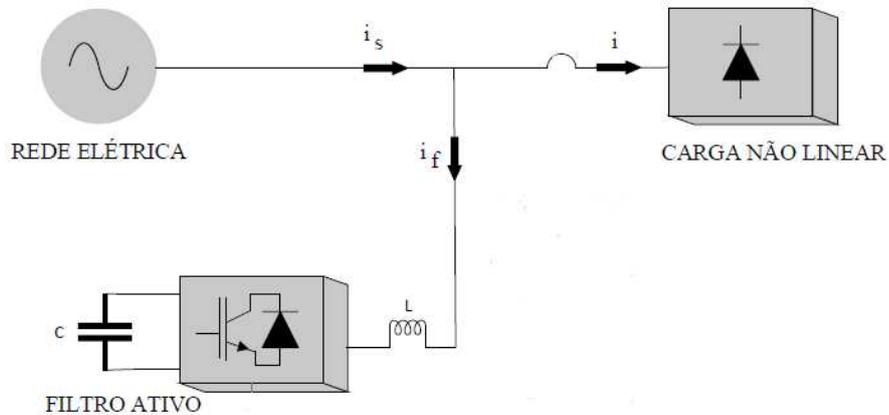
Fonte: FREITAS (2019).

2.3.2.2 Filtro Ativo Paralelo

O filtro ativo paralelo é mais utilizado e apresenta um comportamento dual em relação ao filtro ativo série, pois ele é empregado para compensar as correntes do sistema que supre uma carga não linear. A corrente drenada por esse tipo de carga vai continuar sendo não-senoidal, pois é uma característica que depende do equipamento, porém as correntes de compensação serão introduzidas de forma que a corrente do sistema passe a ser senoidal e o sistema passe a enxergar a carga não linear

como linear. A Figura 16 apresenta o filtro ativo paralelo.

Figura 16 - Filtro ativo paralelo

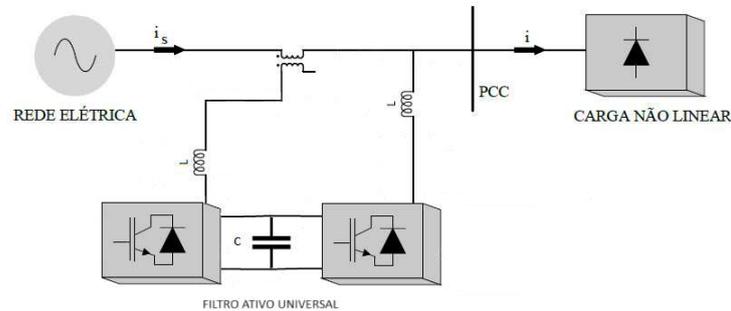


Fonte: FREITAS (2019).

2.3.2.3 Filtro Ativo Universal (UPQC)

Uma junção entre o filtro ativo série e o filtro ativo paralelo formam o filtro ativo universal ou o *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC). Como o próprio nome indica, esse condicionador de energia tem o papel de filtrar tanto corrente quanto tensão do sistema, apresentando um desempenho bem superior aos demais na suavização das harmônicas. Porém ainda não é amplamente utilizado devido ao seu elevado custo e diversas dificuldades encontradas no controle dos dois conversores.

Figura 17 - Filtro ativo universal



Fonte: Próprio autor.

2.3.2.4 Vantagens e desvantagens

As vantagens do filtro ativo, como o próprio nome já indica, é a maior controlabilidade da filtragem, pois se baseia no controle de conversores eletrônicos para geração de correntes de compensação, enquanto que os filtros passivos fazem uso das grandezas físicas relacionadas aos seus componentes pra promover um caminho de menor impedância, portanto, um processo mais natural e com menor possibilidade de ajuste. Como desvantagem existe a maior sensibilidade dos componentes eletrônicos a esforços mecânicos e um elevado custo para implementação (DECKMANN; POMILIO, 2017).

2.3.3 Filtros Híbridos

Foram vistas as principais topologias de filtros passivos e ativos até o momento, bem como foram abordados as vantagens e desvantagens de cada uma. Com o intuito de se utilizar das sinergias das topologias apresentadas, surgem os filtros híbridos que são compostos por elementos passivos (como indutores, capacitores e resistores) e elementos semicondutores (como MOSFET e IGBT).

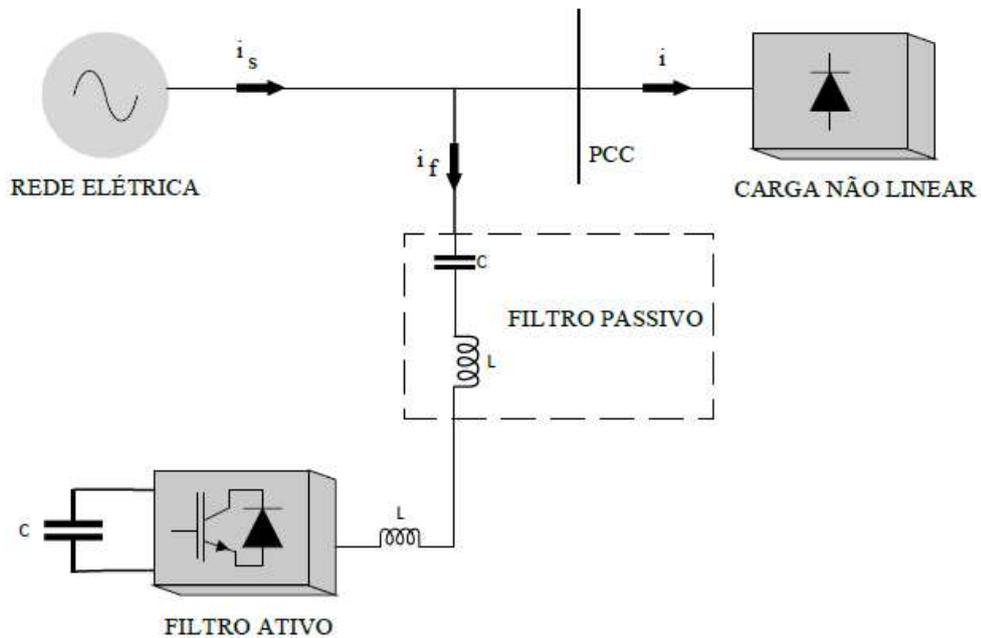
Não existe um consenso sobre a definição exata de filtro híbrido, de forma que ele pode ser entendido como a união entre uma topologia paralelo e uma topologia série (filtro ativo universal, por exemplo) ou também como um filtro ativo que tem elementos passivos na sua saída para atenuar as harmônicas geradas pelo próprio chaveamento do conversor. No presente trabalho, o entendimento de filtro híbrido é da união de um filtro ativo e um filtro passivo com o intuito de amenizar o conteúdo harmônico do sistema de distribuição de energia.

Com os filtros híbridos, é possível utilizar a malha passiva para atenuar as harmônicas de baixa ordem (como 3^a e 5^a) e a malha ativa para atenuar o restante, isso fará com que os esforços elétricos nos semicondutores sejam menores e o seu custo seja reduzido. Existem várias topologias desse tipo de filtro. Além disso, essa estrutura permite um melhor desempenho diante da necessidade de manutenções, pois o conversor da malha ativa pode ser retirado de operação e, ainda assim, a malha passiva irá atenuar duas harmônicas de elevadas magnitudes.

2.3.3.1 Filtro paralelo (shunt) com a malha passiva em série com malha ativa

Nessa topologia as malhas ativa e passiva estão conectadas em série e ambas conectadas em paralelo com a rede. Essa topologia permite reduzir o nível de tensão nos terminais da malha ativa, o que promove uma redução nos esforços elétricos das chaves eletrônicas e uma redução na potência nominal do filtro. É possível mostrar que também pode ser interessante sintonizar a malha passiva em ordens um pouco maiores que a 3^a e 5^a (7^a ordem, por exemplo), pois com isso se reduz o custo da malha ativa ao mesmo tempo em que os componentes da malha passiva não necessitam de um grande dimensionamento dos seus componentes para atenuar a 7^a ordem em diante (AKAGI, 2006). A Figura 18 mostra a topologia desse filtro.

Figura 18 - Filtro *shunt* com malha passiva em série com a malha ativa

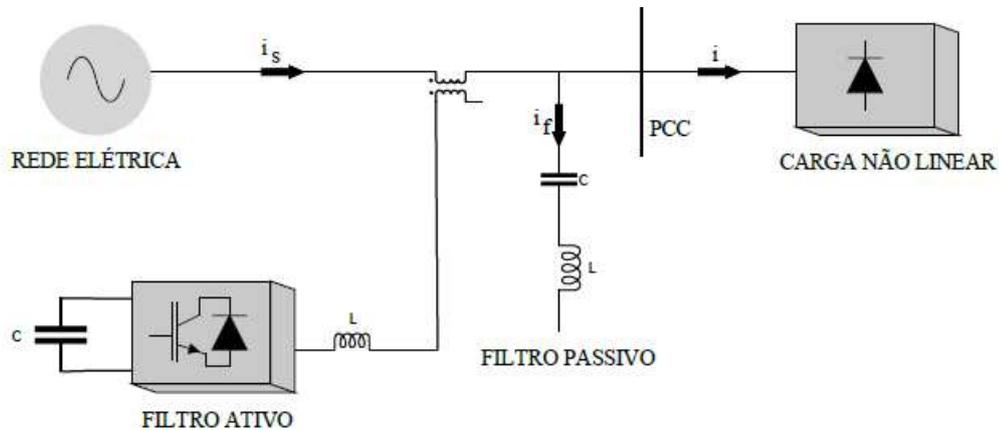


Fonte: FREITAS (2019).

2.3.3.2 Filtro série com malha passiva em paralelo

Uma outra possível topologia é a do filtro ativo em série com a rede, por meio de um transformador de acoplamento, e a malha passiva em paralelo a jusante da malha ativa. A vantagem dessa configuração se dá devido ao fato da malha passiva trabalhar com tensões puramente senoidais o que evita os problemas de ressonância com o sistema, a influência da impedância do mesmo e melhora a eficiência da filtragem. Outro detalhe que se observa entre essas topologias é a versatilidade na manutenção, pois com a configuração em paralelo as malhas passiva e ativa podem ser retiradas de funcionamento para manutenção sem necessidade de retirar todo o filtro de funcionamento. A Figura 19 apresenta essa topologia.

Figura 19 - Filtro série com malha passiva em paralelo

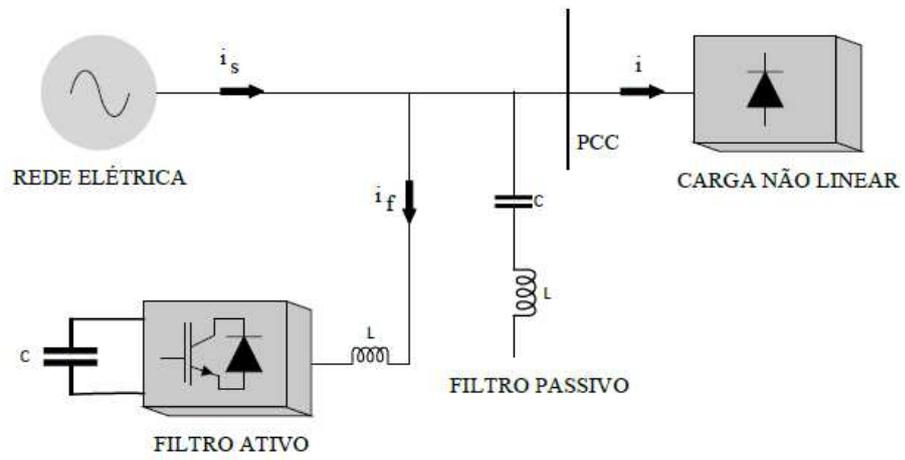


Fonte: FREITAS (2019).

2.3.3.3 Filtro híbrido com malha passiva e ativa em paralelo

A topologia que será abordada nesse trabalho é a do filtro híbrido com a malha passiva e ativa em paralelo como apresenta a Figura 20. Segundo (PENG, 2001), a malha ativa é mais adequada para atenuar as harmônicas de baixa ordem ao ponto que a malha passiva seria responsável por atenuar as harmônicas de ordem elevada. A vantagem dessa disposição se dá devido a limitação de resposta da malha ativa para altas frequências de chaveamento, fazendo com que a malha passiva passe a atuar nessas componentes harmônicas e, por conta disso, terá uma redução no seu custo e nas suas dimensões físicas, pelo fato das correntes de ordens harmônicas elevadas serem menores.

Em contrapartida, (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007) utilizam a mesma topologia, porém com as funcionalidades invertidas. A malha ativa do filtro é empregada para atenuar as ordens harmônicas elevadas, ao ponto que a malha passiva fica encarregada de suavizar as harmônicas de baixa ordem. Dessa forma, pode-se notar que no caso de (PENG, 2001) ele foca em reduzir os custos e as dimensões da malha passiva projetada e uma melhoria da filtragem conjunta. Já no caso de (JAIN; JAIN; AGNIHOTRI, 2007) há uma preocupação em reduzir os custos e perdas da malha ativa.

Figura 20 - Filtro Híbrido *shunt*

Fonte: FREITAS (2019).

3 PROJETO E ANÁLISE DO FILTRO HÍBRIDO

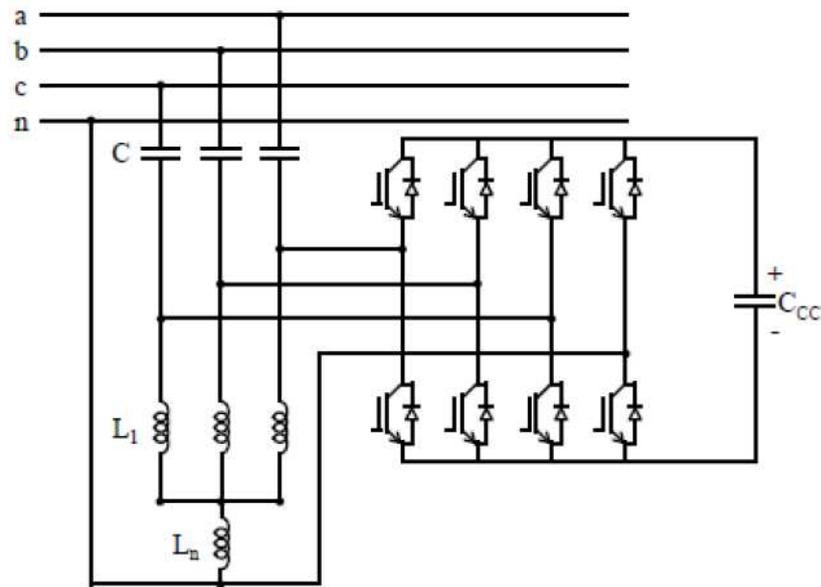
Diante do foi exposto no capítulo anterior, a respeito das tecnologias para atenuação de harmônicas, percebe-se que existem vários fatores conflitantes, vantagens e desvantagens entre as diversas topologias e formas de conexão entre os equipamentos de filtragem. Dessa forma, esse trabalho visa apresentar a topologia de um filtro híbrido de dupla sintonia (FHDS), que busca potencializar as vantagens dos filtros ativos e passivos e minimizar as desvantagens dos mesmos.

Na seção 2.3.1.3 foi apresentado o filtro passivo de sintonia, em que utiliza-se do fenômeno de ressonância entre os elementos capacitivos e indutivos para promover um caminho de menor impedância para um sinal de determinada frequência, chamada frequência de ressonância. No caso da topologia tratada neste trabalho, é possível se obter uma dupla sintonia se utilizando da característica de circulação pelo neutro das harmônicas múltiplas de 3 (harmônicas assimétricas), pois pode-se conectar um indutor no centro-estrela do filtro, que só será visualizado pelas componentes assimétricas e, portanto, poderão prover uma outra sintonização ao serem associados aos demais elementos reativos do filtro.

A topologia de dupla sintonia escolhida é bastante similar a apresentada em Encarnação *et al* (2013), com uma diferença na malha ativa, onde o neutro é conectado no ponto central do barramento CC e o conversor passa a ser de três braços, evitando o custo adicional, mais perdas por comutação e um controle mais complexo, associados a um braço extra com chaves de potência no conversor.

O filtro de dupla sintonia também tem a vantagem de conseguir atenuar duas ordens harmônicas, fazendo com que os esforços da malha ativa sejam reduzidos. Nesse trabalho, a malha passiva será projetada para corrigir a 3^a e 5^a ordem harmônicas, e as demais serão suavizadas pela malha ativa. A topologia do trabalho está apresentada na Figura 22, e a topologia na qual foi baseada na Figura 21.

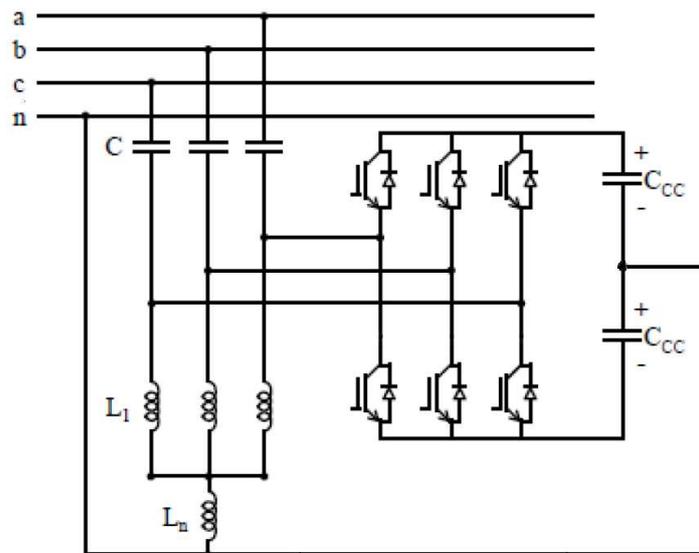
Figura 21 - Filtro híbrido de dupla sintonia com 4 braços



Fonte: Encarnação *et al* (2013).

3.1 Topologia de Filtro Híbrido de Dupla Sintonia (FHDS)

Figura 22 - Filtro Híbrido de Dupla Sintonia (FHDS) proposto



Fonte: Adaptada de Encarnação *et al* (2013).

Como já foi indicado na topologia escolhida, o condutor de neutro ficará conectado no ponto central do barramento CC de forma que se tem a redução de duas chaves semicondutoras em

comparação com a apresentada na Figura 21.

3.2 Dados de impedância do sistema (PCC)

Com o intuito de obter os dados de impedância do sistema, os critérios que serão levados em consideração estão presentes em Morais (2011), onde se aplicou uma metodologia levando em consideração os dados de equipamentos presentes na instalação do Campus do Pici-UFC. Primeiramente, se utiliza os dados da Tabela 9, presente em Mamede (2017), para se estimar as informações do transformador em que a carga está conectada.

Tabela 9 - Informações dos transformadores de acordo com a potência nominal

Potência [kVA]	Tensão [V]	Perdas em [W]		Rendimento (%)	Regulação (%)	Impedância (%)
		A vazio	Cobre			
15	220 a 440	120	300	96,24	3,32	3,5
30	220 a 440	200	570	96,85	3,29	3,5
45	220 a 440	260	750	97,09	3,19	3,5
75	220 a 440	390	1200	97,32	3,15	3,5
112,5	220 a 440	520	1650	97,51	3,09	3,5
150	220 a 440	640	2050	97,68	3,02	3,5
225	380 a 440	900	2800	97,96	3,63	4,5
300	220	1120	3900	97,96	3,66	4,5
	380 ou 440		3700	98,04	3,61	4,5
500	220	1700	6400	98,02	3,65	4,5
	380 ou 440		6000	98,11	3,6	4,5
750	220	2000	10000	98,04	4,32	5,5
	380 ou 440		8500	98,28	4,2	5,5
1000	220	3000	12500	98,1	4,27	5,5
	380 ou 440		11000	98,28	4,19	5,5
1500	220	4000	18000	98,2	4,24	5,5
	380 ou 440		16000	98,36	4,16	5,5

Fonte: Mamede (2017).

Sabe-se que o transformador em questão tem uma potência de 225 kVA, com tensão nominal no secundário de 380 V, portanto, as perdas em vazio são 900 W e no cobre são 2800 W, com uma impedância percentual de 4,5%. Um dos exemplos do Mamede (2017) indica que, para uma instalação com características semelhantes as deste trabalho, a potência de curto circuito para um transformador de 1 MVA é igual a 119,511 MVA, de forma que para se estimar a potência de curto do atual trabalho basta fazer uma regra de 3:

$$P_{cc} = \frac{P_n \cdot P_{ccex}}{P_{nex}} = \frac{0,225 \cdot 119,511}{1} = 26,89 \text{ MVA} \quad (37)$$

Onde:

P_{cc} : Potência de curto circuito suposta no ponto de entrega;

P_n : Potência nominal do transformador;

P_{ccex} : Potência de curto circuito calculada em um exemplo do Mamede (2017);

P_{nex} : Potência nominal do transformador em um exemplo do Mamede (2017).

Com isso, pode-se definir a tensão de base e potência de base para o sistema em estudo de forma a se obter os valores de impedância de cada trecho:

$$P_b = 0,225 \text{ MVA} \quad (38)$$

$$V_b = 13,8 \text{ kV} / 0,380 \text{ kV} \quad (39)$$

Dessa forma, se obtém a impedância reduzida do sistema (todo o trecho até o primário do transformador), onde a parte real será considerada igual a 0, por ser bem inferior a parte imaginária:

$$X_s = \frac{P_b}{P_{cc}} = \frac{0,225}{26,89} = 0,00837 \text{ pu} \quad (40)$$

$$Z_s = jX_s = j0,008370 \text{ pu} \quad (41)$$

Já a impedância do transformador se obtém a partir da Tabela 9 com os valores de perdas no cobre (P_{cu}) e a impedância percentual.

$$R_t = \frac{P_{cu}}{10 \cdot P_n} = \frac{2800}{10 \cdot 225000} = 0,00124 \text{ pu} \quad (42)$$

$$X_t = \sqrt{Z_t^2 - R_t^2} = \sqrt{0,045^2 - 0,00124^2} = 0,04498 \text{ pu} \quad (43)$$

$$Z_t = R_t + jX_t = 0,001240 + j0,044980 \text{ pu} \quad (44)$$

Agora deve-se estimar a impedância do secundário do transformador até o Quadro Geral de Força (QGF), dos blocos onde ficam instalados os laboratórios. Segundo Morais (2011) o comprimento desse trecho é 15 m e existem 4 condutores por fase. Utilizando a potência nominal do transformador como base para calcular a corrente demandada (I), tem-se:

$$I = \frac{P_n}{\sqrt{3} V_n \cdot N_{cl}} = \frac{225000}{\sqrt{3} \cdot 380,4} = 85,453 \text{ A} \quad (45)$$

Onde:

V_n : Tensão nominal no secundário do transformador;

N_{cl} : Número de condutores em paralelo por fase.

Com esse valor de corrente, pode supor que, de acordo com a norma ABNT NBR 5410,

os condutores são de 25 mm² e, portanto, pode-se obter os dados de sua impedância de acordo com a Tabela 10.

Tabela 10 - Valores padrões de impedância dos condutores de cobre

Seção	Impedância de sequência positiva (mOhm/m)		Impedância de sequência zero (mOhm/m)	
	Resistência	Reatância	Resistência	Reatância
1,5	14,8137	0,1378	16,6137	2,9262
2,5	8,8882	0,1345	10,6882	2,8755
4	5,5518	0,1279	7,3552	2,8349
6	3,7035	0,1225	5,5035	2,8
10	2,2221	0,1207	4,0222	2,7639
16	1,3899	0,1173	3,189	2,7173
25	0,8891	0,1164	2,6891	2,6692
35	0,6353	0,1128	2,4355	2,6382
50	0,445	0,1127	2,245	2,5991
70	0,3184	0,1096	2,1184	2,5681
95	0,2352	0,109	2,0352	2,5325
120	0,1868	0,1076	1,9868	2,5104
150	0,1502	0,1074	1,9502	2,4843
185	0,1226	0,1073	1,9226	2,4594
240	0,0958	0,107	1,8958	2,4312
300	0,0781	0,1068	1,8781	2,4067
400	0,0608	0,1058	1,8608	2,3757
500	0,0507	0,1051	1,855	2,3491
630	0,0292	0,1042	1,8376	2,3001

Fonte: Mamede (2017).

Com a Tabela 10, pode-se inferir que a resistência e reatância de sequência positiva valem respectivamente 0,8891 mΩ/m e 0,1164 mΩ/m, e então é possível multiplicar esses valores pela distância e dividir pela quantidade de condutores para se obter os valores equivalentes em Ω conforme (46) e (47).

$$R_{tq\Omega} = \frac{R_c \cdot L_{tq}}{1000 \cdot N_{cl}} = \frac{0,8891 \cdot 15}{1000 \cdot 4} = 0,003334 \Omega \quad (46)$$

$$X_{tq\Omega} = \frac{X_c \cdot L_{tq}}{1000 \cdot N_{cl}} = \frac{0,1164 \cdot 15}{1000 \cdot 4} = 0,000437 \Omega \quad (47)$$

Passando esses valores para pu, tem-se:

$$R_{tq} = \frac{R_{tq\Omega} \cdot P_b}{V_b^2} = \frac{0,003334 \cdot 0,225}{0,380^2} = 0,005195 \text{ pu} \quad (48)$$

$$X_{tq} = \frac{X_{tq\Omega} \cdot P_b}{V_b^2} = \frac{0,000437 \cdot 0,225}{0,380^2} = 0,000681 \text{ pu} \quad (49)$$

Portanto a impedância total (Z_{tq}) desse trecho é:

$$Z_{tq} = R_{tq} + jX_{tq} = 0,005195 + j0,000681 \text{ pu} \quad (50)$$

Agora, deve-se estimar a impedância relativa ao barramento do QGF. Foi considerado duas barras por fase e um comprimento de 1,25 m, 12 mm de largura e 2 mm de espessura, resultando

em uma resistência de 0,9297 mΩ/m e uma reatância 0,2859 mΩ/m, respectivamente.

$$R_{b\Omega} = \frac{R_b.L_b}{1000.N_b} = \frac{0,9297.1,25}{1000.2} = 0,000581 \Omega \quad (51)$$

$$X_{b\Omega} = \frac{X_b.L_b}{1000.N_b} = \frac{0,2859.1,25}{1000.2} = 0,000179 \Omega \quad (52)$$

Pode-se agora obter os valores em pu:

$$R_b = \frac{R_{b\Omega}.P_b}{V_b^2} = \frac{0,000581.0,225}{0,380^2} = 0,000905 \text{ pu} \quad (53)$$

$$X_b = \frac{X_{b\Omega}.P_b}{V_b^2} = \frac{0,000179.0,225}{0,380^2} = 0,000279 \text{ pu} \quad (54)$$

$$Z_b = R_b + jX_b = 0,000905 + j0,000279 \text{ pu} \quad (55)$$

A partir do barramento do QGF até a carga observa-se uma distância estimada de 20 m e os condutores são de 10 mm² de forma que se pode obter seus valores de impedância na Tabela 10. Nesse ponto da instalação se trata apenas de 1 condutor por fase.

$$R_{qc\Omega} = \frac{R_{qc}.L_{qc}}{1000.N_{qc}} = \frac{2,2221.20}{1000.1} = 0,044442 \Omega \quad (56)$$

$$X_{qc\Omega} = \frac{X_{qc}.L_{qc}}{1000.N_{qc}} = \frac{0,1207.20}{1000.1} = 0,002414 \Omega \quad (57)$$

$$R_{qc} = \frac{R_{qc\Omega}.P_b}{V_b^2} = \frac{0,044442.0,225}{0,380^2} = 0,069248 \text{ pu} \quad (58)$$

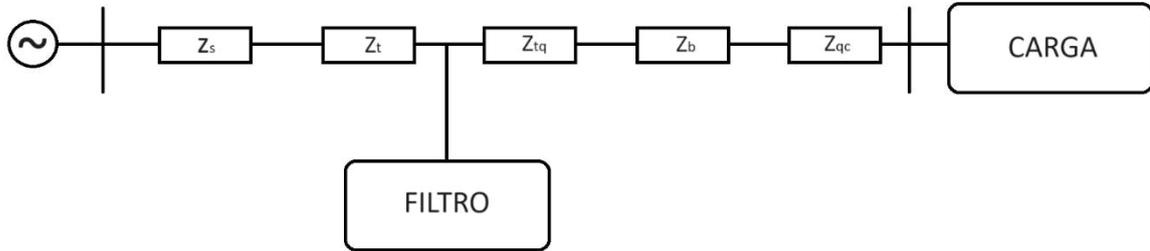
$$X_{qc} = \frac{X_{qc\Omega}.P_b}{V_b^2} = \frac{0,002414.0,225}{0,380^2} = 0,003761 \text{ pu} \quad (59)$$

$$Z_{qc} = R_{qc} + jX_{qc} = 0,069248 + j0,003761 \text{ pu} \quad (60)$$

Com todos esses valores, é possível se chegar à impedância geral do sistema, somando todos os valores reais e imaginários das impedâncias.

$$Z_{tot} = Z_s + Z_t + Z_{tq} + Z_b + Z_{qc} = 0,076588 + j0,058071 \text{ pu} \quad (61)$$

Figura 23 - Diagrama unifilar com as impedâncias do sistema



Fonte: Próprio autor.

Para o condutor de neutro, é necessário calcular a impedância no barramento, pois é onde existe a separação entre o condutor de proteção e o condutor de neutro. As dimensões dos barramentos de neutro são os mesmos de fase, com a diferença que o neutro tem apenas 1 barramento, fazendo com que sua impedância seja o dobro, portanto:

$$Z_{bn} = R_{bn} + jX_{bn} = 0,001810 + j0,000558 \text{ pu} \quad (62)$$

Para o cálculo da impedância do trecho que se refere ao quadro até a carga, no que diz respeito ao condutor neutro, deve ser levado em consideração a resistência e reatância de sequência zero da Tabela 10.

$$R_{qc\Omega n} = \frac{R_{qcn} \cdot L_{qc}}{1000 \cdot N_{qc}} = \frac{4,0222 \cdot 20}{1000 \cdot 1} = 0,080444 \Omega \quad (63)$$

$$X_{qc\Omega n} = \frac{X_{qcn} \cdot L_{qc}}{1000 \cdot N_{qc}} = \frac{2,7639 \cdot 20}{1000 \cdot 1} = 0,055278 \Omega \quad (64)$$

$$R_{qcn} = \frac{R_{qc\Omega n} \cdot P_b}{V_b^2} = \frac{0,080444 \cdot 0,225}{0,380^2} = 0,125346 \text{ pu} \quad (65)$$

$$X_{qcn} = \frac{X_{qc\Omega n} \cdot P_b}{V_b^2} = \frac{0,055278 \cdot 0,225}{0,380^2} = 0,086132 \text{ pu} \quad (66)$$

$$Z_{qcn} = R_{qcn} + jX_{qcn} = 0,125346 + j0,086132 \text{ pu} \quad (67)$$

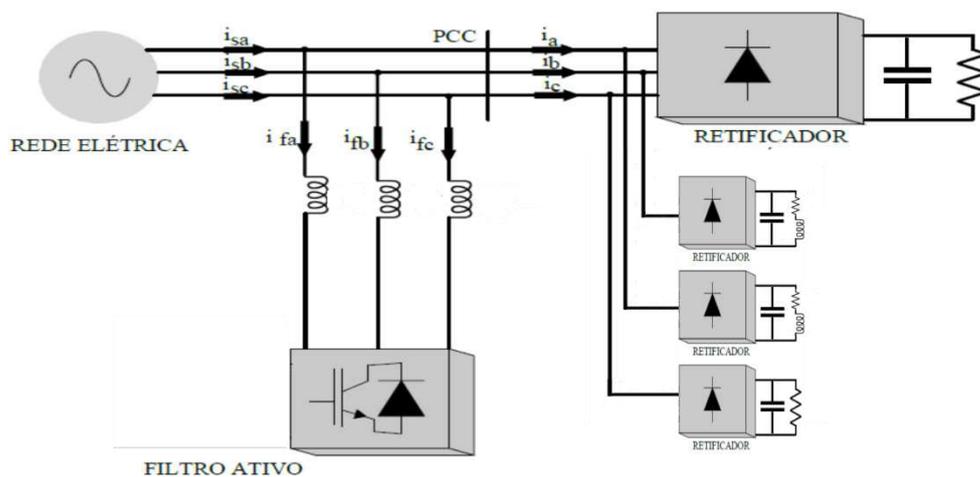
Por fim, pode-se calcular a impedância total do sistema referente ao condutor de neutro.

$$Z_{totn} = Z_s + Z_t + Z_{tq} + Z_{bn} + Z_{qcn} = 0,133591 + j0,140721 \text{ pu} \quad (68)$$

3.3 Cenário de carga

No que diz respeito à carga não linear, que será utilizada nesse trabalho, optou-se por três retificadores monofásicos de onda completa, com filtros capacitivos de $4700\ \mu\text{F}$ e alimentando uma carga linear RL , com o resistor de $10\ \Omega$ e indutor de $10\ \text{mH}$. Além disso, foi adicionado um retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo de $320\ \mu\text{F}$ conectado a um resistor de $69\ \Omega$. A Figura 24 ilustra a configuração da carga. A motivação para escolher essa carga em específico é o fato de ser o tipo de circuito presente nas fontes de alimentação de *notebooks* e computadores em geral, sendo, dessa forma, amplamente utilizados nas instalações de baixa tensão (FREITAS, 2019).

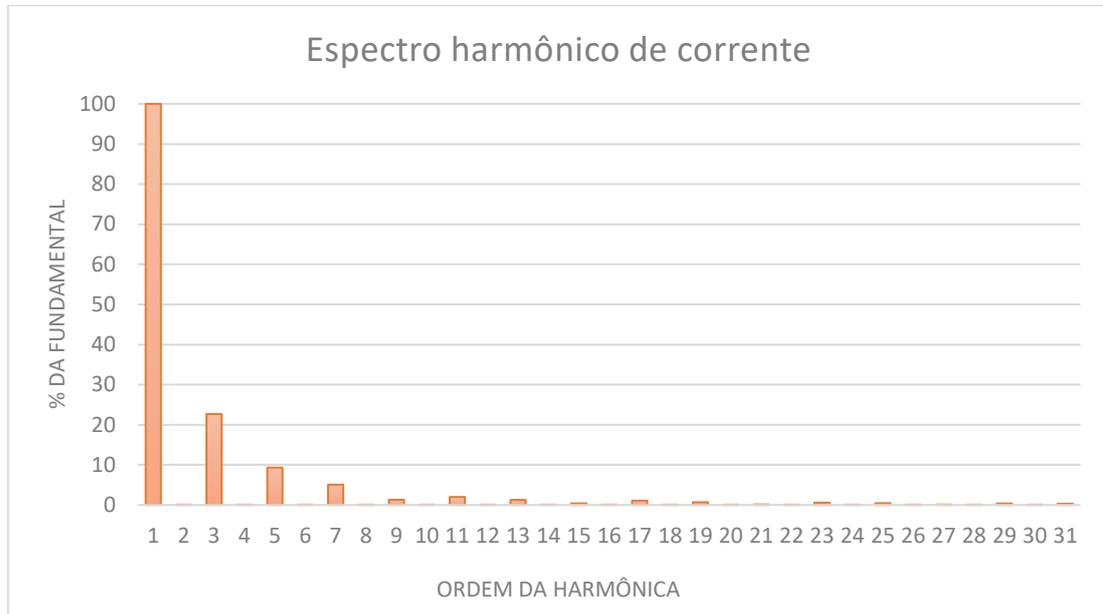
Figura 24 - Configuração da carga não linear



Fonte: Próprio autor.

Com esse cenário, foi possível obter, por meio de simulação no PSCAD, o espectro harmônico até a 31ª ordem do sistema como um todo, conforme a Figura 25.

Figura 25 - Espectro Harmônico de corrente



Fonte: próprio autor.

Diante desses valores, a DHT de corrente ficou igual a 25,21% para o sistema de baixa tensão, violando os limites normativos definidos na norma *IEEE Std. 519 - 2022*, de forma que se faz necessário uma intervenção para melhorar o índice de DHT e DHI por meio da aplicação de filtros.

3.4 Projeto do filtro

Nessa seção serão abordados os detalhes do filtro híbrido implementado, de sua malha ativa, e com maior enfoque, de sua malha passiva. Apenas questões referentes ao controle do conversor, bem como a sua discretização, serão tratados sobre a malha ativa. Quanto à malha passiva, será detalhado toda a especificação dos componentes, abordando questões relativas ao fator de qualidade do filtro.

3.4.1 Malha ativa

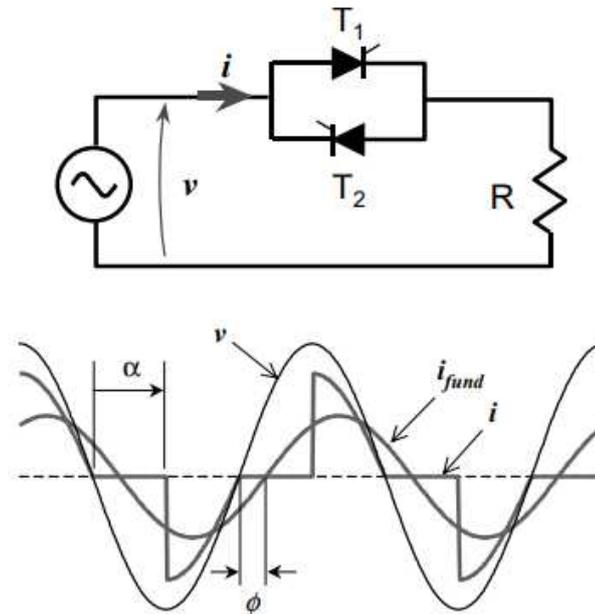
3.4.1.1 Teoria pq

Para descrever os fenômenos existentes em sistemas de corrente alternada com cargas lineares, a Teoria Convencional de Potência se mostrou bastante eficaz na modelagem, entendimento e abrangência dos estudos. Porém, com o avanço da eletrônica de potência, a presença das cargas não lineares introduziu uma nova forma de enxergar a teoria de potência. Existem diversas limitações na teoria convencional de potência, que se devem ao fato dela ter sido idealizada em sistemas monofásicos e expandida para o caso trifásico, apenas por uma generalização.

Diante disso, surgem diversas implicações para a verdadeira aplicabilidade da teoria convencional, como a necessidade de sistemas em regime permanente e sem distorções e, ainda, para os sistemas trifásicos, a necessidade de serem balanceados. Ademais, essa teoria não leva em consideração o acoplamento entre as fases, de forma que a teoria seria totalmente válida se os sistemas trifásicos fossem compostos por 3 fases e 3 neutros não interligados (WATANABE *et al*, 1998).

Outro fator, que aparece como uma fragilidade dessa teoria convencional de potência, é a correlação feita entre a energia reativa e os elementos reativos, como capacitores e indutores (o próprio nome “reativo” está relacionado à “reatância” desses elementos). Na época em que a teoria convencional de potência foi desenvolvida, era bastante natural fazer tal associação e, também, correlacionar a defasagem entre os sinais de tensão e corrente ao comportamento desses circuitos. Porém, como forma de elucidar, pode-se ver na Figura 26, um circuito puramente resistivo (que segundo a teoria convencional, não deveria gerar defasagens) controlado por tiristores em antiparalelo, formando um circuito aplicado em sistemas de iluminação chamado de “*dimmer*”.

Figura 26 - Circuito "dimmer"



Fonte: Watanabe *et al* (1998).

Nesse sentido, a teoria das potências ativa e reativa instantânea, proposta por Akagi (1983), também conhecida como Teoria pq, oferece uma modelagem mais abrangente dos sistemas trifásicos, uma vez que consegue representar também sistemas desbalanceados e com presença de distorções.

Para a modelagem matemática da Teoria pq, se utiliza uma ferramenta chamada Transformada de Clarke, que recebe esse nome devido a engenheira Edith Clarke, que idealizou essa transformação algébrica linear de um sistema trifásico com coordenadas estacionárias abc para um sistema $\alpha\beta 0$, também estacionário e com coordenadas ortogonais. Em (69) e (70), se tem o par de transformadas de Clarke aplicadas para tensão (o mesmo pode ser feito para as correntes, com o intuito de se obter os respectivos valores no sistema $\alpha\beta 0$).

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (69)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (70)$$

Em que:

v_0, v_α, v_β são as tensões instantâneas no sistema $\alpha\beta 0$ em volts;

v_a, v_b, v_c são as tensões instantâneas no sistema abc em volts;

Com base no sistema de coordenadas de Clarke, a potência instantânea drenada por uma carga qualquer pode ser dividida em: potência instantânea real, p , potência instantânea imaginária, q , e a potência que devida às componentes homopolares, p_0 (WATANABE et al, 2004). Essas potências podem ser algebricamente representadas pela equação matricial (71).

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (71)$$

Pode-se ainda separar as potências, apresentadas acima, entre suas componentes média e oscilante:

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \\ p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \end{cases} \quad (72)$$

Fica claro, em (71), que as potências real e imaginária instantâneas não dependem dos valores da componente homopolar. Dessa forma, mesmo trabalhando com um sistema a 4 fios, a presença de p_0 na estratégia de controle da malha ativa torna-se dispensável, pois além de não interferir na obtenção de p e q , não há um braço propriamente destinado para a compensação de correntes do quarto condutor. Diante disso, a teoria pq aplicada no controle pode ser a modelada por um sistema a 3 fios e se pode obter os valores de p e q com uma submatriz de (71). Além disso, substituindo (72) em (71), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (73)$$

Agora, escrevendo (73) em função das correntes nas coordenadas $\alpha\beta 0$, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (74)$$

Com essa equação, pode-se calcular, precisamente, as correntes de compensação para a parcela que se pretende corrigir das componentes de potências real e imaginária instantâneas. Caso a necessidade seja apenas mitigar as harmônicas de corrente, basta utilizar a equação (74) e, no vetor das potências, deixar apenas as potências oscilantes com os sinais invertidos, para gerar a compensação conforme está em (75).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} \quad (75)$$

Já existem casos em que os sistemas são balanceados e livres de distorções harmônicas, e o que se deseja compensar é a quantidade de reativo médio no sistema, de forma que se utiliza a

equação (75) fazendo \tilde{p} igual a 0 e substituindo \tilde{q} por \bar{q} , fazendo com que o “filtro” se torne um compensador de reativos, entrando dentro dos conceitos dos *FACTS* (WATANABE,1998):

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{q} \end{bmatrix} \quad (76)$$

Ademais, a equação pode ainda ser modificada para atenuar apenas os desequilíbrios de tensão entre as fases, como em (Ishikawa *et al*, 1995), onde se considera o sistema livre de harmônicas e a parcela \tilde{p} se deve exclusivamente ao desequilíbrio de fases:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (77)$$

Dessa forma, fica evidente a versatilidade da Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea (Teoria pq) no controle de conversores de potência e condicionadores de energia, tanto em regime permanente como nos transitórios, justificando a sua aplicação nesse trabalho.

3.4.1.2 Regulador de tensão do elo CC

Para se determinar o valor da capacitância do elo CC presente na malha ativa, deve-se levar em consideração a quantidade de energia absorvida pelo capacitor e a ondulação de tensão, a qual o capacitor será submetido (no caso desse trabalho será de 10%) (KASSAKIAN *et al*, 2000):

$$C_{CC} = \frac{P_p}{\omega} \cdot \left[\frac{\pi \cdot \cos(\theta)}{2} + 1 \right] \cdot \frac{8}{[(2 \cdot V_{CC} + \Delta V_{CC})^2 - (2 \cdot V_{CC} - \Delta V_{CC})^2]} \quad (78)$$

Onde:

V_{CC} : é a tensão no elo CC (associado ao valor de pico da tensão de linha do conversor);

C_{CC} : a capacitância do elo CC;

ΔV_{CC} : é o percentual de ondulação de tensão nos terminais do capacitor;

P_p : é a potência máxima de entrada do conversor;

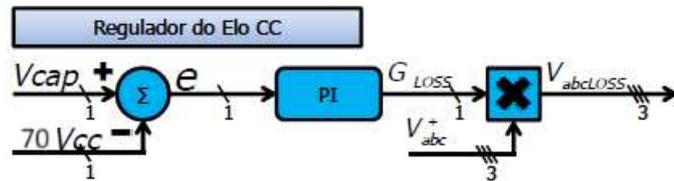
ω : é a frequência angular fundamental;

θ : é o ângulo associado ao fator de deslocamento.

Para fazer o controle de tensão do barramento CC do conversor, será utilizado um valor de referência de $70 V_{CC}$, que será subtraída do sinal de tensão lido no elo CC, gerando um erro e que passará por um controlador proporcional integral (PI), de forma a se obter as perdas associadas ao conversor. Após isso, é possível multiplicar os valores de perdas pelas tensões do PCC com o intuito

de se obter as perdas em cada fase, conforme diagrama de blocos contido na Figura 27.

Figura 27 - Malha de controle do barramento CC do conversor



Fonte: Adaptado de Moraes (2014).

Uma forma de se parametrizar o controlador PI é por meio da equação (79), que aparece em (LAM; WONG, 2006), onde podem ser determinados os valores de K_P e K_I através do lugar geométrico das raízes.

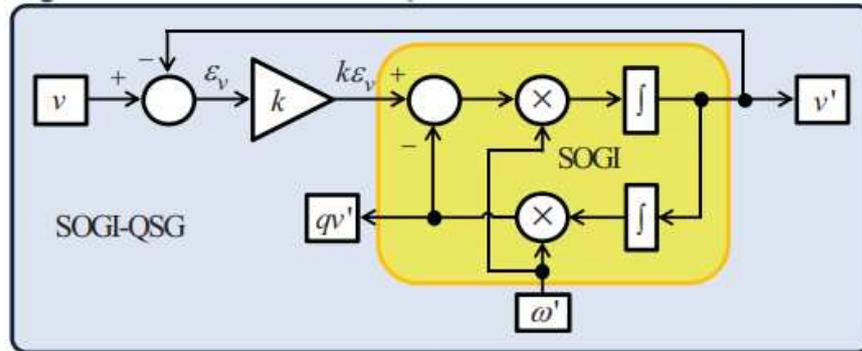
$$P_{CC} = \frac{s^2 [P_r(s) \cdot D_{HP}(s)]}{s^2 [1 - D_{HP}(s)] + sK_P + K_I} + \frac{s^2 [-P_{LOSS}(s) \cdot (1 - D_{HP}(s))]}{s^2 [1 - D_{HP}(s)] + sK_P + K_I} \quad (79)$$

3.4.1.3 Sistema de sincronização

Para conectar o conversor na rede de forma que ele possa injetar as correntes de compensação de harmônicas, é necessário sincronizar o mesmo com a frequência de operação da rede elétrica. Nesse sentido, surgem os algoritmos de sincronização denominados de *Phase-Locked Loop* (*PLL*), que tem o objetivo de rastrear a frequência e ângulo de fase da rede elétrica e sincronizar o conversor nesses valores.

O sincronizador utilizado nesse trabalho será o *Second Order Generalized Integrator – Quadrature Signals Generation (SOGI-QSG)* monofásico, apresentado por Rodriguez *et al* (2006) que tem como vantagem em relação a outros tipos de PLL a não necessidade de operações trigonométricas, o que reduz o esforço de controle. O diagrama de blocos do sincronizador se encontra na Figura 28 e as funções de transferência das saídas em (80) e (81).

Figura 28 - Diagrama de blocos SOGI-QSG



Fonte: Rodriguez *et al* (2006).

$$D(s) = \frac{v'}{v} = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (80)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v} = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (81)$$

Para implementar esse sincronizador de maneira discreta pode-se utilizar o método de Tustin, que se baseia na relação entre o integrador no domínio de Laplace com o método numérico de integração no domínio do tempo, conhecido como regra dos trapézios. Essa discretização é apresentada e explicada em Soares (1996) e em Ciobotaru *et al* (2006), onde foi aplicada ao SOGI-QSG.

A função genérica de um integrador é descrita em (82):

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{1}{s} \quad (82)$$

Multiplicando ambos os lados da equação por $E(s)$ e aplicando a transformada inversa de Laplace, tem-se:

$$u(t) = \int_0^{t-T} e(\tau) d\tau + \int_{t-T}^t e(\tau) d\tau \quad (83)$$

Pode-se perceber que se trata de uma soma de áreas abaixo do gráfico da função $e(t)$ até um certo t .

$$u(t) = u(t-T) + \int_{t-T}^t e(\tau) d\tau \quad (84)$$

A regra dos trapézios diz que:

$$\int_{x_0}^{x_1} f(x) dx \approx \frac{L}{2} [f(x_0) + f(x_1)], \text{ em que } L = |x_1 - x_0| \quad (85)$$

Portanto, substituindo (85) em (84), tem-se:

$$u(t) = u(t - T) + \frac{T}{2} [e(t - T) + e(t)] \quad (86)$$

Agora aplicando a transformada Z na equação (86):

$$\mathcal{Z}\{u(t)\} = U(z) = z^{-1}U(z) + \frac{T}{2} [z^{-1}E(z) + E(z)] \quad (87)$$

Manipulando a expressão encontrada, para se obter a função genérica do integrador no domínio z:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{1}{\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}} \quad (88)$$

Analisando as equações (82) e (88), percebe-se que elas guardam em si uma relação direta entre o domínio s e o domínio z:

$$\frac{1}{s} = \frac{1}{\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}} \quad (89)$$

Agora invertendo ambos os lados de (89), chamando T de T_s , pois se trata do tempo de amostragem e multiplicando o termo da direita no numerador e denominador por z, tem-se:

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (90)$$

Portanto, agora basta substituir (90) em (80) com o intuito de discretizar o sincronizador *SOGI-QSG*.

$$D(z) = \frac{v'}{v} = \frac{k\omega' \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}}{\left(\frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}\right)^2 + k\omega' \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1} + \omega'^2} \quad (91)$$

Simplificando a equação (91), obtêm-se:

$$D(z) = \frac{(2k\omega'T_s)(z^2 - 1)}{4(z - 1)^2 + (2k\omega'T_s)(z^2 - 1) + (\omega'T_s)^2(z + 1)^2} \quad (92)$$

Fazendo agora substituições em duas constantes que aparecem em (92) para facilitar a visualização, tem-se:

$$\begin{cases} x = 2k\omega'T_s \\ y = (\omega'T_s)^2 \end{cases} \quad (93)$$

Ademais, deve-se passar a equação (92) para a forma canônica, resultando em:

$$D(z) = \frac{\left(\frac{x}{x + y + 4}\right) + \left(\frac{-x}{x + y + 4}\right)z^{-2}}{1 - \left(\frac{2(4 - y)}{x + y + 4}\right)z^{-1} - \left(\frac{x - y - 4}{x + y + 4}\right)z^{-2}} \quad (94)$$

Aplicando uma outra substituição:

$$\begin{cases} a_1 = \frac{2(4-y)}{x+y+4} \\ a_2 = \frac{x-y-4}{x+y+4} \end{cases} \quad (95)$$

$$\begin{cases} b_0 = \frac{x}{x+y+4} \\ b_2 = \frac{-x}{x+y+4} \end{cases} \quad (96)$$

Portanto, chega-se à equação discreta do sincronizador aplicado nesse trabalho:

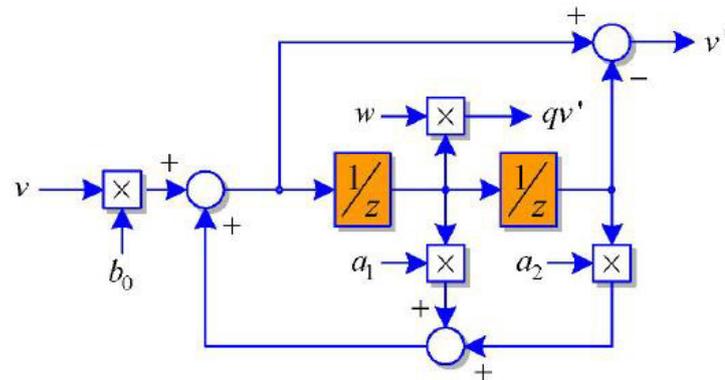
$$D(z) = \frac{b_0 + b_2 z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (97)$$

Ou ainda, notando que $b_2 = -b_0$:

$$D(z) = b_0 \frac{1 - z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (98)$$

O digrama de blocos do sincronizador discreto é mostrado na Figura 29, onde $w = 2T_s \omega'$.

Figura 29 - SOGI-QSG discretizado



Fonte: Ciobotaru *et al* (2006).

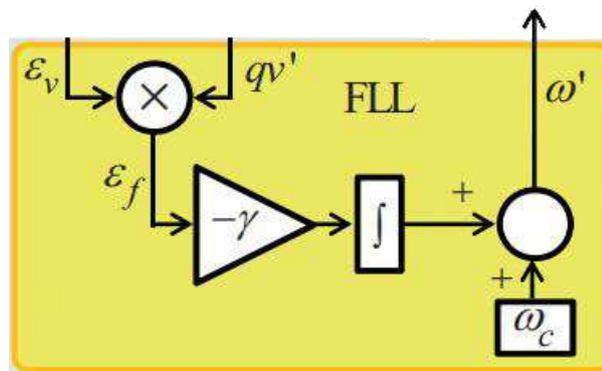
3.4.1.4 Frequency-Locked Loop (FLL)

O sincronizador discutido na seção anterior consegue rastrear muito bem o ângulo de fase requerido para a sincronização, porém, tem uma limitação que consiste em uma diminuição do desempenho quando há oscilações na frequência do sinal de entrada (MORAIS, 2014). Com isso, entra a atuação do *frequency locked loop (FLL)*, que visa dinamizar a frequência de sintonia do SOGI, a depender das variações de frequência dos sinais de entrada.

Esse *FLL* se utiliza do erro entre o sinal estimado na saída do sincronizador v' e o próprio sinal de entrada v , gerando o ε_v , que será multiplicado pelo sinal em quadratura qv' para se obter ε_f , que será positivo quando o valor de referência for menor que o valor estimado da frequência ($\omega_c < \omega'$). Já quando for o contrário ($\omega_c > \omega'$), o valor de ε_f será negativo. Para o caso em que as frequências coincidem ($\omega_c = \omega'$), ε_f será igual a 0.

Ademais, é incrementado um ganho de $-\gamma$ que visa eliminar o erro em regime permanente do sistema de rastreamento da frequência, de forma a incrementar ou decrementar o valor estimado até este se igualar ao valor de referência, tornando o *SOGI-QSG* um *SOGI-QSG-FLL*. Vale ressaltar que o *FLL* deve ser realimentado pelo *SOGI-QSG* de tensão, pois o mesmo apresenta a característica de ser mais imune as oscilações de frequência em relação ao *SOGI-QSG* de corrente, melhorando a performance do *FLL*. O diagrama de blocos do *FLL* se encontra na Figura 30.

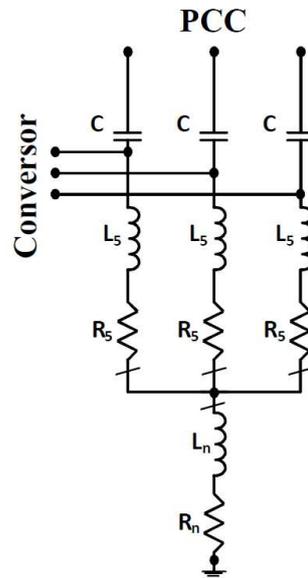
Figura 30 - *Frequency Locked Loop (FLL)*



Fonte: Rodriguez *et al* (2006).

3.4.2 Malha passiva

Figura 31 - Malhas passiva de dupla sintonia



Fonte: Morais (2014).

3.4.2.1 Fator de qualidade

Na seção 2.2.1 desse trabalho, foi abordado a norma *IEEE 519*, que trata a respeito do controle de harmônicas nos sistemas elétricos. Além de estabelecer limites de distorções aceitáveis, na versão de 1992, essa norma apresenta o conceito chamado fator de qualidade (Q), que é definido como a razão entre a máxima energia armazenada no filtro e a energia dissipada em um ciclo de operação a uma determinada frequência, multiplicada por 2π . Outra definição possível para Q é a razão entre a frequência de ressonância e a largura de banda passante delimitada pelas frequências de corte, nas quais a resposta da estrutura ressonante difere de até 3 dB do valor na ressonância.

$$Q = 2\pi \cdot \frac{\frac{LI_p^2}{2}}{\frac{RI_p^2 T}{2}} = \frac{2\pi L}{T} \frac{1}{R} = \frac{X_{Leq}}{R} \quad (99)$$

$$Q = \frac{\omega_h}{\omega_1 - \omega_0} = \frac{\omega_h}{FBP} \quad (100)$$

Onde:

Q : Fator de Qualidade do filtro;

L : indutância equivalente do filtro;

R : resistência equivalente do filtro;

I_p : corrente de pico da componente harmônica para qual $X_C = X_L$;

T : período da fundamental;

ω_h : frequência de ressonância;

ω_I : frequência de corte superior;

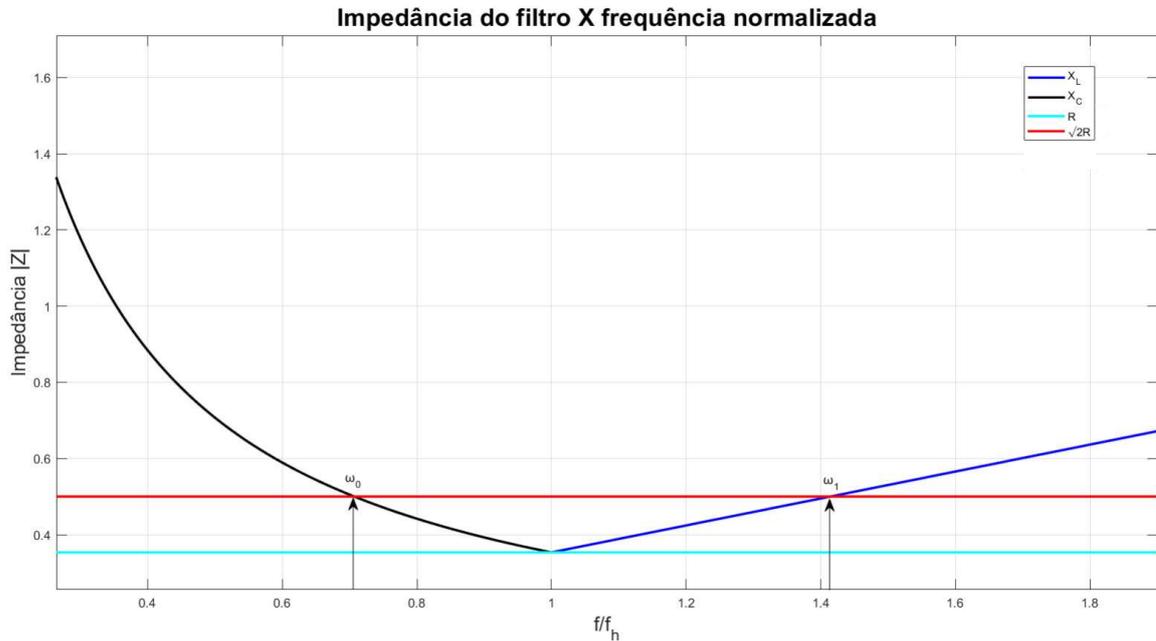
ω_0 : frequência de corte inferior;

FBP : faixa de banda passante do filtro.

A Figura 32 mostra o comportamento de um filtro sintonizado para a 3ª harmônica com os valores de frequência normalizados. Percebe-se que o ponto mínimo da curva acontece na ressonância, onde $X_C = X_L$ e, portanto, a impedância se torna o valor R do resistor, que funciona como uma constante de amortecimento para o filtro. Dessa forma, o fator de qualidade é de suma importância para definir os resistores do filtro em questão, de forma que se deve prezar pelo meio termo entre ter uma (FBP) muito larga (portanto um menor Q) e conseguir filtrar harmônicas na vizinhança da frequência sintonizada ou reduzir as perdas ôhmicas, pois uma vez que a banda de passagem aumenta, a corrente que circula pelo filtro se intensifica.

Em (99), faz-se uma associação do fator de qualidade com a reatância indutiva, pois para valores comerciais de capacitores, suas perdas podem ser desprezadas, de forma que se deve associar as perdas do filtro ao indutor (MORAIS, 2014). Além disso, deve ser implementado no projeto do filtro, além de um indutor físico real, um resistor físico real para compor as perdas ôhmicas projetadas para o filtro, visto que, se, na implementação prática do filtro, for utilizado apenas dois elementos reativos (capacitor e indutor) as perdas estariam associadas ao indutor de forma que aumentando o Q para reduzir as perdas ôhmicas, o custo do indutor se elevaria, pois maior deveria ser a seção transversal do condutor que o constitui para reduzir as perdas por efeito *Joule* (TEXEIRA, 2009).

Figura 32 - Característica de impedância do filtro sintonizado para a 3ª harmônica



Fonte: Próprio autor.

Todavia, aumentando-se o Q a FBP vai reduzir de forma que também as perdas ôhmicas se reduzem, porém existe um risco em se reduzir a banda de passagem do filtro que é justamente o aumento da susceptibilidade a variações na frequência, podendo passar por um processo de dessintonia que pode ocorrer também por variações nos valores de capacitâncias e indutâncias especificados em projeto por condições de sobrecarga, elevação de temperatura ou alta tolerância (SILVA, 2007).

Nesse sentido, define-se o fator de dessintonia (δ) como forma de mensurar a possibilidade de dessintonia. A norma *IEEE Std 1531 (2020)* especifica valores entre 3% e 15% para δ como forma de considerar esse fenômeno em projeto. Em (101) se define δ e em (102) o relaciona também com as variações nas capacitâncias e indutâncias, pois segundo Arrilanga *et al* (1985) a dessintonia causada por uma variação de 2% em C ou em L, equivale a uma dessintonia causada por uma variação de 1% na frequência.

$$\delta = \frac{\omega - \omega_h}{\omega_h} \quad (101)$$

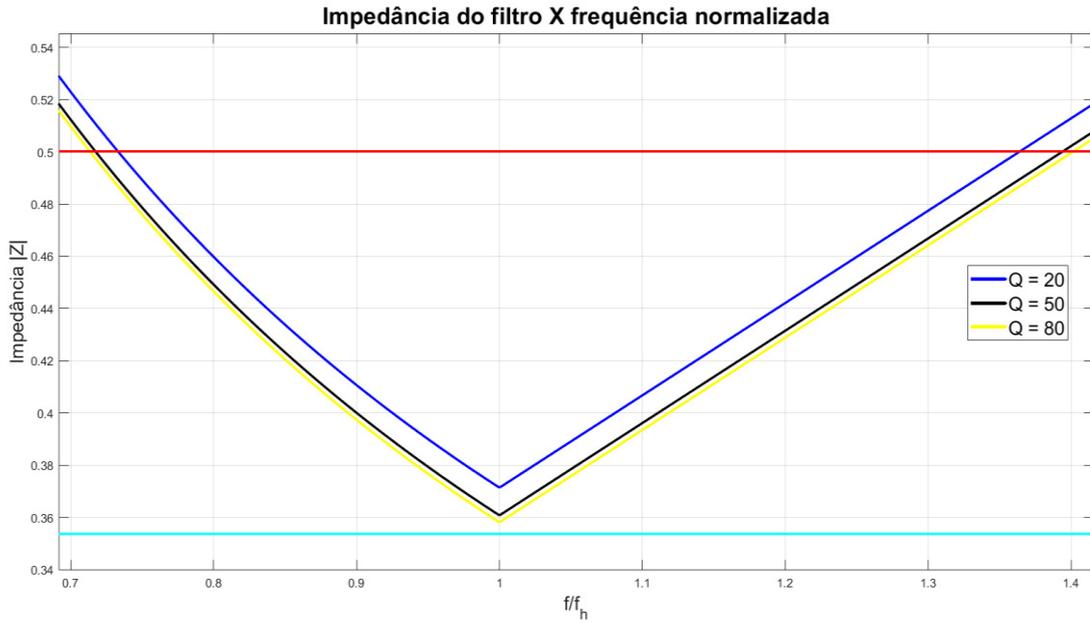
$$\delta = \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_h}\right) + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_h} + \frac{\Delta C}{C_h}\right) \quad (102)$$

Dessa forma, pode-se associar, por meio de (103), o fator de dessintonia normalizado pela frequência de ressonância com a faixa de banda passante, também normalizada do filtro. Fazendo $\omega_0 = \omega$ e $\omega_1 = 2\omega_h - \omega$, tem-se:

$$\frac{FBP}{\omega_h} = \frac{1}{Q} = \frac{\omega_1 - \omega_0}{\omega_h} = \frac{2\omega_h - \omega - \omega}{\omega_h} = 2 \frac{\omega_h - \omega}{\omega_h} = 2|\delta| \tag{103}$$

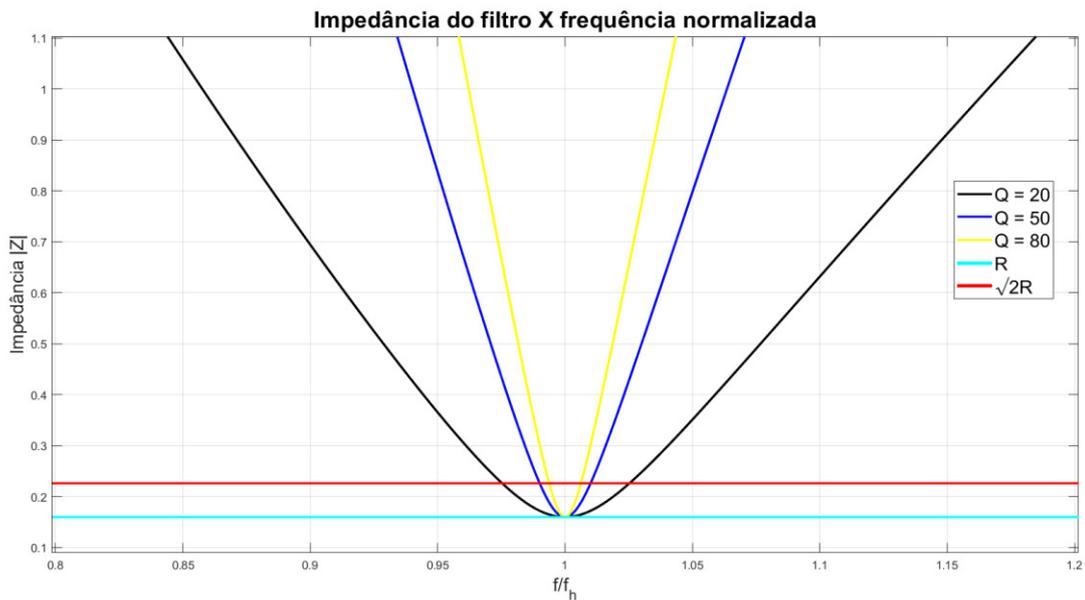
Pode-se notar claramente da Figura 33, a relação entre a banda passante e o fator de qualidade em conjunto com as perdas definidas por R , mantendo constantes os valores de capacitância e indutância.

Figura 33 - Impedância do filtro variando o fator de qualidade e R



Fonte: Próprio autor.

Figura 34 - Impedância do filtro variando apenas o fator de qualidade



Fonte: Próprio autor.

Ademais, a Figura 34 mostra a variação na impedância para 3 valores diferentes de Q mantendo-se as perdas constantes, de forma que fica evidente que com o aumento do fator de qualidade, a faixa de banda de passagem se reduz e, por conseguinte, a margem de oscilação de sintonia para o filtro sintonizado também se reduz. Uma vez que essa margem é ultrapassada o filtro fica sujeito a ação de frequências maiores do que a sua capacidade máxima de projeto, pode aumentar os níveis de corrente provindos de harmônicas vizinhas e também apresentar uma elevação na impedância na frequência de sintonia, o que diminui o seu desempenho (MORAIS, 2014).

Fica evidente, portanto, a importância de especificar corretamente os valores do fator de qualidade Q , fator de dessintonia δ e as perdas ôhmicas R do filtro para o projeto, uma vez que vão definir o bom desempenho da filtragem. Nesse trabalho será feita uma comparação para 3 valores de fator de qualidade (150, 200 e 250). Sabe-se que o filtro em questão, apresentado na Figura 31 tem sua impedância dada por um circuito RLC série:

$$Z = R + j(X_L - X_C) \quad (104)$$

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (105)$$

De (101) pode-se chegar facilmente em:

$$\omega = \omega_h(1 + \delta) \quad (106)$$

Também de (99) sabe-se que as seguintes equações são válidas para a frequência de ressonância:

$$C = \frac{1}{\omega_h R Q} \quad (107)$$

$$L = \frac{R Q}{\omega_h} \quad (108)$$

Portanto, substituindo (108), (107) e (106) em (105):

$$Z_h = R \left(1 + j Q \delta \frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right) \quad (109)$$

Para o nosso caso em que $\delta = 5\%$ pode-se considerar:

$$\frac{2 + \delta}{1 + \delta} = \frac{2 + 0,05}{1 + 0,05} \cong 2 \quad (110)$$

Portanto:

$$Z_h \cong R(1 + j2Q\delta) \quad (111)$$

$$|Z_h| \cong R\sqrt{1 + 4\delta^2 Q^2} \quad (112)$$

Tomando a admitância em (111):

$$Y_h \cong \frac{1}{R(1 + j2Q\delta)} \quad (113)$$

Multiplicando pelo conjugado no numerador e denominador:

$$Y_h \cong \frac{1 - j2\delta Q}{R(1 + 4\delta^2 Q^2)} \quad (114)$$

Dessa forma, pode-se separar a admitância em seus termos de condutância e susceptância:

$$G_h \cong \frac{1}{R(1 + 4\delta^2 Q^2)} \quad (115)$$

$$B_h \cong \frac{2\delta Q}{R(1 + 4\delta^2 Q^2)} \quad (116)$$

Agora faz-se algumas considerações a respeito da tensão harmônica V_h que deve ser minimizada por meio de um Q ótimo que maximiza Y_h . Para isso, deve-se escolher, de maneira pessimista, os parâmetros que não estão sob o controle do projetista, como o fator de dessintonia δ e a admitância da rede Y_{hr} , enquanto as que estão sob o domínio do projetista são escolhidas otimamente, como Q e o tamanho do filtro, portanto é utilizado o valor de $\delta_{max} = 0,05$ e para impedância da rede serão feitas algumas considerações:

$$|V_h| = \frac{|I_h|}{|Y_h|} = \frac{|I_h|}{|Y_{hf} + Y_{hr}|} = \frac{|I_h|}{\sqrt{(G_{hf} + G_{hr})^2 + (B_{hf} + B_{hr})^2}} \quad (117)$$

Onde:

V_h : tensão harmônica;

I_h : corrente harmônica total;

Y_h : admitância harmônica total;

Y_{hf} : admitância harmônica do filtro;

Y_{hr} : admitância harmônica da rede;

G_{hf} : condutância harmônica do filtro;

G_{hr} : condutância harmônica da rede;

B_{hf} : susceptância harmônica do filtro;

B_{hr} : susceptância harmônica da rede.

a) Caso 1: Impedância da rede infinita.

Para essa situação, tem-se que Y_{hr} tende a 0, o que faz com que toda a corrente harmônica flua pelo filtro que será sempre o caminho de menor impedância, de forma que a única parcela da admitância que sobra é a relativa ao filtro, portanto:

$$|V_h| = \frac{|I_h|}{|Y_{hf}|} = |I_h| \cdot R \sqrt{1 + 4\delta_{max}^2 Q^2} \quad (118)$$

Substituindo (99) em (118):

$$|V_h| = \frac{|I_h|}{|Y_{hf}|} = |I_h| \cdot X_{Leq} \sqrt{Q^{-2} + 4\delta_{max}^2} \quad (119)$$

De (119) percebe-se que com Q está elevado a um número negativo, para se minimizar o $|V_h|$ ele deve tender ao infinito, o que resulta em:

$$|V_h| = 2\delta_{max}|I_h| \cdot X_{Leq} \quad (120)$$

Essa suposição é bem otimista (para não dizer “ideal), visto que, o desempenho da filtragem seria sempre satisfatório, pois o filtro seria sempre o caminho de menor impedância para qualquer que seja a frequência do sinal de corrente. Outro fato que se deve atentar é que o fator de qualidade tem um limite que vai depender do indutor que será implementado no projeto, de forma que, ao se escolher um Q que não reduza a tensão harmônica em um nível aceitável, deve-se diminuir X_{Leq} por meio do aumento do tamanho do filtro, que é definido como a potência reativa que o filtro fornece na frequência fundamental (SILVA, 2007).

b) Caso 2: Rede puramente reativa e em ressonância com o filtro.

Passando agora para a suposição mais pessimista entre todas, em que o filtro entra em ressonância com a rede e, portanto, $(B_{hf} + B_{hf}) = 0$, bem como por se tratar de uma rede puramente reativa, $G_{hr} = 0$, de forma que:

$$|V_h| = \frac{|I_h|}{|G_{hf}|} = |I_h| \cdot X_{Leq} (Q^{-1} + 4\delta_{max}^2 Q) \quad (121)$$

Fazendo a derivada do termo que está entre parêntesis em função de Q e igualando a zero para se obter o mínimo tem-se:

$$Q = \frac{1}{2\delta_{max}} \quad (122)$$

Com isso, a tensão harmônica resulta em:

$$|V_h| = 4\delta_{max}|I_h| \cdot X_{Leq} \quad (123)$$

Percebe-se que o valor encontrado é justamente o dobro do **Caso 1**, o que confirma o caso como bem pessimista. Para otimização, busca-se um valor que esteja entre esses dois casos, que preze pelas condições reais de operação de uma rede de baixa tensão e, mesmo assim, consiga fornecer um fator de qualidade ótimo. Além disso, a ressonância entre a rede e o filtro é uma situação improvável em um sistema bem projetado, pois se leva em consideração o amortecimento devido às perdas tanto na rede quanto no filtro, atenuando a tensão harmônica.

c) Caso 3: Rede com ângulo de impedância limitado.

Para essa condição, considera-se o ângulo de impedância da rede φ_Z limitado a 90° segundo Texeira (2009), por meio do método do lugar geométrico das admitâncias, pode-se demonstrar que a admitância mínima da rede para esse caso é dado por:

$$Y_{hr} = \frac{\cos(\varphi_Z) \cdot (2Q\delta \cdot \tan(\varphi_Z) - 1)}{R(1 + 4Q^2\delta^2)} \quad (124)$$

O que gera a seguinte expressão para a tensão harmônica:

$$V_h = |I_h| \cdot X_{Leq} \frac{(1 + 4Q^2\delta^2)}{[Q(\text{sen}(\varphi_Z) + 2Q\delta \cos(\varphi_Z))]} \quad (125)$$

Dessa forma é possível obter um Q ótimo (Q_o) que surge da manipulação de (125) para o menor valor de V_h para esse caso, considerando a máxima dessintonia:

$$Q_o = \frac{1 + \cos(\varphi_Z)}{2\delta_{max} \cdot \text{sen}(\varphi_Z)} \quad (126)$$

Isso faz com que:

$$V_h = \delta_{max} |I_h| \cdot X_{Leq} \frac{4}{1 + \cos(\varphi_Z)} \quad (127)$$

De (127), percebe-se que ao fazer $\varphi_Z = 90^\circ$, a rede será puramente reativa e se encontra o valor obtido no **Caso 2**, que é bastante pessimista. Agora, fazendo $\varphi_Z = 0^\circ$ chega-se no valor mais otimista apresentado no **Caso 1**. Dessa forma, nota-se que os valores estarão sempre entre esses extremos.

3.4.2.2 Dimensionamento do capacitor (C)

Para o projeto da malha passiva de um filtro híbrido de dupla sintonia, a escolha do capacitor é de suma importância, pois ela vai nortear o dimensionamento dos demais componentes do filtro. Além de atenuar as harmônicas desejadas, o capacitor tem o papel de corrigir o excedente reativo da rede, aumentando o fator de deslocamento. Sabe-se que a ANEEL PRODIST 8, estipula um valor igual ou superior a 0,92 indutivo de forma que o capacitor deve fornecer uma potência reativa que eleve esse fator de deslocamento para o intervalo requisitado.

Por meio do *Software* PSCAD/EMTDC, para o cenário de carga apresentado em 3.3 é obtido o valor do fator de deslocamento F_{desl} e a potência ativa trifásica na frequência fundamental $P_{3\phi}$. Com o fator de deslocamento, pode-se encontrar o ângulo de deslocamento

ϕ_{desl} :

$$\phi_{desl} = \cos^{-1}(F_{desl}) \quad (128)$$

Com esse ângulo, é possível encontrar a potência reativa trifásica na frequência fundamental $Q_{L3\phi}$ por:

$$Q_{L3\phi} = P_{3\phi} \cdot \tan(\phi_{desl}) \quad (129)$$

Diante disso, pode-se encontrar a potência reativa devida ao capacitor do filtro $Q_{C3\phi}$, que eleva o fator de deslocamento pra um nível adequado conforme a equação (4):

$$Q_{C3\phi} = Q_{L3\phi} - P_{3\phi} \cdot \tan(\cos^{-1}(0,92)) \quad (130)$$

Com esse valor, agora é possível calcular a capacitância C do filtro por meio de (131):

$$C = \frac{Q_{C3\phi}}{3 \cdot V_{RMS}^2 \cdot \omega} \quad (131)$$

Onde:

C : capacitância da malha passiva do filtro;

V_{RMS} : tensão de fase eficaz;

ω : frequência fundamental;

$Q_{C3\phi}$: potência reativa trifásica na frequência fundamental.

Entretanto, sendo mais rigoroso na análise, percebe-se que esse valor é equivalente a inserção de um banco de capacitores na rede, porém, se pretende instalar um filtro sintonizado que vai conter também uma parcela indutiva, de forma que se deve levar isso em consideração. Na frequência de sintonia, tem-se:

$$h\omega L = \frac{1}{h\omega C} \quad (132)$$

Isolando-se L :

$$L = \frac{1}{h^2\omega^2 C} \quad (133)$$

A equação (133) foi desenvolvida para a situação de ressonância, porém, como o L é constante, é válida também para a frequência fundamental, de forma que:

$$X_R = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega \frac{1}{h^2\omega^2 C} - \frac{1}{\omega C} = \frac{-1 + \frac{1}{h^2}}{\omega C} = -\frac{1}{\omega C_{eq}} \quad (134)$$

Onde:

X_R : reatância resultante na frequência fundamental.

De (134) infere-se também que:

$$C_{eq} = \frac{C}{1 - \frac{1}{h^2}} \quad (135)$$

A equação (135) mostra que, no caso da implementação de um filtro sintonizado, ao invés de um banco de capacitor simples, a capacitância equivalente vista pela rede é maior que a dada pela equação (131) de forma que quanto menor for a harmônica de sintonia, maior será a capacitância e, por conseguinte, a potência reativa fornecida.

Conclui-se, portanto, que um filtro sintonizado na 3ª harmônica com o mesmo valor de capacitância projetado para um banco de capacitores injetará um percentual maior de potência reativa capacitiva dado pela seguinte expressão:

$$\Delta C\% = \frac{C_{eq} - C}{C} 100 = \frac{\frac{C}{1 - \frac{1}{9}} - C}{C} 100 = \frac{\frac{C}{8} - C}{C} 100 = \frac{1}{8} 100 = 12,5\% \quad (136)$$

Dessa forma, o valor de capacitância deve ser calculado por (131) e corrigido por (135) dependendo da ordem harmônica que se quer compensar (no caso desse trabalho $h = 5$).

3.4.2.3 Dimensionamento do indutor (L_3)

Uma vez dimensionado o capacitor C , passa-se agora para os outros elementos do filtro a começar pela indutância L_3 que é dada por:

$$L_3 = \frac{1}{(3\omega)^2 C} \quad (137)$$

O filtro passivo de dupla sintonia pode ser entendido como dois filtros passivos sintonizados onde: $R_3 + L_3 + C$ estão sintonizados para a 3ª harmônica e $R_5 + L_5 + C$ para a 5ª harmônica.

3.4.2.4 Dimensionamento do resistor (R_3)

Para o resistor R_3 , deve-se considerar o fator de qualidade (já discutido em 3.4.2.1) associando-o a sua a indutância L_3 por meio de:

$$R_3 = \frac{3\omega L_3}{Q} \quad (138)$$

Esse parâmetro do filtro, associado às suas perdas ôhmicas, serve como um fator de amortecimento para a resposta em frequência do filtro. Dessa forma, o valor de Q nesse trabalho será de 150, 200 e 250, como forma de avaliar o desempenho e a influência desse fator no desempenho da filtragem. como também será testado o valor de Q_o dado pela equação (126). Para isso, deve se conhecer o ângulo de impedância da rede que será dada por:

$$\varphi_{hz} = \tan^{-1} \left(\frac{120 \cdot \pi \cdot h \cdot L_r}{R_r} \right) \quad (139)$$

Onde:

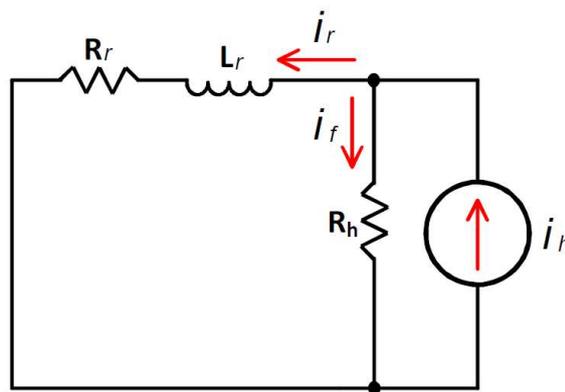
φ_{hz} : ângulo de impedância de ordem h;

L_r : indutância da rede;

R_r : Resistência da rede.

Nesse momento, com a escolha do capacitor C , indutor para a terceira harmônica L_3 e o resistor de amortecimento R_3 pode-se realizar simulações com o intuito de conferir se houve o aumento esperado do fator de deslocamento e se a componente de 3ª harmônica foi reduzida para valores abaixo dos requisitos normativos. A Figura 35 mostra o circuito equivalente do sistema para a condição de ressonância, onde só a resistência do filtro é enxergada pela corrente harmônica para essa frequência.

Figura 35 - Circuito equivalente do filtro sintonizado



Fonte: Kassick (2008).

Por meio da análise desse circuito, é possível chegar em uma equação que relaciona o valor de R_h e a distorção harmônica individual apresentada em (27) em valores percentuais.

$$R_h = \frac{DHI \cdot I_1}{I_h^2 - DHI \cdot I_1^2} \left(R_r \cdot DHI \cdot I_1 \pm \sqrt{R_r \cdot I_1^2 + X_{Lrh}^2 \cdot (I_h^2 - DHI \cdot I_1^2)} \right) \quad (140)$$

Onde:

R_h : Resistência para ordem h;

I_h : corrente harmônica total;

I_1 : corrente fundamental;

R_r : resistência da rede;

X_{Lrh} : reatância da rede para a harmônica h;

DHI : distorção harmônica individual.

Para essa situação, se o fator de deslocamento não aumentar para um valor igual ou superior que 0,92, o capacitor deve ser substituído por outro maior, que se aproxime mais do valor requerido, bem como fazer associações entre capacitores comerciais para se encontrar um valor próximo da capacitância calculada (nesse caso o indutor será outro e a resistência também será corrigida, mas Q permanecerá constante). Caso seja a DHI que não chegue aos valores desejados, o capacitor deve se manter e o fator de qualidade deve ser alterado.

3.4.2.5 Dimensionamento do indutor (L_5)

Como a malha passiva do filtro em questão é de dupla sintonia, deve-se agora seguir os mesmos passos anteriores para especificar os elementos sintonizados na 5ª harmônica visto que, é aquela que apresentou o maior valor eficaz depois da 3ª harmônica, pois como já foi mencionado, pode-se considerar o filtro de dupla sintonia como a junção de dois filtros sintonizados. A diferença é que agora o enfoque será apenas em reduzir a DHI, pois o fator de deslocamento já foi otimizado na especificação do indutor L_3 no passo anterior. L_5 é dado por:

$$L_5 = \frac{1}{(5\omega)^2 C} \quad (141)$$

3.4.2.6 Dimensionamento do resistor (R_5)

Para o dimensionamento de R_5 a equação utilizada é similar a (138), mudando apenas o valor de indutância para a 5ª ordem e usando 5 ao invés de 3:

$$R_5 = \frac{5\omega L_5}{Q} \quad (142)$$

Com esse valor, é necessário avaliar também por meio de (140) e observar se os valores atingidos para atenuação da 5ª harmônica são satisfatórios. Se isso não ocorrer, deve-se aumentar o fator de qualidade.

3.4.2.7 Dimensionamento do indutor (L_n) e do resistor (R_n)

A terceira harmônica, bem como as suas múltiplas, apresenta um comportamento assimétrico em sua composição, de forma que quando as contribuições das fases a , b e c se somam no centro estrela do filtro, elas ao invés de se anularem, como a componente fundamental em um sistema equilibrado e balanceado, acabam se somando e triplicando a corrente que flui pelo neutro. Pode-se dizer também que elas são chamadas de componentes homopolares, ou de sequência 0.

Dessa forma, os elementos L_n e R_n que vão compor a dupla sintonia da malha passiva são multiplicados por 3, de forma que:

$$L_3 = L_5 + 3L_n \quad (143)$$

$$R_3 = R_5 + 3R_n \quad (144)$$

Isolando-se L_n e R_n em (143) e em (144):

$$L_n = \frac{L_3 - L_5}{3} \quad (145)$$

$$R_n = \frac{R_3 - R_5}{3} \quad (146)$$

3.4.2.8 Dimensionamento do indutor (L_f)

No capítulo 2 foi mencionado que um dos maiores causadores de harmônicas nos sistemas de energia, são os equipamentos baseados em eletrônica de potência como é o caso da malha ativa do filtro híbrido apresentado nesse trabalho. Nesse sentido, sabe-se que o próprio conversor responsável pela filtragem das distorções acaba promovendo algumas delas devido ao chaveamento em alta frequência dos componentes semicondutores.

Diante disso, é interessante conectar as malhas ativa e passiva por meio de um indutor L_f que vai justamente reduzir as harmônicas provenientes do conversor. Essa indutância é dada por:

$$L_f = \frac{V_{g(RMS)}}{2 \cdot \sqrt{6} \cdot f_{SW} \cdot i_{ripple}} \quad (147)$$

Onde:

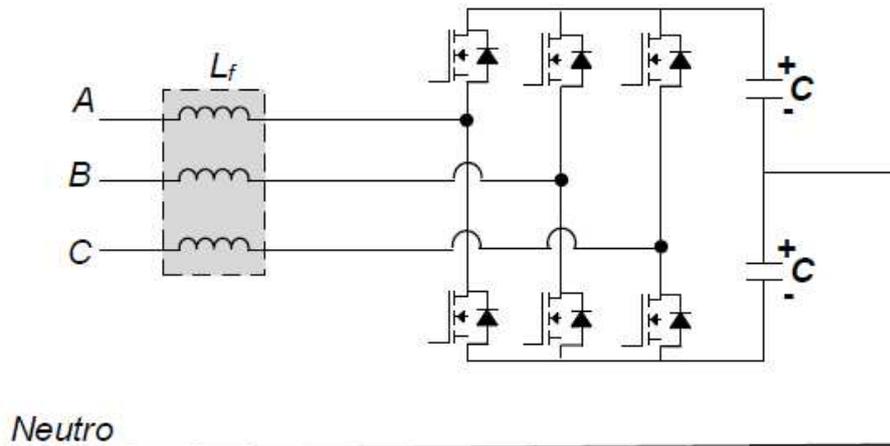
L_f : indutância do filtro L na saída do conversor;

$V_{g(RMS)}$: tensão de fase eficaz da rede;

f_{SW} : frequência de chaveamento dos semicondutores do conversor;

i_{ripple} : é a oscilação da corrente máxima do conversor, nesse caso considerada 10%.

Figura 36 - Filtro L_f na saída do conversor



Fonte: Santos (2020).

4 RESULTADOS

Neste capítulo é abordado os resultados da simulação do filtro híbrido aplicado no sistema de distribuição em baixa tensão. A norma apresentada na seção 2.2.1 (*IEEE Std. 519*) estabelece os limites de DHI e DHT em sistemas cujo nível de tensão seja entre 120 V e 69 kV (Tabela 4). Dessa forma, é possível encontrar a corrente de curto circuito no ponto onde a carga está alocada. Primeiramente se encontra a corrente de base I_b :

$$I_b = \frac{P_b}{V_b} = \frac{225}{\sqrt{3} \cdot 0.380} = 341,85 \text{ A} \quad (148)$$

Agora deve-se encontrar a corrente máxima de curto trifásica:

$$I_{sc} = \frac{I_b}{|Z_{tot}|} = \frac{341,85}{0,09611} = 3,56 \text{ kA} \quad (149)$$

Em simulação no *PSCAD/EMTDC* foi possível obter a corrente drenada pela carga tem o valor de 40 A. Com isso, se o obtêm a relação necessária para determinar os limites de distorção segundo a norma *IEEE Std. 519* (Figura 37).

$$I_{sc}/I_L = \frac{3560}{40} = 89 \quad (150)$$

Figura 37 - Definição dos valores permitidos de distorção

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order						
I_{sc}/I_L	$2 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 < 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 < 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 < 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Fonte: IEEE Std. 519 (2022).

Com base nas equações apresentadas no capítulo 4 foi possível dimensionar os componentes da malha passiva e especificar os valores relativos ao controle da malha ativa do filtro híbrido. Foi feito o procedimento de dimensionamento para valores Q iguais a 150, 200 e 250 como forma de avaliar a influência do fator de qualidade no projeto do filtro. A simulação para os diferentes casos foi feita via *PSCAD/EMTDC* com o tempo de 4 segundos.

0 – 1 segundos: operação normal do sistema;

1 – 3 segundos: conexão da malha passiva;

3 – 4 segundos: conexão da malha ativa.

Os valores obtidos no procedimento de cálculo estão resumidos na Tabela 11. Nela foram aplicados os 3 valores estudados para o fator de qualidade (150, 200 e 250), sendo obtidos os valores de R_5 e R_n equivalentes.

Tabela 11 - Parâmetros do sistema simulado

Parâmetros do sistema	Valores
Potência das cargas trifásicas	25,2 kVA - FP = 0,838 - 380 V
Resistência da rede	0,076588 pu
Reatância da rede	0,058071 pu
Q_1	150
Q_2	200
Q_3	250
Capacitância C da malha passiva	100 μ F
Indutância L_5 da malha passiva	2,814 mH
Resistência $R_{5(1)}$ da malha passiva	35m Ω
Resistência $R_{5(2)}$ da malha passiva	27 m Ω
Resistência $R_{5(3)}$ da malha passiva	21 m Ω
Indutância L_n da malha passiva	1,668 mH
Resistência $R_{n(1)}$ da malha passiva	7,86 m Ω
Resistência $R_{n(2)}$ da malha passiva	5,90 m Ω
Resistência $R_{n(3)}$ da malha passiva	4,72 m Ω
Indutância L_f nos terminais da malha ativa	800 μ H
Capacitância C_{cc} do barramento CC da malha ativa	3000 μ F
Tensão no barramento CC da malha ativa	70 V
Ganho k do SOGI	$\sqrt{2}$
Ganho γ do FLL	100
K_p e K_i do barramento CC	1 e 80
a_1 do SOGI	1,947
a_2 do SOGI	-0,948
b_0 do SOGI	0,026
b_2 do SOGI	-0,026

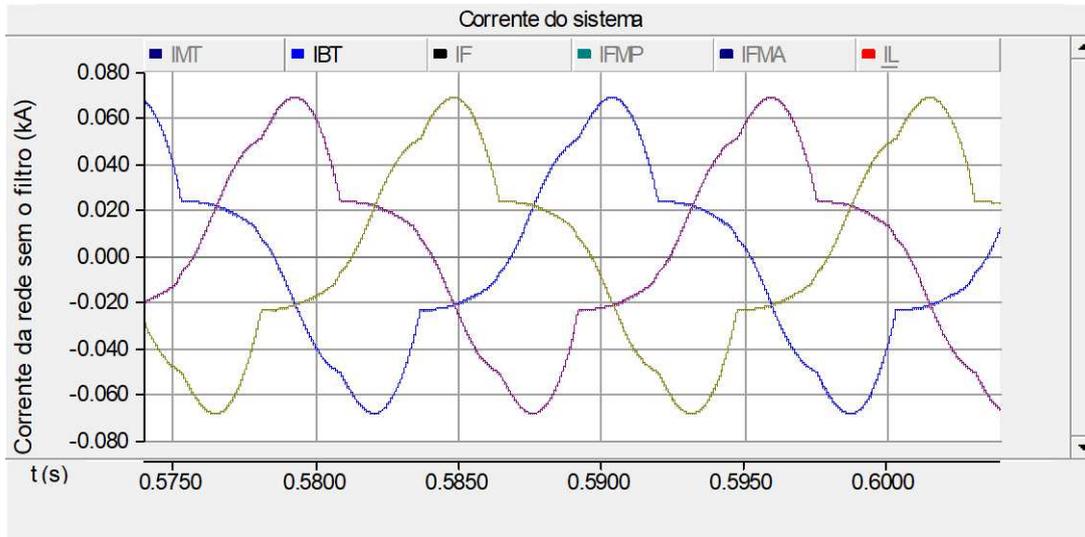
Fonte: Próprio autor.

4.1 Correntes do sistema

Com o cenário de carga apresentado em 3.3, foi obtido um valor de DHT igual 25,21%, o que está acima do limite permitido para esse nível de curto circuito, segundo a norma *IEEE Std.*

519, que estabelece o máximo de 12%. Na Figura 38 é possível ver a forma de onda da carga antes da atuação do filtro híbrido.

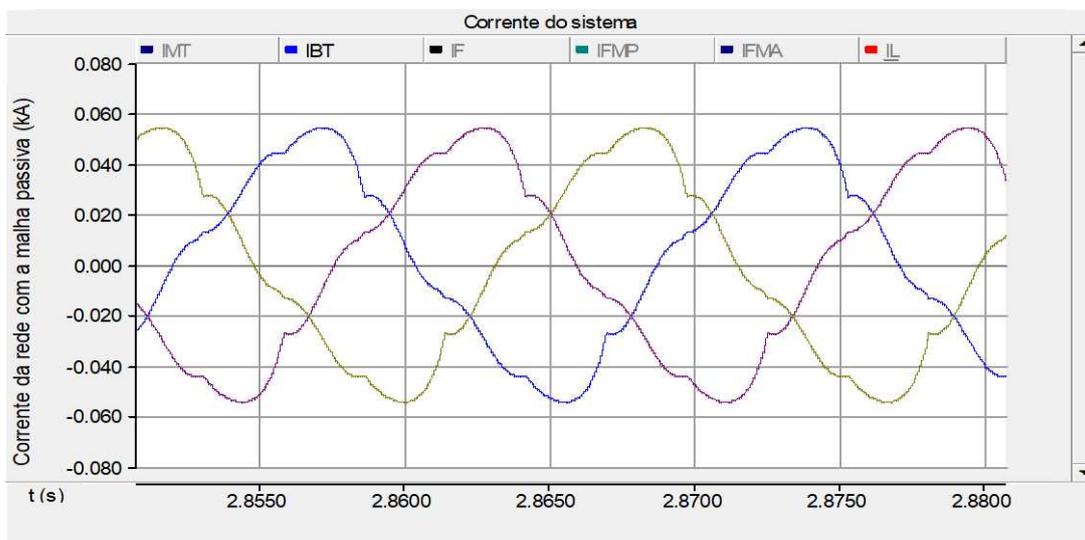
Figura 38 - Forma de onda da corrente sem o filtro



Fonte: Próprio autor.

Quando se tem o acionamento da malha passiva (em 1 segundo da simulação), percebe-se claramente uma melhora no formato de onda da corrente. Isso se deve ao fato da malha passiva estar sintonizada para atenuar as duas maiores componentes harmônicas do sistema, fazendo com que haja uma redução das distorções provocadas por elas (3ª e 5ª ordem). A Figura 39 ilustra a forma de onda após a inserção da malha passiva.

Figura 39 - Forma de onda da corrente com a malha passiva

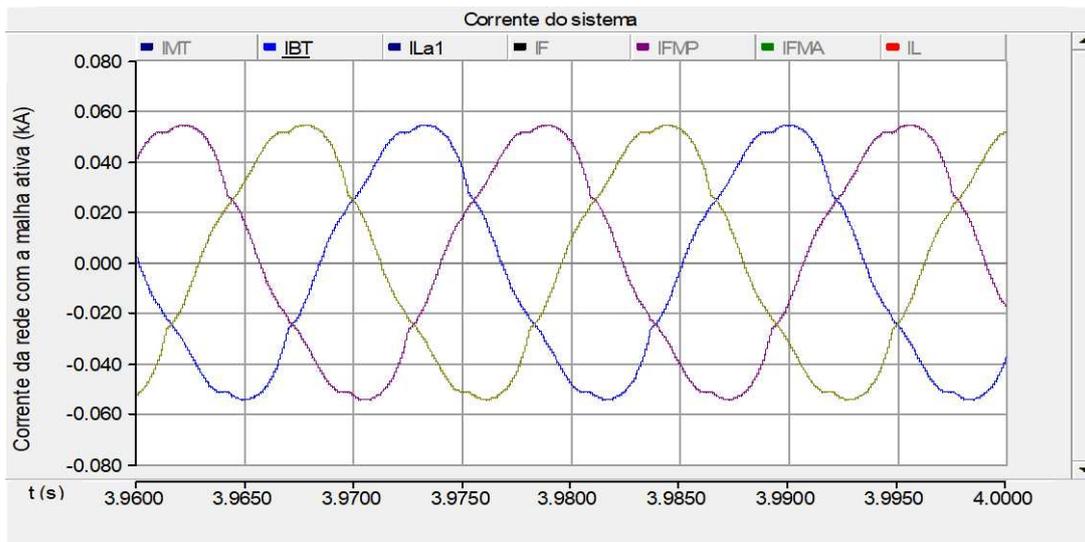


Fonte: Próprio autor.

Após isso, em 3 segundos, o conversor da malha ativa é conectado ao sistema para mitigar

o restante das harmônicas e ainda mais da terceira e quinta. Com essa atuação, é possível reduzir os níveis de DHT do sistema para aqueles especificados na norma *IEEE Std. 519* e tornar as formas de ondas muito próximas a uma senoide perfeita. A Figura 40 ilustra as formas de onda de corrente com a atuação total do filtro híbrido de dupla sintonia apresentado nesse trabalho.

Figura 40 - Forma de onda da corrente com o filtro híbrido



Fonte: Próprio autor.

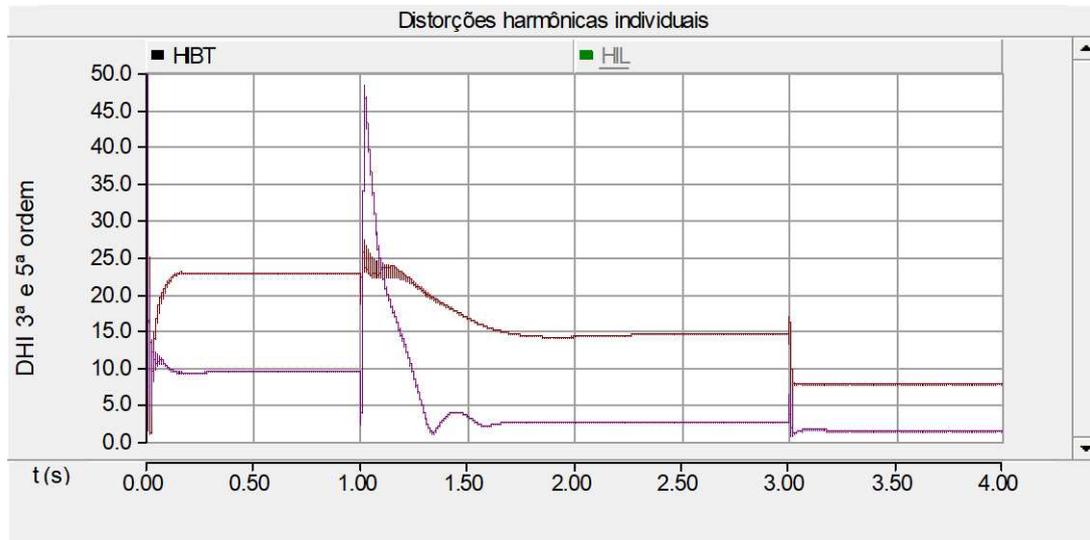
Como forma de avaliar a influência do fator de qualidade (Q), foram realizadas simulações para 3 diferentes valores (150, 200 e 250) e os resultados das simulações se encontram nas Figuras de 41 até 46. Nas Figuras 41, 43 e 45; estão representadas as DHI da 3ª e 5ª ordem, que sem a atuação da malha passiva têm valores de 22,67% e 9,31%, respectivamente. Com isso, o valor para a terceira harmônica está bem acima do limite especificado na Figura 37 e o valor para a quinta harmônica está bem próximo desse limite.

Nas Figuras 42, 44 e 46; está ilustrada a DHT do sistema onde é possível notar significativa redução fornecida pela malha passiva para um valor bem próximo do normativo. Quando a malha ativa passar a funcionar, o filtro híbrido garante a operação do sistema dentro dos limites estabelecidos na norma *IEEE Std. 519*.

Na Tabela 12 estão resumidos os valores de distorções individuais e totais encontrados para cada Q especificado no presente trabalho. Nota-se que com o aumento do fator de qualidade houve uma redução tanto de DHI como de DHT das correntes do sistema. Além disso, pode-se perceber um pequeno acréscimo na 7ª ordem harmônica com o aumento do Q e isso se deve ao fato da redução da faixa de banda passante (FBP) do filtro, o que acaba tornando o filtro mais seletivo na harmônica sintonizada, mas perdendo a capacidade de mitigar as harmônicas vizinhas. Além desse detalhe, vale destacar que um fator de qualidade maior significa um maior custo dos elementos da

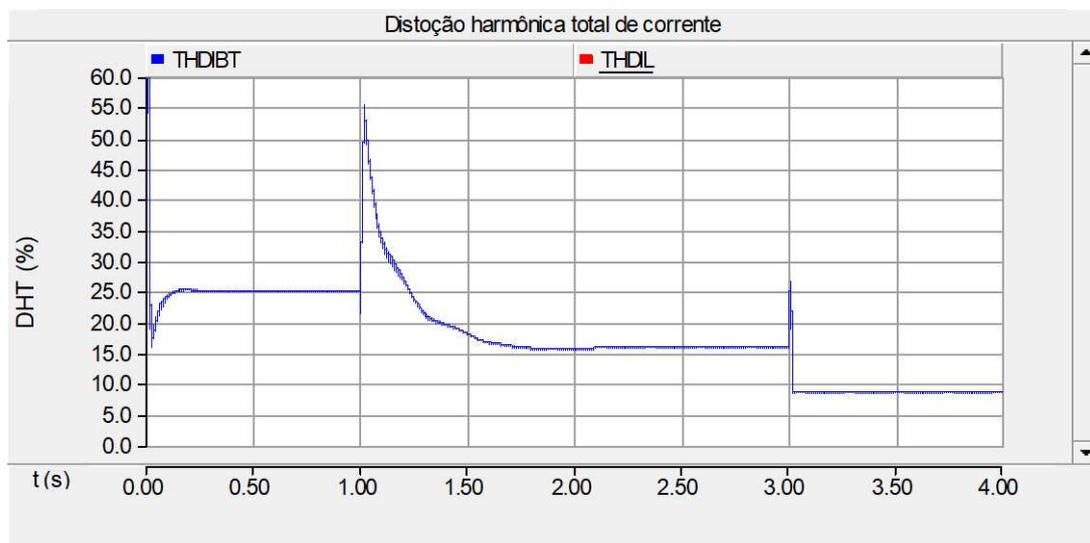
malha passiva.

Figura 41 - DHI de corrente da 3ª e 5ª ordem com $Q = 150$



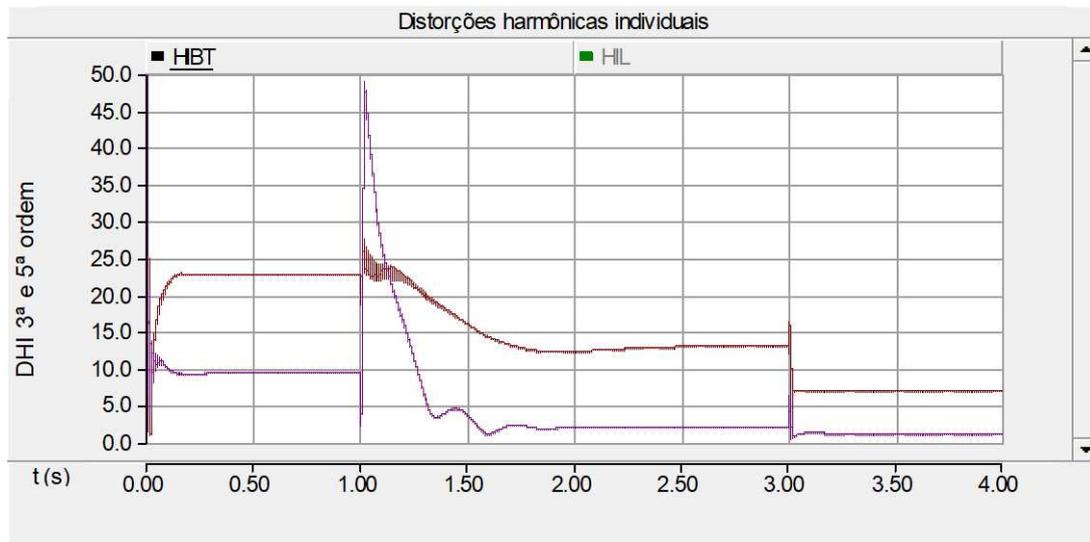
Fonte: Próprio autor.

Figura 42 - DHT de corrente para $Q = 150$



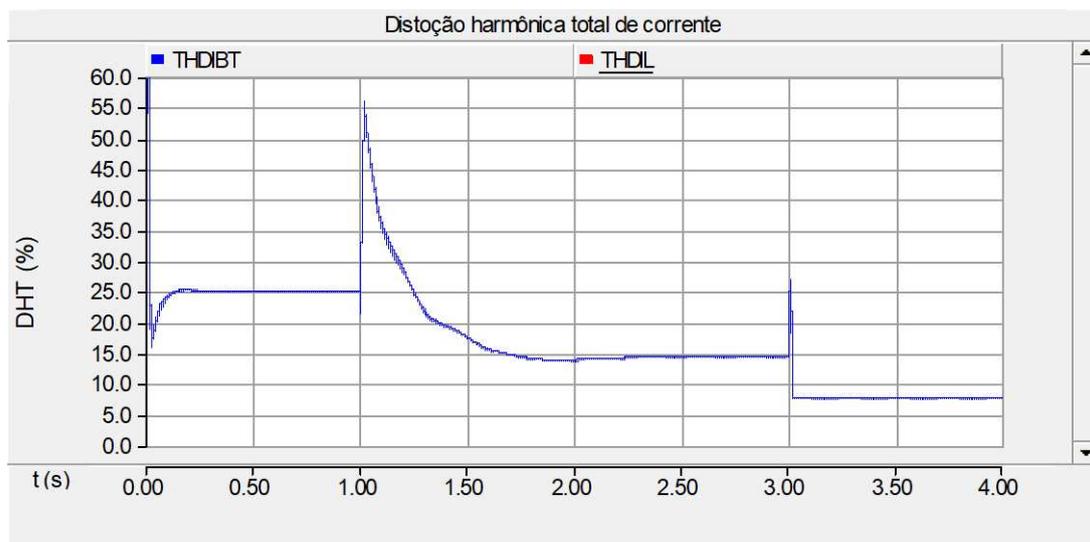
Fonte: Próprio autor.

Figura 43 - DHI de corrente da 3ª e 5ª ordem com $Q = 200$



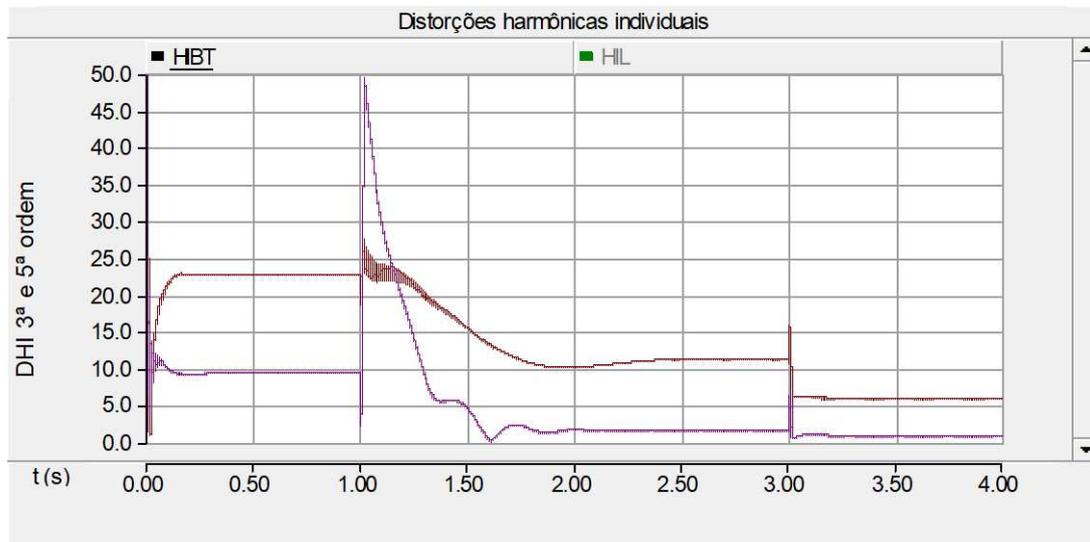
Fonte: Próprio autor.

Figura 44 - DHT de corrente para $Q = 200$



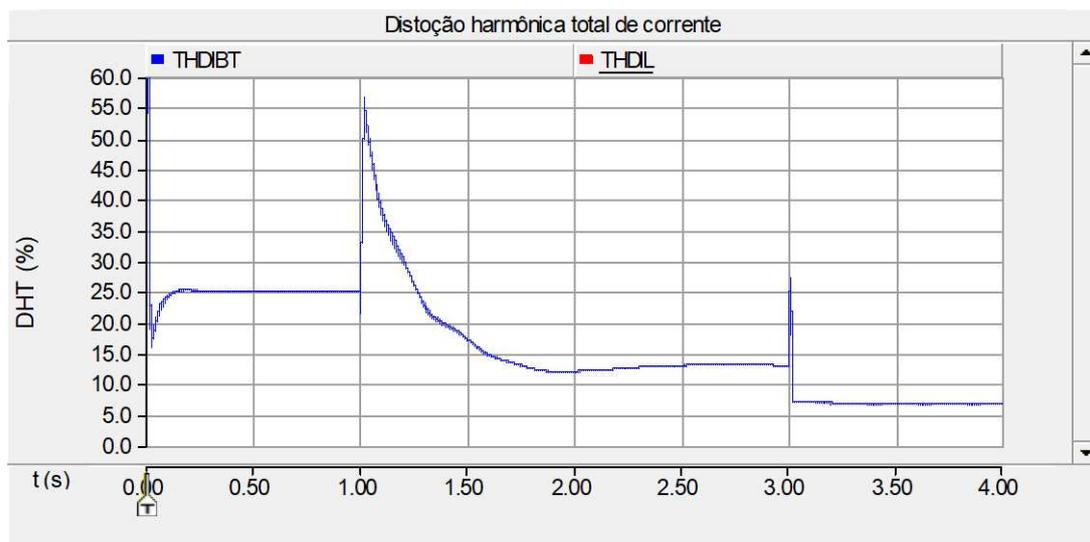
Fonte: Próprio autor.

Figura 45 - DHI de corrente da 3ª e 5ª ordem com $Q = 250$



Fonte: Próprio autor.

Figura 46 - DHT de corrente para $Q = 250$



Fonte: Próprio autor.

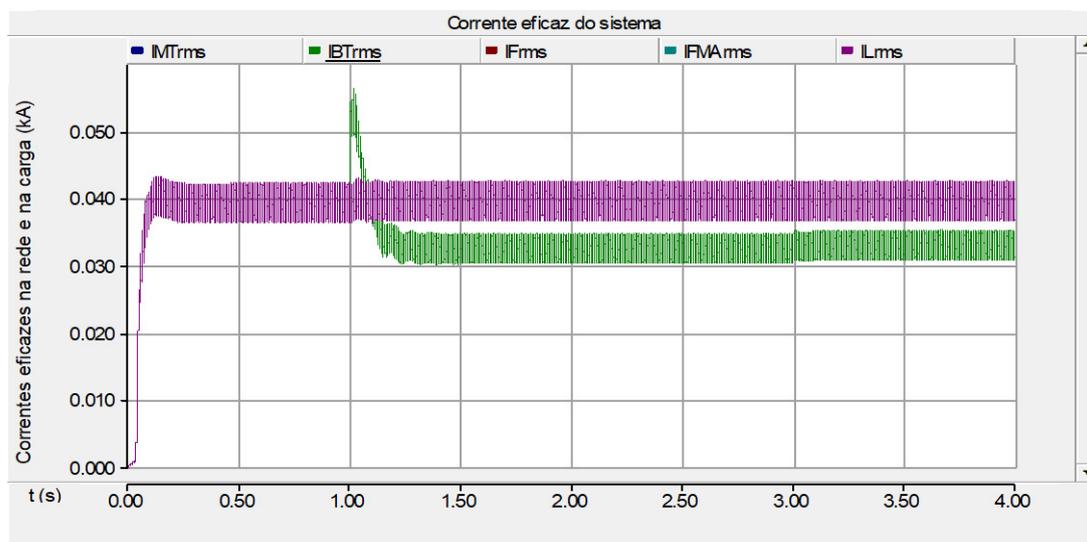
Tabela 12 - Resumo das distorções individuais e totais

Resumo das distorções harmônicas de corrente							
Ordem harmônica	Sem filtro	Q = 150		Q = 200		Q = 250	
		Malha passiva	Malha ativa	Malha passiva	Malha ativa	Malha passiva	Malha ativa
		DHI (%)	DHI (%)	DHI (%)	DHI (%)	DHI (%)	DHI (%)
1	100	100	100	100	100	100	100
3	22,67	14,50	7,68	12,89	6,82	11,27	5,94
5	9,31	2,52	1,33	1,98	1,04	1,55	0,82
7	5,06	5,34	2,81	5,35	2,82	5,36	2,83
9	1,29	1,42	0,75	1,43	0,75	1,43	0,75
11	1,99	2,12	1,12	2,12	1,12	2,12	1,12
13	1,26	1,36	0,71	1,36	0,72	1,36	0,72
15	0,40	0,44	0,23	0,44	0,23	0,44	0,23
17	1,04	0,98	0,52	0,98	0,52	0,98	0,52
19	0,58	0,63	0,33	0,63	0,33	0,63	0,33
21	0,18	0,20	0,11	0,20	0,11	0,20	0,11
23	0,52	0,56	0,30	0,56	0,30	0,56	0,30
25	0,36	0,39	0,20	0,39	0,20	0,39	0,20
27	0,14	0,14	0,07	0,14	0,08	0,14	0,08
29	0,40	0,43	0,23	0,43	0,23	0,43	0,23
31	0,30	0,32	0,16	0,32	0,17	0,32	0,17
THD (%)	25,21	16,00	8,47	14,47	7,64	13,00	6,86

Fonte: Próprio autor.

A Figura 47 mostra uma comparação entre a corrente eficaz da rede e a corrente eficaz da carga com a atuação do filtro híbrido. Na figura, fica evidente a significativa redução na corrente eficaz que circula pela rede, devido a filtragem que mitigou o conteúdo harmônico do sistema. Dessa forma, o filtro acaba tornando o sistema mais eficiente, reduzindo as perdas do sistema de distribuição em baixa tensão e permitindo uma maior disponibilidade para atendimento dos consumidores.

Figura 47 - Corrente eficaz na rede e na carga

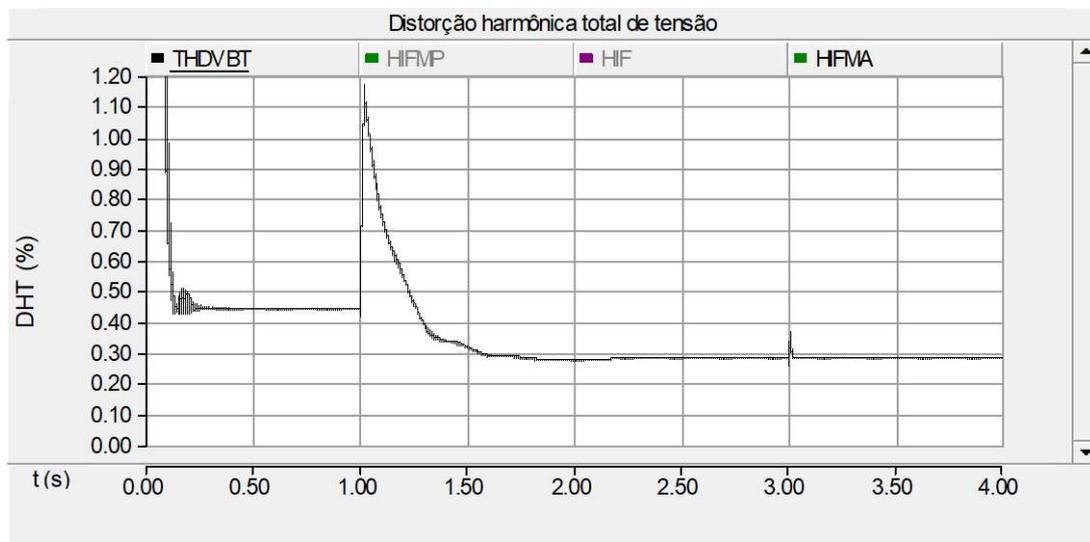


Fonte: Próprio autor.

4.2 Tensões do sistema

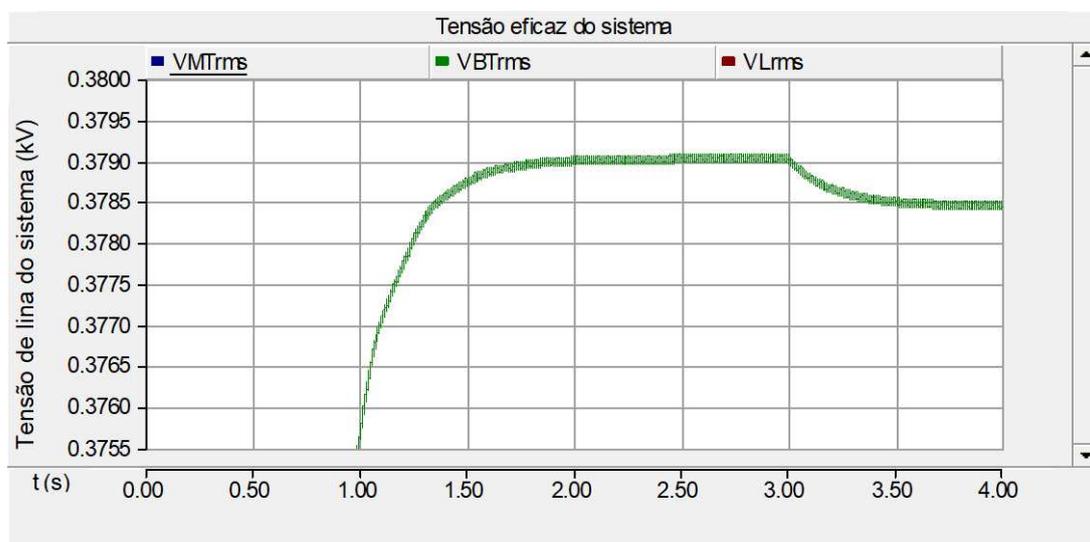
Uma rede que alimenta muitas cargas não lineares e que, portanto, tenham um significativo conteúdo harmônico de corrente, acabam por distorcer também a forma de onda de tensão e, isso se agrava mais em situações onde a impedância da rede é maior. A Figura 48 mostra o valor de DHT de tensão no PCC, que já estava dentro dos limites estabelecidos na norma *IEEE Std. 519*, mas, ainda assim, houve uma melhoria devido a redução das harmônicas de corrente.

Figura 48 - DHT de tensão no PCC



Fonte: Próprio autor.

Figura 49 - Tensão eficaz no PCC



Fonte: Próprio autor.

Tabela 13 - Resumo da DHT de tensão no PCC

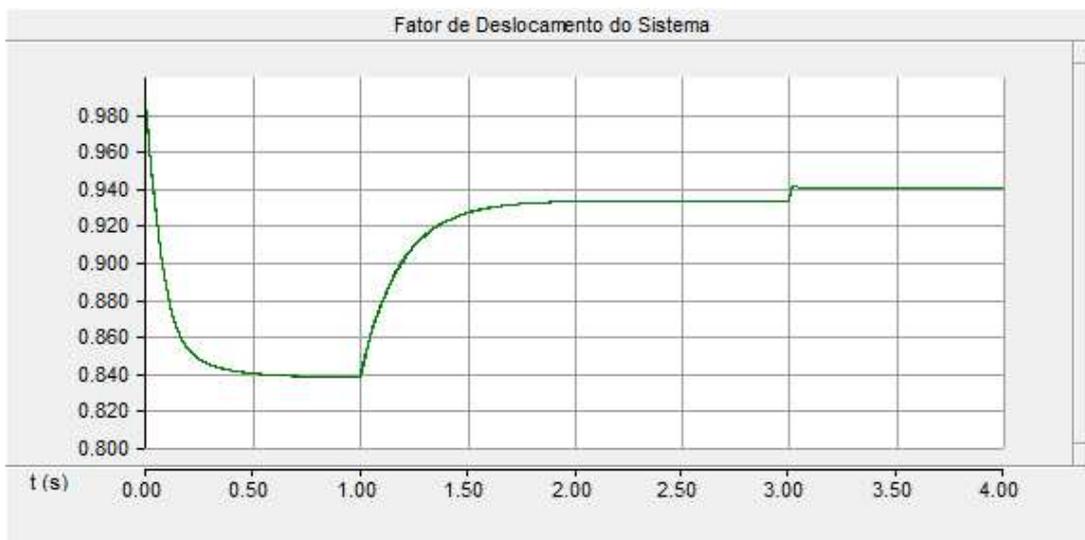
Resumo das distorções harmônicas de tensão		
Sem filtro	Malha passiva	Malha ativa
DHT (%)	DHT (%)	DHT (%)
0,44	0,28	0,27

Fonte: Próprio autor.

4.3 Fator de potência do sistema

Com a Figura 50 percebe-se uma elevação do fator de potência do sistema por meio do fator de deslocamento. O capacitor da malha passiva foi dimensionado justamente para elevar o fator de potência de um valor de 0,838 para um valor acima de 0,92 conforme exige o PRODIST e as concessionárias de energia. Nota-se ainda uma pequena elevação no fator de deslocamento quando a malha ativa é conectada. Isso se deve ao fato da malha ativa também mitigar a parte oscilante da potência reativa instantânea (\tilde{q}).

Figura 50 - Fator de deslocamento do sistema

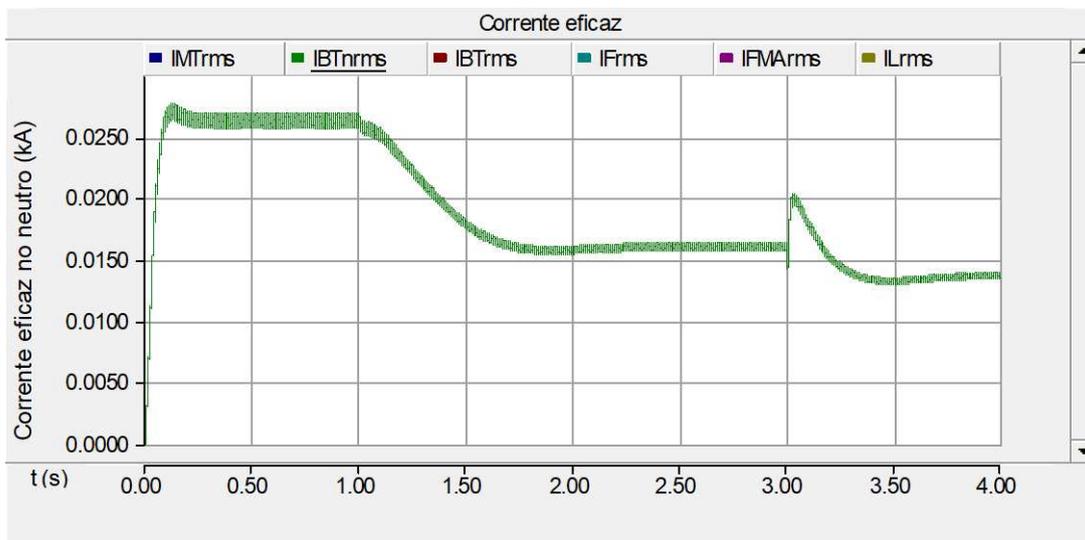


Fonte: Próprio autor.

4.4 Corrente do neutro

A Figura 51 mostra a corrente eficaz no neutro da rede. Nota-se que quando a malha passiva é conectada, ocorre uma redução significativa na corrente de neutro do sistema, pois a terceira harmônica é dita assimétrica e tende a circular por esse condutor, aumentando o valor eficaz da corrente. Com a conexão da malha ativa é possível perceber ainda uma redução no valor eficaz devido a atenuação das outras harmônicas assimétricas. Dessa forma, o condutor de neutro não precisa ser superdimensionado para uma magnitude elevada de corrente com a atuação do filtro híbrido.

Figura 51 - Corrente eficaz no neutro da rede

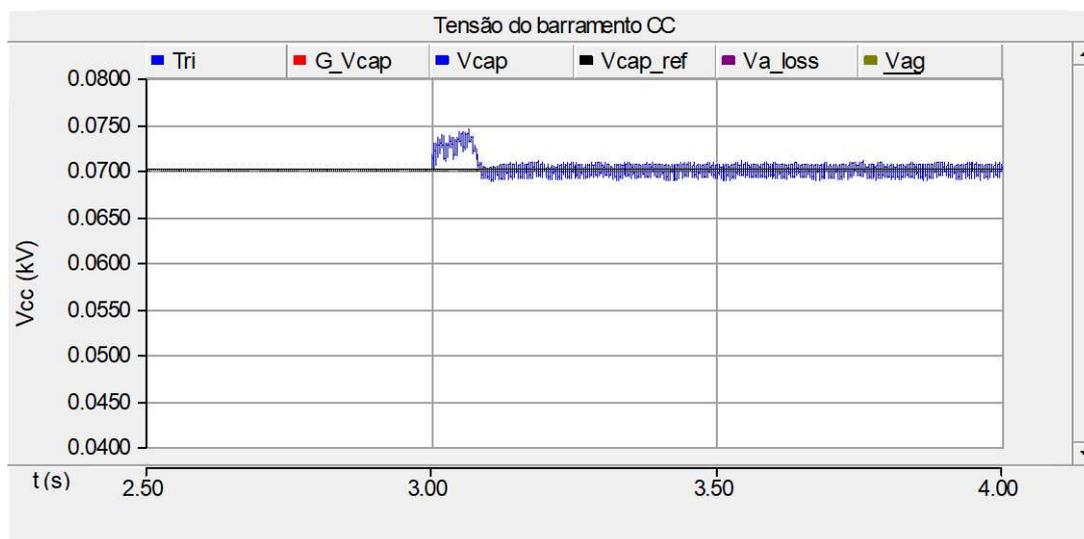


Fonte: Próprio autor.

4.5 Tensão no elo CC

A Figura 52 mostra a regulação do barramento CC da malha passiva conforme a malha de controle apresentada e detalhada na seção 3.4.1.2 com referência de 70 Vcc. Pode-se observar a atuação do regulador de tensão mantendo a tensão do elo CC aproximadamente constante com uma variação de 10% do valor de referência.

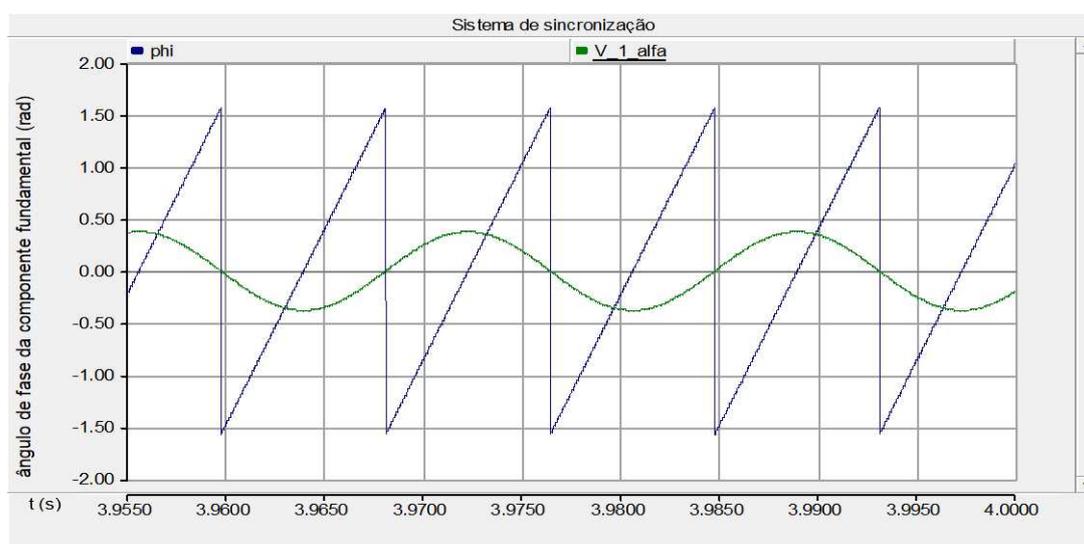
Figura 52 - Regulador de tensão do barramento CC



Fonte: Próprio autor.

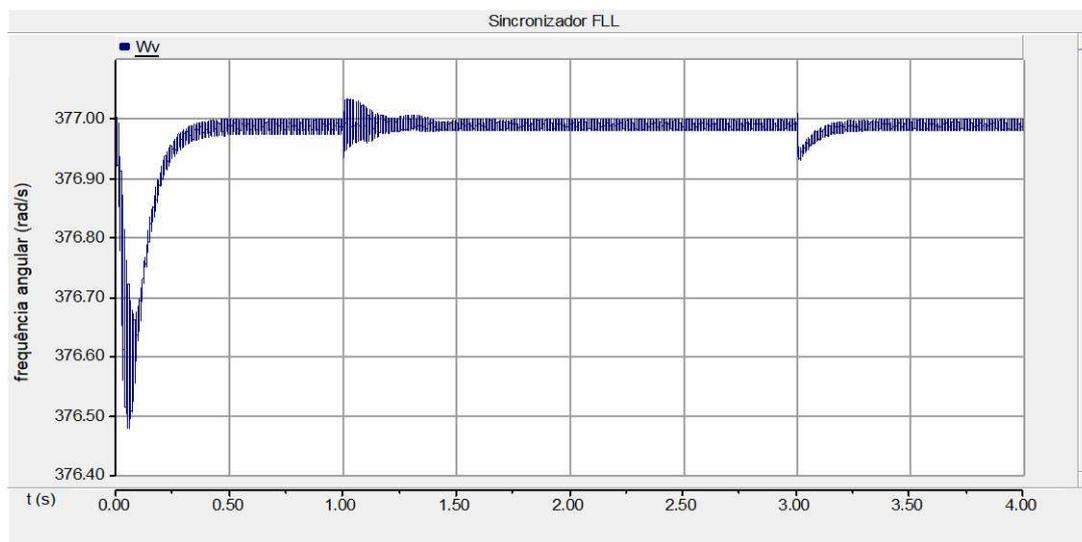
4.6 SOGI-QSG-FLL

Um ponto extremamente importante no controle do filtro é garantir a correta atuação do sistema de sincronização. Com base na Figura 53 e na Figura 54, fica evidente a correta atuação da malha *PLL* e *FLL* apresentadas nas seções 3.4.1.3 e 3.4.1.4, respectivamente.

Figura 53 - Ângulo de fase rastreado pelo *PLL*

Fonte: Próprio autor.

Figura 54 - Frequência angular rastreada pelo *FLL*

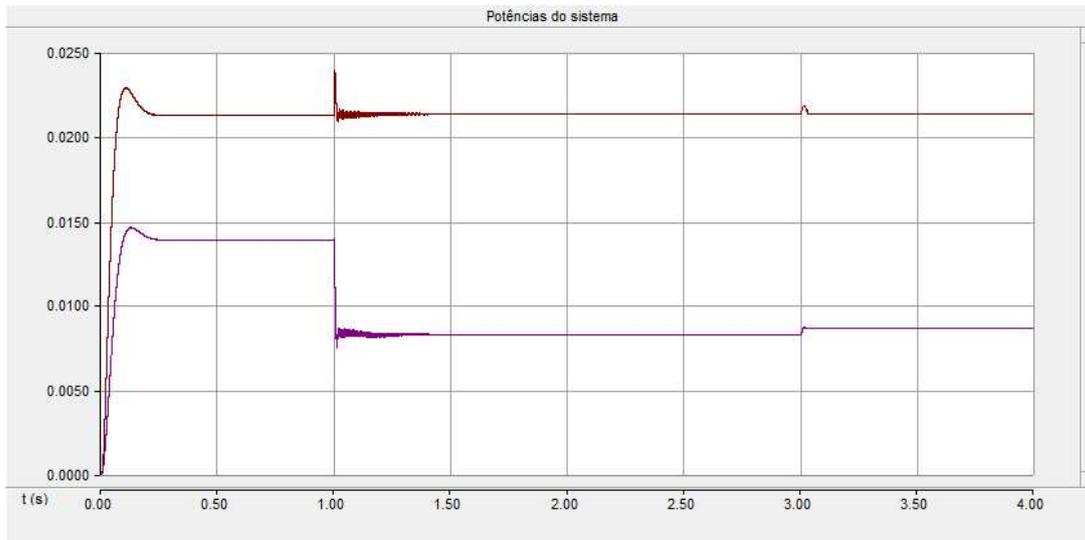


Fonte: próprio autor.

4.7 Potência processada pelo filtro

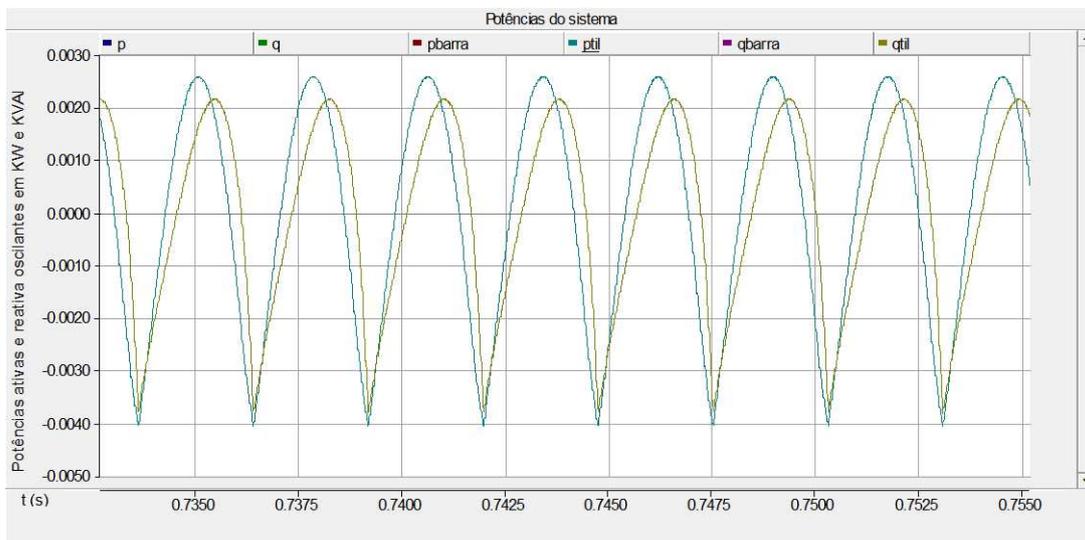
Na Figura 55, estão ilustradas as potências ativa e reativa médias da Teoria pq (\bar{p} e \bar{q}) de forma que é possível notar uma redução significativa na potência reativa no sistema rede-carga com a atuação da malha passiva. Nas Figuras 56, 57 e 58 estão ilustradas as partes oscilantes dessas potências (\tilde{p} e \tilde{q}) para as condições sem o filtro, apenas com a malha passiva e com o filtro híbrido completo, respectivamente. É nítida a redução das parcelas oscilantes no no sistema rede-carga à medida que o filtro entra em operação, comprovando a eficácia do projeto da malha passiva e da estratégia de controle da malha ativa.

Figura 55 - Potências ativa e reativa médias (\bar{p} e \bar{q}) no PCC



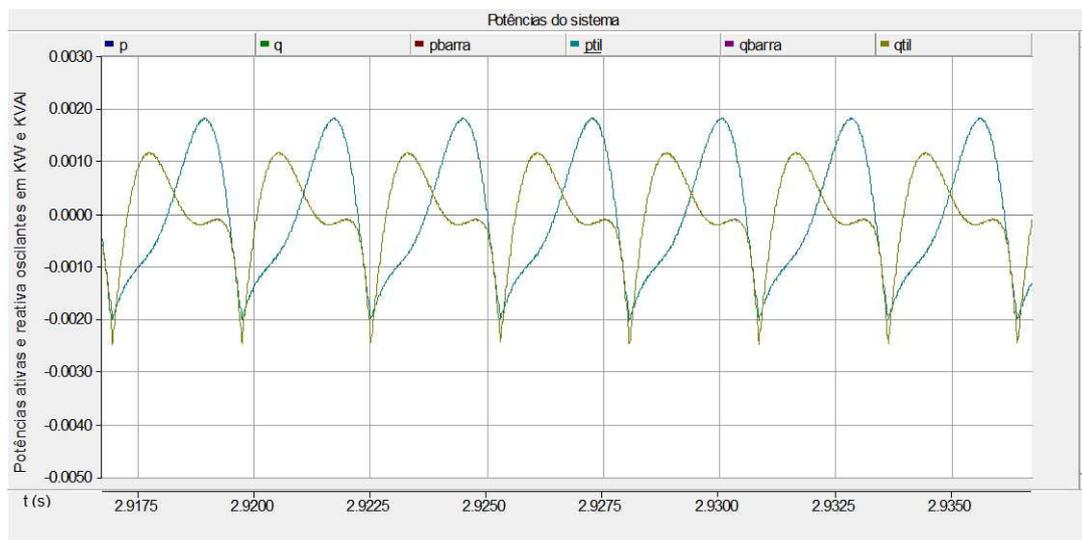
Fonte: Próprio autor.

Figura 56 – Potências oscilantes (\tilde{p} e \tilde{q}) sem o filtro no PCC



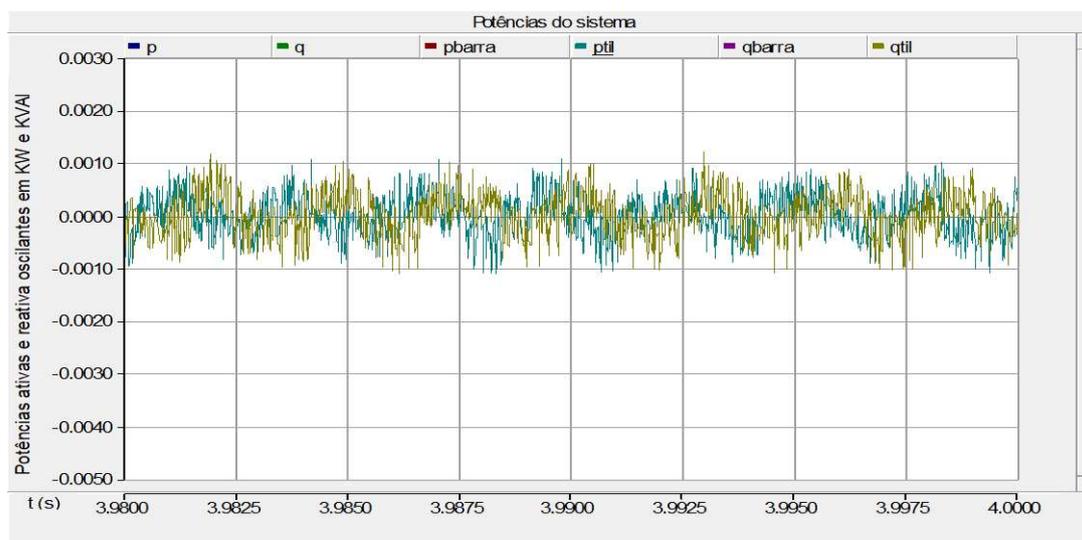
Fonte: Próprio autor.

Figura 57 - Potências oscilantes (\tilde{p} e \tilde{q}) com a malha passiva no PCC



Fonte: Próprio autor.

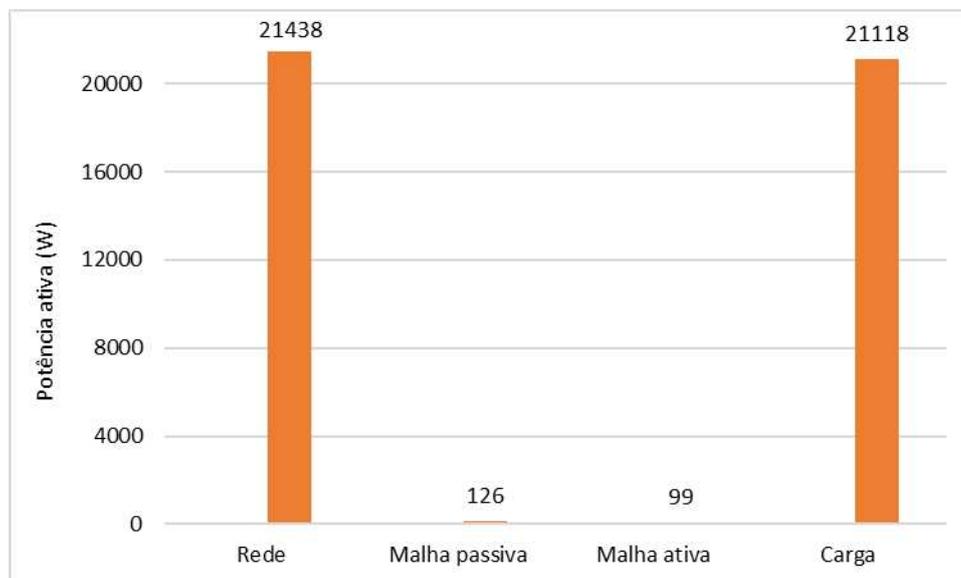
Figura 58 - Potências oscilantes (\tilde{p} e \tilde{q}) com o filtro híbrido no PCC



Fonte: Próprio autor.

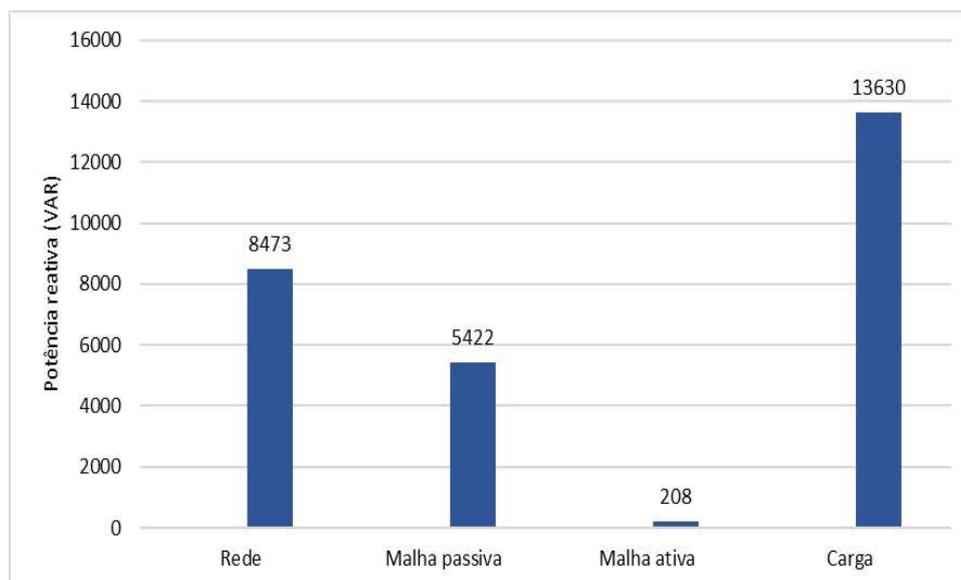
As Figuras 59 e 60 mostram a relação entre as potências ativas e reativas da rede, da malha passiva, do conversor da malha ativa e da carga, respectivamente. Percebe-se que a potência ativa quase que integralmente está entre a rede e a carga, apenas uma parcela pequena é destinada para atuação do filtro híbrido. Ademais, a malha passiva fornece uma certa quantidade de potência reativa para a carga, aliviando a parte que a rede deveria fornecer e, portanto, elevando o fator de potência.

Figura 59 - Potências ativas da rede, malha passiva, conversor e carga em [W]



Fonte: Próprio autor.

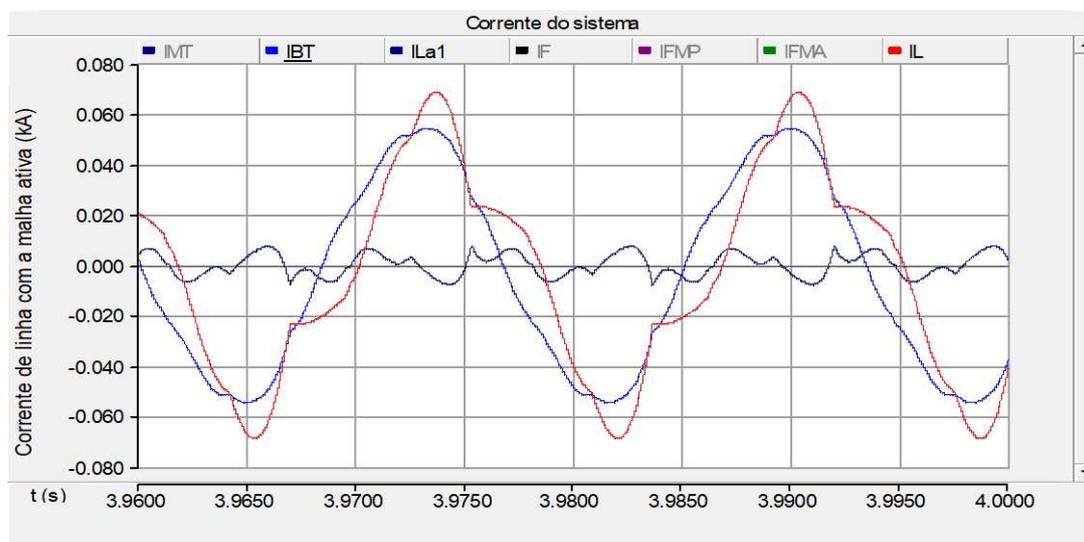
Figura 60 - Potências reativas da rede, malha passiva, conversor e carga em [VAR]



Fonte: Próprio autor.

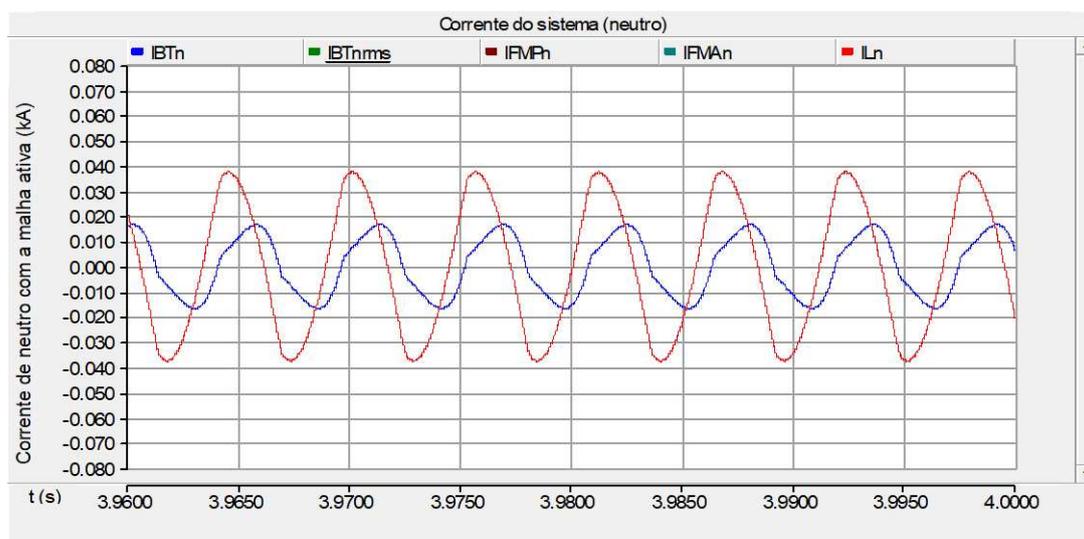
A Figura 61 apresenta uma comparação entre as correntes de linha da carga com as da rede e as correntes sintetizadas pelo conversor. Percebe-se claramente uma aproximação da corrente na rede de uma onda puramente senoidal, enquanto que a corrente na carga permanece com o mesmo formato anterior à atuação da filtragem, pois é uma característica inerente ao funcionamento da carga não linear apresentada nesse trabalho. Já a Figura 62 apresenta a corrente no neutro e na carga após a conexão do filtro.

Figura 61 - Correntes de linha na carga, na rede e sintetizadas pelo conversor



Fonte: Próprio autor.

Figura 62 - Correntes de neutro na carga e na rede



Fonte: Próprio autor.

5 CONCLUSÃO

Nesse trabalho foi apresentado uma metodologia para dimensionamento da malha passiva de um filtro híbrido de dupla sintonia aplicado a harmônicas no sistema de distribuição de energia elétrica em baixa tensão. A topologia do filtro apresentada foi de um conversor a 3 braços para os sistemas trifásicos a quatro fios, onde o condutor de neutro foi conectado no ponto central do barramento CC da malha ativa.

Como forma de validar a proposta de metodologia, foram realizadas simulações no *PSCAD/EMTDC* em um cenário de cargas não lineares em baixa tensão alimentadas por um transformador de 225 kVA com relação de transformação 13,8 kV/0,380 kV e frequência de 60 Hz. Diante disso, os resultados obtidos na simulação comprovam o bom desempenho da malha passiva para atenuar a terceira e a quinta harmônica foram satisfatórios, pois os valores de DHI foram reduzidos de 22,67% e 9,31% para 11,27% e 1,55%, respectivamente, considerando um fator de qualidade igual a 250.

Ademais, foi possível analisar a influência do fator de qualidade no desempenho da filtragem, pois ao se aumentar o fator de qualidade, foi possível se obter melhores valores de DHI e DHT, porém três coisas devem ser levadas em consideração na hora de definir o fator de qualidade do filtro. A primeira diz respeito ao custo, pois um maior fator de qualidade implica em um filtro maior e, portanto, mais oneroso.

A segunda diz respeito a qualidade de filtragem das harmônicas vizinhas aquelas para às quais o filtro foi sintonizado, pois, com o aumento de Q , a banda de filtragem se reduz e a impedância do filtro vista pelas componentes vizinhas acaba se elevando, prejudicando a filtragem dessas e contrapartida de ter uma melhor filtragem da harmônica sintonizada.

A terceira diz respeito ao conhecimento da impedância da rede no Ponto Comum de Conexão (PCC), pois em uma rede forte (com baixa impedância) o desempenho da malha passiva pode ser comprometido se o fator de qualidade for muito baixo, uma vez que, a rede continuará sendo o caminho de menor impedância para as harmônicas pois um menor fator de qualidade implica em uma maior resistência para uma mesma reatância indutiva. Além disso, a malha passiva foi capaz de dar o suporte reativo necessário, elevando o fator de potência de 0,838 para 0,93 e garantindo a conformidade com as especificações do PRODIST MÓDULO 8

Outrossim, o conversor que compõe a malha ativa apresentou também um bom desempenho na redução do conteúdo harmônico do sistema, reduzindo o DHT para valores inferiores

aqueles especificados na norma *IEEE Std. 519-2022*. A Teoria pq se mostrou eficiente no controle do conversor. Contudo, em simulação, foi possível perceber uma redução no desempenho da filtragem a depender do capacitor da malha passiva que fosse conectado, pois quanto menor o valor da capacitância, maior é a reatância capacitiva e também maior é a dificuldade da malha ativa injetar as correntes de compensação na rede. Uma solução encontrada para chegar nos resultados apresentados foi a conexão de um resistor em paralelo com o capacitor, tornando a malha passiva um filtro passa-baixas como um todo, e passa-altas no ramo RC paralelo.

Além disso, pode-se concluir que houve uma significativa redução da corrente de neutro do sistema, comprovando que a topologia proposta tem um bom desempenho sem a necessidade do quarto braço do conversor. A malha de sincronismo SOGI-QSG-FLL, discretizada, também obteve um bom desempenho no rastreamento do ângulo de fase do sistema.

5.1 Trabalhos futuros

Visando uma continuidade no estudo do tema e uma proposição para trabalhos futuros, tem-se as seguintes sugestões:

- Implementar o controle de tensão do barramento CC individualizado entre os capacitores e o ponto central do elo CC;
- Fazer uma análise de viabilidade econômica da implementação do filtro híbrido em relação ao fator de qualidade do mesmo;
- Analisar outras teorias para implementar o controle da malha ativa;
- Analisar a topologia proposta com a presença de desbalanços nas tensões de fase;
- Aplicar a Teoria pq a 4 fios para controle da malha ativa e analisar a viabilidade;
- Estudar a influência da capacitância da malha passiva na filtragem da malha ativa.

REFERÊNCIAS

- 1159-2019, I. **IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality**. 2019.
- 519-2022, I. S. **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**. 1993.
- 61000, I. **Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)**. IEC, 2018.
- 61000-3-4: 1998, I. T. **IEC TS 61000-3-4: 1998 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-4: Limits – Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A**. 1998.
- AKAGI, H. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. **IEEJ IPEC-Tokyo'83**, v. 1375, 1983.
- AKAGI, H. Modern active filters and traditional passive filters. **Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences**, v. 54, n. 3, 2006.
- ARAÚJO, R. G. **Estruturas de PLL (Phase-Locked Loop) monofásica e trifásica com alta rejeição a sub e inter-harmônicas**. 137 f. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2015.
- ARRILLAGA, J.; WATSON, N. R. **Power system harmonics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004.
- BALTAZAR, A. C. S. **Qualidade da energia no contexto da reestruturação do setor elétrico brasileiro**. 2007. Dissertação (Mestrado em Energia) - Energia, University of São Paulo, São Paulo, 2007. doi:10.11606/D.86.2007.tde-31032007-045210.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013. 700p.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. **A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator**. 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, Korea (South), 2006, pp. 1-6, doi: 10.1109/pesc.2006.1711988.
- DECKMANN, S. M.; POMILIO, J. A. Avaliação da qualidade da energia elétrica. **available in: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdf/qualidade/a5.pdf>**, 2017.
- ELETRÓBRAS DISTRIBUIÇÃO PIAUÍ. **Estudo Sobre Métodos de Filtragem Harmônica e Correção de Fator de Potência em Rede de Distribuição de Baixa Tensão**. Rio de Janeiro, 2013.
- 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.

ENEL. **Especificação Técnica nº 122 - Conexão de Micro e Minigeração Distribuída ao Sistema Elétrico da Enel Distribuição Ceará / Enel Distribuição Goiás/ Enel Distribuição Rio.** Brasil, 2018.

FILHO, João Mamede. **Instalações Elétricas Industriais.** 9. ed. LTC, 2017

FREITAS, C. D. **Filtros ativos: implementação prática a partir da plataforma dSPACE.** 2019. Dissertação (Trabalho Final de Curso em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2019.

ISHIKAWA, F. Operating experience of a 50 MVA self-commutated SVC at the Shin-Shimano substation, **Proceedings of the International Conference on Power Electronics - IPEC'95.** pp. 597-602, 1995.

JAIN, T.; JAIN, S.; AGNIHOTRI, G. **Comparison of topologies of hybrid active power filter.** In: Information and Communication Technology in Electrical Sciences (ICTES 2007), 2007. ICTES. IET-UK International Conference on. [S.l.: s.n.], 2007. p. 503–509. ISSN 0537-9989.

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.

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.

LEÃO, R.; SAMPAIO, R.; ANTUNES, F. **Harmônicos em Sistemas Elétricos.** [S.l.]: Elsevier Editora Ltda, 2014. v. 2014.

MARQUES, M. C. S.; HADDAD, J.; MARTINS, A. R. S. **Conservação de Energia: Eficiência energética de equipamentos e instalações,** Itajubá: Eletrobrás, Procel Educação, Universidade Federal de Itajubá, 2006.

MORAIS, E. E. C. **Estudo e Projeto de Filtros Passivos para Atenuação de Harmônicos em Instalações Elétricas Industriais.** 2011. 137 f. Dissertação (Trabalho Final de Curso em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

MORAIS, E. E. C. **Filtro Híbrido de Dupla Sintonia a Quatro Fios e a Quatro Braços.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2014.

ORTMANN, M. S. **Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação.** 2008. 241 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

PARADA, G. M. O. **Proposta de Regulamentação da Qualidade de Serviço em Sistemas de Distribuição**. 145 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1999.

PENG, F. **Harmonic sources and filtering approaches**. Industry Applications Magazine, IEEE, v. 7, n. 4, p. 18–25, 2001. ISSN 1077-2618.
Porto. Porto, p. 130. 1996.

PIRES, I. A. **Medidas de mitigação de harmônicos**. Revista O Setor Elétrico: Distribuição de Energia, 2010.

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, 2017.

RODRÍGUEZ, P.; LUNA, A.; TEODORESCU, R.; CIOBOTARU, M. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. In: **IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006

SANTOS, E. M. B. E. **Filtro híbrido de dupla sintonia com conversor a três braços aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios**. 141 f. 2020. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2020.

SASAKI, H.; MACHIDA, T. **A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design**. Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on, PAS-90, n. 5, p. 2009–2019, 1971. ISSN 0018-9510.

SILVA, M. M. D. **Análise de Filtros Passivos de Harmônicos de Conversor CA/CC de Seis Pulsos**. Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Tecnologia, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.

SOARES, P. M. O. R. **Discretização de controladores contínuos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) – Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. Porto. 1996.

TEIXEIRA, D. A. **Análise das Distorções Harmônicas - Estudo de caso de um Sistema Industrial**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.

WATANABE, E. H.; AREDES, M. et al. Teoria de potência ativa e reativa instantânea e aplicações-filtros ativos e facts. In: **CONGRESSO BRAS. DE AUTOMÁTICA**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 12, p. 81–122.

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.