

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO - USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS - EESC
DEPARTAMENTO DE ENG. ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO - SEL

Gustavo Henrique Santos Leonardo

**ANÁLISE DE RESSONÂNCIA E AMPLIFICAÇÃO
HARMÔNICA EM SISTEMAS DE DISTRIBUIÇÃO COM
ENFOQUE NA QUALIDADE DE ENERGIA**

São Carlos

Outubro de 2017

Gustavo Henrique Santos Leonardo

**ANÁLISE DE RESSONÂNCIA E AMPLIFICAÇÃO
HARMÔNICA EM SISTEMAS DE DISTRIBUIÇÃO COM
ENFOQUE NA QUALIDADE DE ENERGIA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Escola de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em
Sistemas de Energia e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Mário Oleskovicz

São Carlos

Outubro de 2017

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

L982a

Leonardo, Gustavo Henrique Santos

Análise de ressonância e amplificação harmônica em
sistemas de distribuição com enfoque na qualidade de
energia / Gustavo Henrique Santos Leonardo; orientador
Mário Oleskovicz. São Carlos, 2017.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Sistemas de Energia e Automação) -- Escola de
Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo,
2017.

1. Ressonância e amplificação harmônica. 2.
Qualidade da energia elétrica. 3. Simulações em tempo
real. 4. Sistemas de distribuição. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Gustavo Henrique Santos Leonardo

Título: "Análise de ressonância e amplificação harmônica em sistemas de distribuição com enfoque na qualidade de energia"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 23/11/2017,

com NOTA 8,5 (oito, cinco), pela Comissão Julgadora:

Prof. Associado Mário Oleskovicz - Orientador - SEL/EESC/USP

Dr. Jáder Fernando Dias Breda - SEL/EESC/USP

Mestre André Luís da Silva Pessoa - Doutorando - SEL/EESC/USP

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Rogério Andrade Flauzino

*“Valeu a pena? Tudo vale a pena
Se a alma não é pequena.
Quem quer passar além do Bojador
Tem que passar além da dor.
Deus ao mar o perigo e o abismo deu,
Mas nele é que espelhou o céu”.*

Fernando Pessoa

“Aos meus pais

pelo exemplo de vida”

Agradecimentos

Agradeço a Deus pelas bênçãos e graças que já me concedeu e concede a cada dia e por ter me iluminado durante toda esta caminhada.

Agradeço aos meus pais, Jorge e Lígia, por terem me educado no caminho do conhecimento, dando todo o incentivo e oportunidade de ingressar na Graduação. A família certamente é a base de todo sucesso.

Ao meu irmão Murilo, que foi meu maior companheiro durante esta trajetória, aconselhando e mostrando o caminho correto a se seguir. Agradeço também a Carol que juntamente com o meu irmão sempre me apoiaram e incentivaram o caminho acadêmico.

Agradeço à minha namorada Daniela que sempre me apoiou, tanto nos momentos bons quanto nos ruins, e me fez confiar cada vez mais no meu potencial. Obrigado pelo carinho e amor depositado.

Ao professor Mário Oleskovicz, que acreditou no meu potencial desde cedo. Obrigado pela oportunidade, por ter me apresentado o caminho da pesquisa e pelos conselhos e chamadas, que me fez refletir e me tornar um profissional melhor.

Agradeço também aos meus amigos que fiz em São Carlos, em especial Gustavo, Willian, Rodolfo e Victor, sem vocês este trajetória teria sido muito mais difícil.

Resumo

LEONARDO, G. H. S. *Análise de Ressonância e Distorção Harmônica em Sistemas de Distribuição com Enfoque na Qualidade de Energia*. Trabalho de Conclusão de Curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2017.

Em decorrência do uso cada vez maior de equipamentos com características não lineares, é possível verificar nos sistemas elétricos de potência atuais, condições mais favoráveis para o aparecimento do fenômeno da ressonância e amplificação harmônica, ocasionado pela interação de reatâncias indutivas e capacitivas de equipamentos presentes e/ou inerentes à rede elétrica. Neste contexto, e a fim de garantir padrões de qualidade da energia elétrica, e também pelo fato de existirem muitos equipamentos sensíveis às variações mínimas de tensão e corrente, tal efeito se torna cada vez mais proeminente e motivo de preocupação constante para a comunidade técnico-científica. Partindo dessas premissas, o presente trabalho se concentrou no estudo do efeito da ressonância e amplificação harmônica em redes de distribuição primária. A análise como um todo toma como base, tanto a observação da injeção harmônica no sistema via simulações computacionais, como também busca por técnicas que apontem os componentes de maior relevância e preocupação, além de formas e técnicas de mitigação viáveis para o problema, ou mesmo a sua total eliminação. Foram apresentadas duas técnicas de mitigação nesta pesquisa, sendo elas a filtragem ativa e filtragem híbrida. Por esta proposta, implementou-se, via o RTDS (*Real Time Digital Simulator*), os filtros de acordo com cada técnica apresentada, levando em consideração suas características específicas e seus componentes. Incluiu-se no RTDS a porção do sistema de distribuição de interesse para esta pesquisa, juntamente com suas cargas não lineares, implicando em maior familiaridade de seu uso, e entendimento do problema em análise.

Palavras-chave: Sistemas de distribuição; Ressonância e amplificação harmônica; Qualidade da energia elétrica; Simulações em tempo real, RTDS.

Abstract

LEONARDO, G. H. S. *Analysis of Resonance and Harmonic Distortion in Distribution Systems with focus on Power Quality.* Trabalho de Conclusão de Curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2017.

Due to the growing use of equipment with non-linear characteristics, it is easier to verify a lot of conditions for the appearance of resonance and harmonic amplification, in the current power system, caused by the interaction of inductive and capacitive reactance of present equipment. In this context and in order to ensure power quality standards, and also because there are many sensitive equipment to the minimum variations of voltage and current, this effect becomes increasingly prominent and constant concern for the technical community scientific. Because of that, the proposed research will focus on the study of the effect of resonance and harmonic amplification in distribution networks. The analysis will be based on the observation of harmonic injection into the system by computer simulations, and also will search for techniques that indicate the components of greatest disturbed and concern, in addition with good mitigation techniques to the problem, or even their total elimination. Two mitigation techniques were presented in this research, being the active filtering and hybrid filtering. By this proposal, the Real Time Digital Simulator (RTDS) was implemented according to each presented technique, taking into account its specific characteristics and its components. A portion of the distribution system of interest for this research was included in RTDS, together with its non-linear loads, implying a greater familiarity of its use, and understanding of the problem under analysis.

Keywords: Distribution Systems; Resonance and Harmonic Amplification; Power Quality; Real Time Simulation, RTDS.

Sumário

Agradecimentos	9
Resumo	11
Abstract	13
Lista de Figuras	20
Lista de Tabelas	26
Lista de Siglas	28
1 Introdução	31
1.1 Justificativa para a Pesquisa	32
1.2 Objetivos da Pesquisa	32
1.2 Estrutura do Documento	33
2 Distorção e ressonância harmônica	35
2.1 Distorções Harmônicas	35
2.1.1 Equipamentos Geradores de Harmônicos	38
2.1.1.1 Conversores Estáticos de Potência	39
2.1.1.2 Forno a Arco Elétrico	42
2.1.2 Técnicas para mitigação	43
2.2 A Ressonância Harmônica em Sistemas de Distribuição	51
2.2.1 Consequência do Perfil da Carga em Sistemas de Distribuição	53
2.2.2 Métodos de Aferimento da Frequência de Ressonância	55
2.2.3 A Frequência de Ressonância do Sistema de Distribuição em Análise	58
3 O Real Time Digital Simulator (RTDS)	61
3.1 Hardware	61
3.2 Software	62
3.3 Principais aplicações	63
3.4 Modelagem do Sistema de Distribuição	64

3.4.1 Fonte de Alimentação.....	64
3.4.2 Linhas de Distribuição	66
3.4.3 Cargas Lineares	68
3.4.4 Bancos de Capacitores.....	69
3.4.5 Transformador	69
3.5 Caracterização do sistema de distribuição no RSCAD.....	73
3.6 Impedância harmônica do sistema em análise	75
3.7 Implementação das cargas não lineares no RTDS	76
3.7.1 FAE.....	76
4 Filtro Ativo	81
4.1 Inversor de Frequência.....	81
4.1.1 Princípio de funcionamento do inversor monofásico	82
4.1.2 Estrutura do conversor para cargas indutivas	84
4.1.3 Inversor trifásico.....	87
4.1.4 Reatores de acoplamento	89
4.1.5 Chaves semicondutoras	90
4.1.6 Algumas características dos inversores CSI e VSI.....	91
4.1.7 Conversor CC/CA implementado no RSCAD	92
4.2 Malha de Controle do Filtro Ativo	96
4.2.1 Nível de sensoriamento	97
4.2.2 Controle segundo a frequência de chaveamento.	98
4.2.3 Geração de referência	100
4.2.4 PLL	103
4.2.5 Controlador.....	104
4.2.6 Malha completa de controle	104
5 O Filtro Híbrido.....	107
5.1 Característica estrutural do filtro híbrido	109

5.1.1 Filtro Passivo	110
5.1.2 Indutor de acoplamento	111
5.2 Nível de tensão CC do Inversor de Frequência	114
6 Análise da carga não linear no sistema de distribuição completo	117
6.1 Aplicação da técnica de mitigação ativa.....	122
6.2 Aplicação da técnica de mitigação híbrida: Modelagem 1	128
6.3 Aplicação da técnica de mitigação híbrida: Modelagem 2	133
6.4 Análise do uso das técnicas de mitigação	139
7 Conclusões.....	143
Referências Bibliográficas.....	145

Lista de Figuras

Figura 1: Distorção causada pelo resistor não linear. Fonte: (MINAMIZAKI, 2011).....	35
Figura 2: Descrição da Série de Fourier. Fonte: (MINAMIZAKI, 2011)	37
Figura 3: Resposta em frequência após a alocação dos filtros. Fonte: (FREITAS, 2015)	45
Figura 4: Ilustração do filtro ativo. Fonte: Adaptado (CHAOUI, <i>et al.</i> 2008).....	47
Figura 5: Representação da porção do SEP (a) e circuito simplificado série (b). Fonte: adaptado (NASAR, 1998).....	52
Figura 6: Representação da porção do SEP referido na ressonância harmônica paralela. Fonte: Adaptado (KAGAN, 2005).....	53
Figura 7: Gráfico para análise da magnitude do efeito da ressonância em função da frequência. Fonte: (OLIVEIRA, 2010).....	54
Figura 8: Análise da distorção harmônica total durante um período de tempo. Fonte: (MINAMIZAKI, 2011)	55
Figura 9: Bloco representativo da fonte trifásica.....	65
Figura 10: Parâmetros da fonte trifásica. Destaque para a inserção da impedância da fonte e a inserção opcional do componente de sequência zero.	65
Figura 11: Parâmetros de impedância de sequência positiva.	66
Figura 12: Destaque para a tensão de linha da fonte e a frequência fundamental do sinal.	66
Figura 13: Bloco representativo das linhas de distribuição. O modelo utilizado é o modelo Pi.	67
Figura 14: Parâmetros do modelo Pi para as linhas de distribuição.....	67
Figura 15: Representação de uma carga em Y.	68
Figura 16: Inclusão dos parâmetros da resistência, indutância e capacitância por fase para uma carga conectada em estrela (Y).....	68

Figura 17: Representação de um banco de capacitores via o RSCAD.....	69
Figura 18: Parâmetros do banco de capacitores.....	69
Figura 19: Representação de um transformador trifásico delta-estrela.....	70
Figura 20: Configuração do transformador.....	71
Figura 21: Parâmetros da saturação do transformador.....	71
Figura 22: Parâmetros do enrolamento de alta tensão do transformador.....	72
Figura 23: Parâmetros do enrolamento de baixa tensão do transformador.....	72
Figura 24: Sistema de distribuição implementado.....	74
Figura 25: Impedância harmônica do sistema.....	75
Figura 26: Bloco representativo do forno a arco elétrico no RSCAD.....	76
Figura 27: Curva característica do bloco <i>Arc-Furnace</i> (RSCAD, ARC-FURNACE).....	77
Figura 28: Curva característica de um FAE. Fonte: (OZGUN e ABUR, 2002).....	77
Figura 29: Forma de onda da tensão do FAE. Fonte: (OZGUN e ABUR, 2002).....	78
Figura 30: Forma de onda da corrente do FAE. Fonte: (ACHA <i>et al.</i> , 1990).....	78
Figura 31: Forma de onda da tensão simulada para o FAE via o RSCAD.....	79
Figura 32: Forma de onda da corrente simulada para o FAE via o RSCAD.....	79
Figura 33: Estrutura básica de um inversor de tensão em ponte completa. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).....	82
Figura 34: Primeira etapa de operação de um inversor básico com uma carga puramente resistiva. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).....	83
Figura 35: Formas de ondas que representam o funcionamento do inversor de frequência. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).....	84
Figura 36: Inversor de ponte completa para uma carga com característica indutiva. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).....	85

Figura 37: Primeira etapa de operação do inversor para carga indutiva. Fonte: Adaptado (MARTINS e BARBI, 2005).....	85
Figura 38: Segunda etapa de operação. Fonte: Adaptado (MARTINS e BARBI, 2005).....	86
Figura 39: Terceira etapa de operação. Fonte: Adaptado (MARTINS e BARBI, 2005).	86
Figura 40: Última etapa. Fonte: Adaptado (MARTINS e BARBI, 2005).....	86
Figura 41: Principais formas de onda do inversor de ponte completa com diodo de roda livre. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).	87
Figura 42: Inversor trifásico com diodos de roda livre. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).88	88
Figura 43: Formas de onda das chaves semicondutoras e das tensões de linha.	89
Figura 44: Conversor estático de potência com estrutura CSI. Fonte: (OMORI, 2007).	91
Figura 45: Conversor estático de potência com estrutura VSI. Fonte: (OMORI, 2007).	92
Figura 46: Conversor modelado no RSCAD.	95
Figura 47: Fonte alimentadora do barramento CC.	95
Figura 48: O inversor de frequência está inserido no interior do elemento VSC1.....	96
Figura 49: Monitoramento da corrente de carga e do filtro. Fonte: (OMORI, 2007)	97
Figura 50: Monitoramento da corrente da fonte. Fonte: (OMORI, 2007).....	98
Figura 51: Controle por banda de histerese. Fonte: (OMORI, 2007).....	99
Figura 52: Modulação em PWM para uma onda senoidal. Fonte: (POMILIO, 2007).....	100
Figura 53: Diagrama de um PLL para uma fase. Fonte: (OMORI, 2007).	103
Figura 54: Diagrama esquemático da malha de controle utilizada. Fonte: (CHAoui <i>et al.</i> 2008).....	104
Figura 55: Malha de controle do filtro implementada no RSCAD.	106
Figura 56: Blocos responsáveis por fazer a modulação em PWM.	106
Figura 57: Filtro híbrido conectado em paralelo. Fonte: (MOUCO, 2011).	107
Figura 58: Filtro híbrido em série. Fonte: (MOUCO, 2011).....	108

Figura 59: Filtro híbrido, no qual o filtro ativo está conectado em paralelo ao indutor do filtro passivo. Fonte: (da SILVA, 2012).....	109
Figura 60: Duas possibilidades de construção do filtro híbrido, seguindo as duas premissas apontadas. Fonte: Adaptado (BUSARELLO, 2013).....	109
Figura 61: Comportamento do conversor do filtro ativo para formação da filtragem "adicional". Fonte: Adaptado (BUSARELLO, 2013).....	111
Figura 62: Comportamento do filtro em situações diversas. I) Filtragem realizada pelo filtro passivo. II) Filtragem realizada pelo filtro "adicional". III) Filtragem realizada filtro ativo. Fonte: Adaptado (BUSARELLO, 2013).....	113
Figura 63: Circuito pelo qual flui corrente fundamental no filtro. Fonte: Adaptado (BUSARELLO, 2013).....	115
Figura 64: Circuito pelo qual flui corrente harmônica h no filtro. Fonte: Adaptado (BUSARELLO, 2013).....	116
Figura 65: Sistema de distribuição completo, incluindo a carga não linear.....	118
Figura 66: Corrente na carga com o filtro inativo.....	119
Figura 67: Corrente no lado de baixa do transformador.....	119
Figura 68: Tensão no lado de baixa do transformador.....	119
Figura 69: Tensão no lado de alta do transformador.....	120
Figura 70: Corrente na carga com o filtro ativo.....	122
Figura 71: Corrente no lado de baixa do transformador com o filtro ativo.....	123
Figura 72: Corrente do filtro.....	124
Figura 73: Tensão no lado de baixa do transformador com o filtro ativo.....	125
Figura 74: Tensão no lado de alta do transformador com o filtro ativo.....	126
Figura 75: As três correntes do PAC.....	127
Figura 76: Filtro híbrido (modelagem 1) representado no RSCAD.....	129

Figura 77: Representação da corrente no FAE (em azul), da corrente no lado de baixa do transformador (em vermelho) e da corrente no filtro ativo, com o filtro híbrido acionado (Modelagem 1).....	131
Figura 78: Representação da corrente no FAE (em azul), da corrente no lado de baixa do transformador (em vermelho) e da corrente no filtro ativo, com o filtro híbrido acionado (Modelagem 1).....	132
Figura 79: Filtro híbrido (Modelagem 2) implementado no RSCAD.....	133
Figura 80: Corrente na carga com filtro híbrido ativo.....	135
Figura 81: Corrente no lado de baixa do transformador com o filtro híbrido acionado.....	136
Figura 82: Tensão no lado de baixa com o filtro híbrido acionado.....	137
Figura 83: Tensão no lado de alta do transformador com o filtro híbrido acionado.....	138

Lista de Tabelas

Tabela 1: Assinatura harmônica do retificador de 6 pulsos. Fonte: (TEIXEIRA, 2009).	40
Tabela 2: Assinatura harmônica de um retificador de 12 pulsos. Fonte: (TEIXEIRA, 2009). 41	
Tabela 3: Distorção harmônica na corrente referente a um inversor trifásico, sendo IHD a distorção harmônica individual de corrente, e DHI_T a distorção harmônica total de corrente. Fonte: (SANKARAN, 2002).	41
Tabela 4: Distorção harmônica na tensão referente a um inversor trifásico, sendo IHD a distorção harmônica individual de corrente, e DHI_T a distorção harmônica total de corrente Fonte: (SANKARAN, 2002).	42
Tabela 5: Componentes harmônicas do forno a arco elétrico. Fonte: adaptado (BARBOSA, 1988).	43
Tabela 6: Distorção harmônica da corrente na carga.	120
Tabela 7: Distorção harmônica da tensão no lado de baixa do transformador.	121
Tabela 8: Distorção harmônica da tensão no lado de alta do transformador.	121
Tabela 9: Distorção harmônica da corrente de carga com o filtro ativo.	123
Tabela 10: Distorção harmônica da corrente no lado de baixa do transformador com o filtro ativo.	124
Tabela 11: Distorção harmônica da tensão no lado de baixa do transformador com o filtro ativo.	125
Tabela 12: Distorção da tensão no lado de alta do transformador com o filtro ativo.	126
Tabela 13: Módulo da impedância harmônica do FAE.	129
Tabela 14: Parâmetros relativos ao filtro híbrido (Modelagem 1).	130
Tabela 15: Novos parâmetros do filtro híbrido (Modelagem1).	132
Tabela 16: Parâmetros relativos ao filtro híbrido (Modelagem 2).	134

Tabela 17: Distorção harmônica da corrente do FAE	135
Tabela 18: Distorção harmônica da corrente no lado de baixa do transformador com o filtro híbrido acionado.....	136
Tabela 19: Distorção harmônica da tensão com o filtro híbrido acionado.....	137
Tabela 20: Distorção harmônica da tensão no lado de alta do transformador com o filtro híbrido acionado.....	138
Tabela 21: Distorção harmônica sem a utilização de filtro.	140
Tabela 22: Distorção harmônica na rede com o acionamento do FAP.	140
Tabela 23: Distorção harmônica na rede com o acionamento do filtro híbrido (Modelagem 2).	142

Lista de Siglas

CA – Corrente alternada

CC – Corrente Contínua

CSI - *Current Source Inverter*

DHIC - Distorção Harmônica Individual de Corrente

DHIV - Distorção Harmônica Individual de Tensão

DHTC - Distorção Harmônica Total de Corrente

DHTV - Distorção Harmônica Total de Tensão

FAE – Forno a arco elétrico

FAP – Filtro ativo de potência

GTO - *Gate Turn-Off Thyristor*

IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*

MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

PAC – Ponto de acoplamento comum

PLL - *Phased-Locked Loop*

PWM - *Pulse Width Modulation*

RTDS – *Real Time Digital Simulator*

SD – Sistema de distribuição

SEP – Sistemas Elétricos de Potência

SVM - *Space-Vector Modulation*

TBP - Transistores Bipolares de Potência.

VSI - *Voltage Source Inverter*

1 Introdução

Dos conhecimentos técnicos, sabe-se que em algumas situações operacionais de um Sistema Elétrico de Potência (SEP), é necessária a inserção de bancos de capacitores, a fim de corrigir ou o fator de potência, ou o nível de tensão fornecido. E que, a interação desses bancos de impedância capacitiva com transformadores de impedância indutiva, e cargas não lineares, faz com que possa existir no circuito uma ou mais frequências naturais (PONGSRIWAT & PREMRUDEEPREECHACHARN, 2004).

Dessa forma, uma análise das cargas não lineares é indispesável, já que a relação entre as correntes e tensões na linha não apresentarão uma característica linear. Diante disso, a corrente distorcida pela carga não linear interagindo com as demais impedâncias presentes no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) propiciará o surgimento de uma tensão também distorcida. Vale comentar que, geralmente, cada carga não linear injetará componentes harmônicas específicas na rede. Porém, sempre com relação à frequência fundamental da rede, 60 Hz, e, com módulo menor que a componente fundamental (CPFL, 2002).

Nesse contexto, as redes de distribuição são projetadas logicamente para não entrarem em ressonância na frequência de 60 Hz. Contudo, com a inserção cada vez mais pronunciada de cargas não lineares no SEP, criando condições favoráveis ao aparecimento e propagação de componentes harmônicas, o cenário fica propício ao fenômeno da ressonância e amplificação harmônica entre os bancos de capacitores e os transformadores instalados. Mesmo estas componentes harmônicas tendo magnitudes menores que a frequência fundamental, seus efeitos podem ser problemáticos, já que o que se observa é a amplificação de corrente ou tensão no circuito elétrico (CURRENCE; PLIZGA & NELSON, 1995).

Diante do apresentado, fica evidente a necessidade de uma análise no contexto da Qualidade da Energia Elétrica (QEE), mais especificamente voltada às questões da ressonância e amplificação harmônica em sistemas de distribuição, visto que, pela revisão bibliográfica realizada até o momento, constata-se que as ferramentas e procedimentos para a mitigação do problema ainda são limitados, mesmo que o fenômeno seja muito bem compreendido fisicamente (XU & HUANG, 2005).

1.1 Justificativa para a Pesquisa

A inserção cada vez mais pronunciada de cargas não lineares no SEP cria condições favoráveis ao aparecimento e propagação de componentes harmônicas. Atrelado ao fato do sistema possuir frequências naturais deixa o cenário propício ao aparecimento do efeito de ressonância e amplificação harmônica, deixando os índices de distorção harmônica (individual e total) da tensão e corrente muito elevados. Dessa forma, faz-se necessário o estudo de tal problema, bem como buscar tentativas de minimizar tal perturbação.

1.2 Objetivos da Pesquisa

Com base neste cenário apresentado foi proposto nesta pesquisa o uso e a implementação de técnicas de filtragem das componentes harmônicas indesejáveis, culminando em níveis aceitáveis de distorção da forma de onda da tensão.

Será abordada neste documento as técnicas de filtragem mais comuns de serem utilizadas, sendo implementadas e aplicadas em um sistema de distribuição teste as técnicas de filtragem ativa e híbrida.

Ressalta-se também que será apresentada uma análise sobre a carga não linear modelada e sobre o sistema de distribuição teste, obtendo a curva de impedância harmônica do mesmo a partir do uso do RTDS (*Real Time Digital Simulator*).

Como recursos auxiliares à pesquisa, empregaram-se ferramentas computacionais para a simulação das técnicas de solução ou amenização do efeito de ressonância. De forma específica, foi utilizado um simulador em tempo real (RTDS), alocado no Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica (LSEE), local onde foi executado todo o projeto.

1.2 Estrutura do Documento

Primeiramente, no capítulo 2, foi apresentada a base teórica que fomenta a pesquisa em questão. Estão presentes neste capítulo informações a respeito das distorções harmônicas de corrente e tensão, as cargas responsáveis pela injeção de componentes harmônicos na rede elétrica e as técnicas de mitigação geralmente utilizadas frente a este problema. Também é descrito neste capítulo o efeito da ressonância e amplificação harmônica em sistemas de distribuição.

O capítulo 3 é responsável por apresentar o simulador utilizado na pesquisa, no caso o RTDS. Foram abordadas características de *hardware* e do *software* (RSCAD), e por fim será apresentado o sistema de distribuição teste modelado juntamente com a carga não linear.

O capítulo 4 foi destinado à apresentação mais detalhada do filtro ativo implementado, descrevendo a parte física principal do mesmo (inversor de frequência) e a malha de controle do filtro respectivamente. Já no capítulo 5 foram descritas as particularidades dos filtros híbridos implementados no projeto.

Por fim, no capítulo 6 foi apresentada nesta ordem a situação em que se encontrava o sistema antes da utilização de algum tipo de filtragem, o cenário após a ativação do filtro ativo e, posteriormente, o resultado obtido com a utilização das duas técnicas de filtragem híbrida. Também foi feito neste capítulo um comparativo entre os resultados obtidos a partir do uso de cada técnica de mitigação.

2 Distorção e ressonância harmônica

Este capítulo apresentará o efeito da distorção harmônica no SEP. Primeiramente serão apresentados os índices utilizados para quantificar tal efeito. Posteriormente, serão abordados os equipamentos presentes na rede elétrica responsáveis pela geração de tais distorções harmônicas e, por fim, algumas técnicas de mitigação comumente utilizadas para minimizar tais efeitos.

Também serão expostas neste capítulo informações referentes ao efeito da ressonância em sistemas de distribuição, além de métodos de aferimento da frequência de ressonância e como será calculada a impedância harmônica do sistema.

2.1 Distorções Harmônicas

Distorções harmônicas ocorrem quando cargas não lineares estão conectadas ao sistema elétrico. Simplificadamente, a Figura 1, extraída de MINAMIZAKI (2011), ilustra tal efeito de distorção. Para uma tensão puramente senoidal aplicada a um resistor não linear, a forma da corrente se apresenta distorcida.

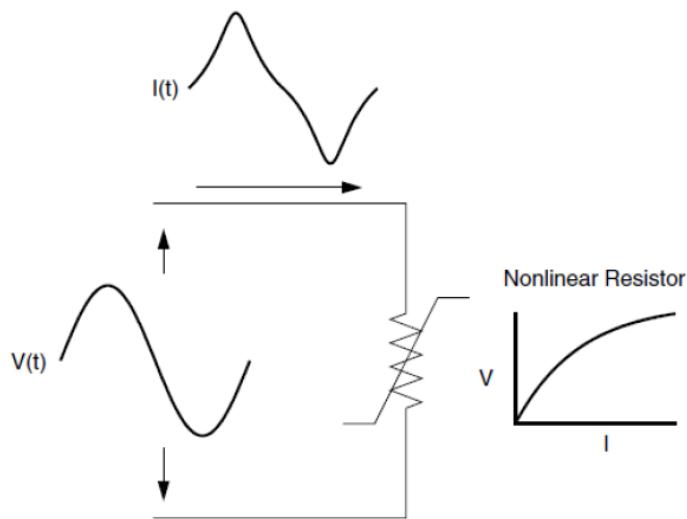


Figura 1: Distorção causada pelo resistor não linear. Fonte: (MINAMIZAKI, 2011).

Para OLESKOVICZ (2007), em redes elétricas nas quais a frequência fundamental é 60 Hz, uma componente harmônica pode ser descrita por uma frequência múltipla inteira da

frequência fundamental. Ou seja, uma componente de quinta ordem, possui frequência de 300 Hz.

A presença de harmônicos interfere diretamente na qualidade da energia na rede elétrica, visto que os formatos da onda de tensão e da corrente ficam distorcidos. Assim como descrito em OMORI (2007), problemas como perda de isolamento, perdas térmicas e ressonância são derivadas das distorções harmônicas.

Segundo POMILIO (1997), é discutido o efeito das componentes harmônicas no sistema de energia elétrica, em específico sobre alguns componentes elétricos. O autor afirma que em motores e geradores há um aumento das perdas por dissipação de calor, afetando assim a eficiência e o torque de ambos. Em transformadores, além do risco de sofrer o efeito de ressonância, os equipamentos também sofrem com o aumento de sua reatância, já que os harmônicos podem ter altas frequências. Perdas de correntes induzidas por fluxos dispersos também são notadas em transformadores. Em relés de proteção e fusíveis o superaquecimento pode danificá-los, ou diminuir suas vidas úteis. Aparelhos de medição também são afetados, principalmente se a condição de ressonância for verificada. Já para os capacitores, além de terem a vida útil reduzida por aquecimento, podem entrar em ressonância com cargas indutivas presentes na rede. Por isso se torna tão importante a mitigação das distorções harmônicas no SEP.

Para entender e quantificar matematicamente as distorções harmônicas se faz necessário o uso da Série de Fourier. Usando essa ferramenta matemática, é possível separar uma onda distorcida em uma componente de CC e várias outras componentes de CA, com frequências múltiplas de 60 Hz, já que se trata do setor elétrico.

Na Figura 2, cuja autoria é de MINAMIZAKI (2011), é possível verificar uma onda distorcida causada pela sobreposição de harmônicos, e, posteriormente, sua decomposição usando a Série de Fourier. De fato, usando este artifício matemático, é possível separar todos os componentes harmônicos presentes, inclusive se algum for de CC.

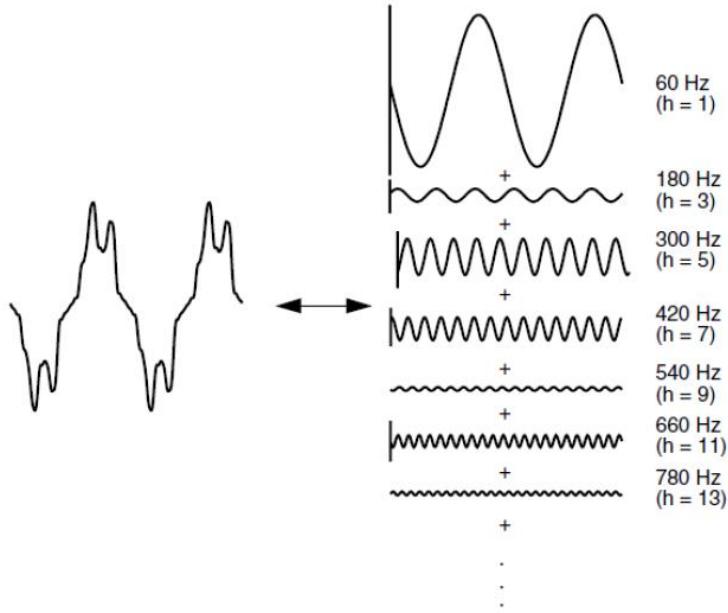


Figura 2: Descrição da Série de Fourier. Fonte: (MINAMIZAKI, 2011).

A caracterização dos harmônicos e seus efeitos podem ser estudados de forma individual ou total. Surge, portanto, quatro índices de estudo, importantes na quantificação da distorção harmônica num sinal elétrico. São eles: DHTV (Distorção Harmônica Total de Tensão) e DHTC (Distorção Harmônica Total de Corrente), que quantificam a distorção total da corrente ou tensão perante o sinal equivalente, DHIV (Distorção Harmônica Individual de Tensão) e DHIC (Distorção Harmônica Individual de Corrente) que estimam a distorção individual de uma componente harmônica em função do sinal fundamental (IEEE, 1993).

A seguir estão dispostos os índices descritos acima.

$$DHTV = \sqrt{\frac{\sum_{n>1}^{n_{\max}} V_n^2}{V_1^2}} \times 100\% \quad (1)$$

$$DHTC = \sqrt{\frac{\sum_{n>1}^{n_{\max}} I_n^2}{I_1^2}} \times 100\% \quad (2)$$

$$DHIV = \frac{V_n}{V_1} \times 100\% \quad (3)$$

$$DHIC = \frac{I_n}{I_1} \times 100\% \quad (4)$$

Nos quais:

V_n = valor eficaz da tensão da componente harmônica de ordem n ;

V_1 = valor eficaz da tensão fundamental;

I_n = valor eficaz da corrente da componente harmônica de ordem n ;

I_1 = valor eficaz da corrente fundamental; e

n = ordem harmônica.

Estes índices são de suma importância, pois além de quantizar a distorção, é possível estimar o quanto satisfatório será a mitigação de um processo de filtragem. Além disso, as normas técnicas de qualidade da energia elétrica indicam as taxas limites de distorção harmônica em um sistema de distribuição a partir desses índices.

A partir do PRODIST (2017), especificamente o módulo 8, que se trata da qualidade da energia, é possível encontrar as taxas de distorções máximas que podem estar presentes na rede de distribuição. Ou seja, para os harmônicos que estiverem com distorção menor que a prevista na norma, não será necessário filtrá-los. Para os harmônicos que estiverem com distorção maior que o previsto no módulo 8 do PRODIST, pode-se utilizar de uma técnica de filtragem para amenizar o problema. O importante é mitigar o problema e não propriamente eliminá-lo, pois quanto menor os gastos financeiros e menor potência o filtro tiver, mais fácil e próximo da realidade financeira estará o filtro ativo. É importante caracterizar que o PRODIST (2017) apenas sinaliza a respeito das distorções da tensão.

Na próxima seção será discutido um pouco sobre alguns equipamentos ou cargas conectadas à rede que causam grandes problemas de qualidade da energia.

2.1.1 Equipamentos Geradores de Harmônicos

Esta seção se estenderá na perspectiva de discussão sobre os principais tipos de cargas, inseridas nos sistemas de distribuição, geradoras de harmônicas.

De acordo com PIRES (2006) a não linearidade do perfil das cargas elétricas como um todo vem aumentando, inclusive em cargas residenciais. A busca por maior eficiência energética faz com que o uso da eletrônica de potência aumente drasticamente. Em

RESENDE (2012), constatou-se que em pesquisa feita em 2000, da carga residencial instalada nos EUA, mais de 50% já dependia da eletrônica. Como consequência, há a necessidade da análise dos índices de distorção harmônica inseridos por tais cargas e a preocupação com a qualidade da energia fornecida aos consumidores.

Em indústrias o fato não é diferente. Em VAZ (2006), é visto que conversores estáticos de potência são utilizados nas fábricas desde a década de vinte do século XIX. A partir dos anos sessenta, com o desenvolvimento de tecnologias de semicondutores, sendo o tiristor o marco inicial, a utilização de conversores de potência cresceu exponencialmente. Posteriormente, os tiristores foram superados pelos MOSFET'S (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), GTO'S (*Gate Turn-Off Thyristor*) e IGBT'S (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), já que tais chaves semicondutoras proporcionam o controle mais refinado dos conversores industriais. Além disso, com a crise do petróleo de 1973, o uso de fornos a arcos elétricos cresceu exponencialmente. Estes fornos apresentam altas variações de corrente e tensão em um curto espaço de tempo, além de possuir alta carga reativa. Cabe frisar que as cargas citadas acima são altamente não lineares, com indicativos baixos de qualidade da energia.

2.1.1.1 Conversores Estáticos de Potência

Dentre os conversores estáticos de potência, podemos classificar dois com assinaturas harmônicas bem caracterizadas: os retificadores trifásicos em ponte e os inversores de frequência trifásicos. Ambos são amplamente utilizados no meio industrial, visto que em muitas situações é necessário possuir corrente e tensão contínua, sendo que a alimentação é alternada (utilizando-se então de retificadores), e em outros momentos é necessário ter controle e alteração da frequência da sua tensão e corrente, utilizando neste caso os inversores de frequência.

As principais componentes harmônicas produzidas por ambos os equipamentos pode ser apontada, de acordo com TEIXEIRA (2009), da seguinte maneira.

$$n = pk \pm 1 \quad (5)$$

Sendo:

n = ordem harmônica;

p = número de pulsos do conversor; e

$k = \text{um numero inteiro (1,2,3...)}$.

Dessa forma, para um conversor de 6 pulsos, as componentes harmônicas produzidas com maior magnitude são 5, 7, 11 e 13, dentre outras. Já para um conversor de 12 pulsos são produzidas as componentes 11, 13, 23, 25, e demais, além, logicamente, da componente fundamental.

Verifica-se também que para um determinado k temos um par de componentes harmônicas produzidas, sendo a primeira de maior magnitude com relação à segunda (5° harmônico com maior distorção que o 7°). Quanto maior for o valor de k , menor será o fator de distorção.

A seguir, na Tabela 1 e na Tabela 2, apresentam-se a característica harmônica dos retificadores de 6 e 12 pulsos respectivamente.

Tabela 1: Assinatura harmônica do retificador de 6 pulsos. Fonte: (TEIXEIRA, 2009).

expressão	K	Ordem Harmônica	Frequência	Corrente harmonica % da fundamental
$6K\pm 1$	0	Fundamental	60	-
	1	5° Harmônico	300	20
		7° Harmônico	420	14,2
	2	11° Harmônico	660	9,09
		13° Harmônico	780	7,69
	3	17° Harmônico	1020	5,88
		19° Harmônico	1140	5,26
	4	23° Harmônico	1380	4,35
		25° Harmônico	1500	4
x		$(6x-1)^{\circ}$	$60(6x-1)$	$100/(6x-1)$
		$(6x+1)^{\circ}$	$60(6x+1)$	$100/(6x+1)$

Tabela 2: Assinatura harmônica de um retificador de 12 pulsos. Fonte: (TEIXEIRA, 2009).

Expressão	K	Ordem Harmônica	Frequência
12K±1	0	Fundamental	60
	1	11º Harmônico	660
		13º Harmônico	780
	2	23º Harmônico	1380
		25º Harmônico	1500
	3	35º Harmônico	2100
		37º Harmônico	2220
	x	(12x-1)º	60(12x-1)
		(12x+1)º	60(12x+1)

Em inversores de frequência trifásicos notam-se as mesmas congruências em relação aos harmônicos produzidos. É fácil ver na Tabela 3, retirada de SANKARAN (2002), a distorção harmônica da corrente para um inversor de frequência trifásico de 6 pulsos. Do mesmo autor foi retirada a Tabela 4, identificando as distorções com relação à tensão.

Tabela 3: Distorção harmônica na corrente referente a um inversor trifásico, sendo IHD a distorção harmônica individual de corrente, e $DHIT$ a distorção harmônica total de corrente. Fonte: (SANKARAN, 2002).

Componentes Harmônicas					
h(n)	IHD (%)	h(n)	IHD (%)	h(n)	IHD (%)
0	0,15	11	9,99	22	0,39
1	100	12	0,03	23	2,95
2	4,12	13	0,19	24	0,02
3	0,78	14	0,48	25	0,66
4	1,79	15	0,07	26	0,15
5	35,01	16	0,52	27	0,05
6	0,215	17	4,85	28	0,22
7	2,62	18	0,03	29	1,79
8	1	19	0,67	30	0,03
9	0,06	20	0,31	31	0,64
10	0,73	21	0,04	$DHIT = 37,3\%$	

Tabela 4: Distorção harmônica na tensão referente a um inversor trifásico, sendo IHD a distorção harmônica individual de corrente, e $DHVT$ a distorção harmônica total de corrente Fonte: (SANKARAN, 2002).

Componentes Harmônicas					
$h(n)$	$IHD (\%)$	$h(n)$	$IHD (\%)$	$h(n)$	$IHD (\%)$
0	0,02	11	1,87	22	0,07
1	100	12	0,02	23	0,46
2	0,12	13	0,92	24	0,04
3	0,09	14	0,07	25	0,36
4	0,11	15	0,01	26	0,06
5	7,82	16	0,04	27	0,03
6	0,01	17	0,61	28	0,07
7	1,42	18	0,06	29	0,4
8	0,06	19	0,36	30	0,02
9	0,04	20	0,06	31	0,34
10	0,03	21	0,12	$DHVT = 8,3\%$	

2.1.1.2 Forno a Arco Elétrico

Fornos a Arco Elétrico (FAE) são usados nas indústrias para fusão da sucata. Sua assinatura harmônica é bem imprevisível, podendo ser dividida em dois estados. Um intervalo transitório de cerca de 5 minutos, no qual os eletrodos de grafite estão começando a perfurar a carga. Neste período, notam-se arcos elétricos instáveis. No período seguinte, no qual há uma grande quantidade de sucata fundida, os arcos elétricos se tornam mais curtos e estáveis, diminuindo, portanto, a distorção harmônica (TEIXEIRA, 2009).

Portanto, a assinatura harmônica de um FAE pode ser dividida em duas partes, sendo a primeira mais contundente. No período seguinte a distorção diminui consideravelmente, praticamente não existindo harmônicos de segunda ordem.

Na Tabela 5, retirada de BARBOSA (1988), estão dispostas às distorções em nível de corrente produzida pelo FAE.

Tabela 5: Componentes harmônicas do forno a arco elétrico. Fonte: adaptado (BARBOSA, 1988).

		Corrente harmônica (% da fundamental)				
Condição do forno		2º harmônico	3º harmônico	4º harmônico	5º harmônico	7º harmônico
Fusão inicial (arco ativo)		3 a 8 (%)	6 a 10 (%)	2 a 6 (%)	2 a 10 (%)	3 a 6 (%)
Típico		7,7 (%)	6,2 (%)	2,5 (%)	4,2 (%)	3,1 (%)
Refino (estável)		-	2 (%)	-	2,1 (%)	-

2.1.2 Técnicas para mitigação

Existem diversas maneiras de diminuir o efeito da distorção harmônica em sistemas de distribuição, sendo mais comum a implementação de filtros em geral. Nesta seção será descrito brevemente os tipos de filtros harmônicos existentes e suas características específicas.

Segundo SERRA (1983), os filtros elétricos são dispositivos capazes de permitir a passagem da componente de um sinal elétrico segundo sua frequência, eliminando ou atenuando as componentes com frequência indesejada. Em sistemas de distribuição não é diferente, podem existir componentes harmônicas indesejadas, e para isso será construído um filtro que as atenuem ou eliminem.

2.1.2.1 Filtro passivo

De acordo com FERNANDES (2008), este filtro se caracteriza por apresentar em sua composição apenas componentes elétricos passivos (resistores, capacitores e indutores), ou, comumente chamados de componentes RLC. Este tipo de filtragem é muito empregado, visto que possui uma construção relativamente mais simples que os demais e por ser financeiramente mais viável. A seguir serão apresentadas algumas obras presente na literatura que remetem à utilização de filtro passivos.

Em FREITAS (2015) a partir da implementação do sistema distribuição, via o RTDS, foi constatada a presença de vários componentes harmônicos e suas respectivas distorções individuais nas formas de ondas das tensões. Comparado com os limites indicados pelo PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) (PRODIST, 2017), foi constatado um excesso de distorção da tensão provocada pelos componentes harmônicos de ordem 2, 5 e 7. Tal situação alertou para a necessidade de aplicação de alguma técnica de mitigação para o problema.

Diante deste fato, a opção encontrada pelo autor foi usar filtros passivos para mitigar os harmônicos com alto nível de distorção. Em específico, foram usados filtros sintonizados em paralelo, projetados para filtrar um determinado componente harmônico. Tal filtro apresenta alta impedância para todas as frequências, exceto na qual é necessário fazer a filtragem. Portanto, para esta determinada frequência, o filtro apresenta baixa impedância, e como está em paralelo, a corrente harmônica tende a ser filtrada do sistema de distribuição.

Após a implementação dos filtros foi constatado um amortecimento dos picos de ressonância (FREITAS, 2015). Para este novo cenário, a distorção individual de cada componente harmônico ficou abaixo dos limites previstos pelo PRODIST (2017). Portanto o uso de filtro passivo, no caso, foi satisfatório. Na Figura 3, é possível observar o quanto a resposta do sistema, em relação à varredura em frequência, foi amortecida. O valor máximo da impedância que chegava a quase 800Ω , após inserção dos filtros, ficou em 160Ω (FREITAS, 2015).

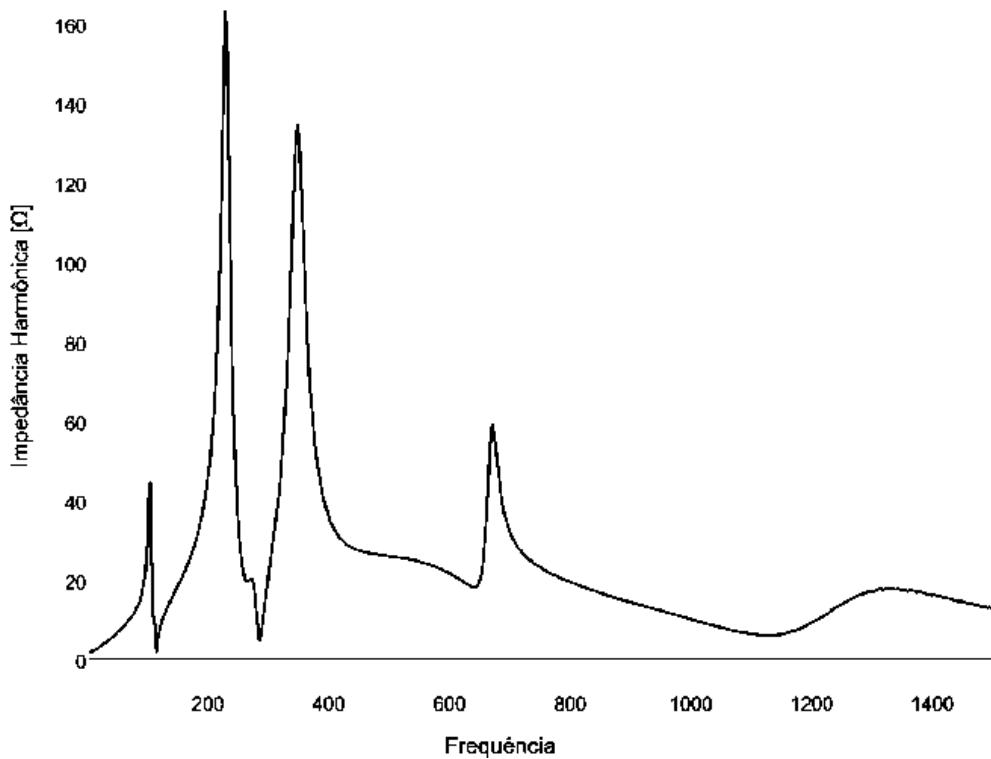


Figura 3: Resposta em frequência após a alocação dos filtros. Fonte: (FREITAS, 2015).

Contudo, ficou evidente que o uso de tais filtros induziu um pico indesejável no componente harmônico anterior à frequência sintonizada (FREITAS, 2015). Esta situação pode ser problemática, quando for necessário amenizar componentes harmônicos sequenciais (como por exemplo, o 2º e 3º; 4º e 5º, e assim por diante).

Em WU (1998) também é possível observar que inserindo filtros no sistema e, consequentemente, alterando a impedância do circuito, pode ocorrer a amplificação harmônica de outro componente harmônico que não era fator de preocupação antes da inserção dos filtros. Nestes casos, o pico criado pelo filtro pode afetar a distorção harmônica individual, não obtendo, portanto, sucesso na mitigação do fato.

Segundo IZHAR *et al.* (2004), os filtros passivos são comumente usados para limitar o fluxo de correntes em sistemas de distribuição. Contudo, tal filtro pode ter seu desempenho restrito para uma pequena faixa de harmônicos, além de poder introduzir o efeito de ressonância na rede elétrica. Outro problema evidenciado pelo autor é que para alguns casos é necessária a inserção de um filtro específico para cada harmônico, gerando um vasto número de filtros utilizados.

Em NUNES (2007) destaca-se a vantagem dos filtros passivos em relação ao ativo pelo menor custo de fabricação. Contudo, evidencia que o projetista deve se atentar com o ponto de ressonância entre o filtro e o sistema. A inserção de um filtro mal projetado pode amplificar o conteúdo harmônico do sistema de distribuição, ao invés de abaixá-lo.

BUSARELLO (2013) constata que a filtragem passiva, apesar de ser uma técnica menos dispendiosa para mitigação da distorção harmônica, apresenta algumas desvantagens que refletem sobre o próprio desempenho. Estas são: qualidade da filtragem fortemente dependente da impedância da rede; possibilidade de ressonância série entre o filtro e o sistema elétrico; e consequente aumento da corrente harmônica devido a este fator, já que a existência de componentes harmônicas na mesma frequência de sintonia do filtro faz com que se apresente para a rede elétrica um curto-círcuito no filtro. Dessa forma, uma corrente com magnitude elevada pode passar pelo filtro, a depender da sua respectiva frequência de sintonia e fator de qualidade.

2.1.2.2 Filtro Ativo

Não possui apenas componentes RLC, mas também elementos de eletrônica de potência e componentes para efetuar o controle do filtro. Este necessita possuir uma potência igual ou pelo menos semelhante à carga em que será conectada (OMORI, 2007). De acordo com SINGH e AL-HADDAD (1999), tal filtro proporciona melhoria no fator de potência, redução do nível de distorção e diminuição da potência total reativa.

Geralmente se conecta o mesmo do lado de baixa do transformador, junto à carga, pois tensões muito altas necessitam de componentes eletrônicos mais complexos ou até ligações em paralelo do mesmo para ratear a tensão entre os componentes eletrônicos, assim como apresentado em PANDA (2015). A Figura 4 ilustra simplificadamente este filtro, sendo i_f a corrente injetada pelo mesmo, i_c a corrente que flui para a carga, e i_s a corrente que vem da fonte.

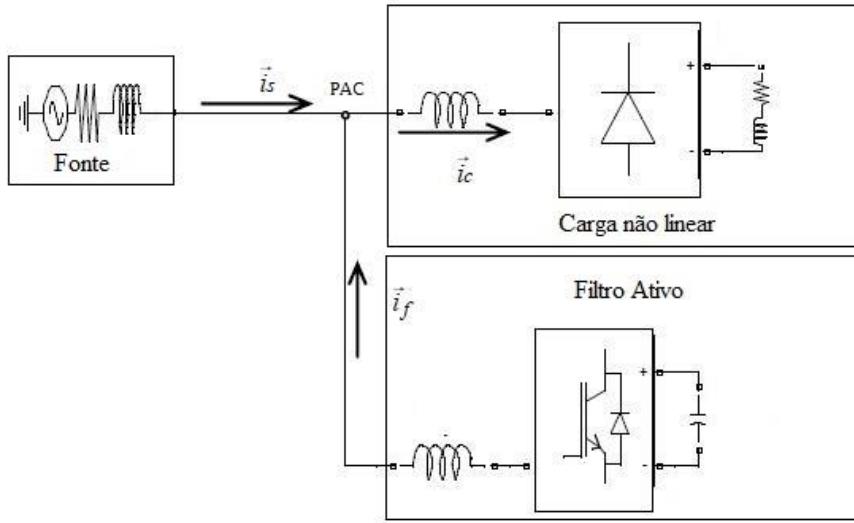


Figura 4: Ilustração do filtro ativo. Fonte: Adaptado (CHAOUI, *et al.* 2008).

A seguir os estudos descritos estão atrelados fortemente aos filtros ativos, principalmente ligados às maneiras distintas de controle dos filtros levando em consideração aspectos como estabilidade e melhor desempenho.

Para a compreensão do artigo seguinte (AKAGI, 1997), fez-se necessário a obtenção de conhecimento em margens de estabilidade. Baseado em OLIVEIRA *et al.* (2013), é desejável que os sistemas de controle de malha fechada sejam estáveis. Além disso, é necessário que os mesmos possuam estabilidade relativa, para que mantenham esta propriedade mesmo em perturbações. Analisando a estabilidade via Diagrama de Bode (DB), é possível diagnosticar a estabilidade de um sistema a partir dos índices Margem de Ganho (MG) e Margem de Fase (MF). Para uma função de transferência $G(s)$ em malha aberta, é possível encontrar a relação de estabilidade da mesma função quando realimentada unitariamente. Sendo ω_g a frequência no qual o ganho é 0 dB, e ω_c frequência de cruzamento com a fase de -180° , determina-se a MG como $-20\log |G(j\omega_c)|$, e a MF como o ângulo de $G(j\omega_g)$ somado de 180° . Dessa forma, para um sistema ser estável, os dois índices apresentados (MG e MF) necessitam ser positivos, de forma que quanto maiores, mais elevado será o grau de estabilidade de sua malha de controle.

AKAGI (1997) se aprofunda no estudo de estabilidade para diferentes tipos de estratégias de controle dos filtros ativos. O autor detalha três tipos de controle, sob o critério de sensoriamento que seria aplicado para geração da referência. As estratégias (tipos) são:

detecção da corrente de carga; detecção da corrente de alimentação; e detecção da tensão no ponto de instalação no filtro. Foi traçado computacionalmente o DB da função de malha aberta para os três casos, com o objetivo de analisar a estabilidade dos sistemas. Constatou-se que, idealmente, os três sistemas são estáveis. Contudo, foi possível caracterizar um tempo de atraso para a extração das componentes harmônicas do sinal de referência, o que significa em uma realimentação de primeira ordem (e não unitária, para o qual se analisa os índices MF e MG). Esse tempo de atraso faz com que seja analisado o grau de estabilidade do sistema, e foi observado que a MF para o controle com sensoriamento da corrente de carga é de aproximadamente 6° , e para sensoriamento da corrente de alimentação, entre 20° e 40° (dependendo da carga na rede). Esses valores de MF não são suficientes para a situação real. Usando uma ferramenta computacional no domínio do tempo foi possível constatar este fenômeno. Já pelo controle por detecção da tensão, foi possível observar uma MF acima de 90° , o que caracteriza um sistema estável, considerando também o tempo de atraso, o que sugere ser uma técnica de controle mais interessante e provável de se usar. O autor também estuda a alocação do filtro sobre o sistema. O mesmo concluiu que para o caso em que seus estudos foram embasados, o filtro apresentou melhor desempenho no amortecimento da distorção harmônica quando conectado próximo da fonte de alimentação do sistema de distribuição.

Em BUSO *et al.* (1998), é feita a comparação de desempenho entre três técnicas de controle de corrente em filtragem ativa, avaliando os casos em situações idênticas. Os três sistemas de controle de corrente foram alimentados por uma mesma malha de controle (comumente chamada de malha de tensão), responsável por atribuir às malhas de corrente a corrente de referência do filtro ativo. Dentre as técnicas de controle de corrente, a primeira pode ser chamada de sistema de controle linear de corrente, no qual se utiliza um PWM (*Pulse Width Modulation*) para alimentar o conversor de potência, porém de forma analógica. A outra técnica utilizada chama-se controle digital *Deadbeat*, no qual se utiliza o algoritmo SVM (*Space-Vector Modulation*) também modulando a largura de pulso, porém, agora de forma digital. Por fim, um controle por histerese, no qual se utilizava o PLL (*Phased-Locked Loop*) juntamente com um sistema de controle *feedforward* (controle mais veloz que por realimentação simples) para manter a frequência de chaveamento constante. Constatou-se que o controle por histerese demonstrou melhores respostas diante das cargas alimentadas, sendo estas duas cargas não lineares e distintas. Enquanto o controle *Deadbeat* e o controle linear apresentaram uma distorção harmônica total de corrente de 6,98% e 7,64%, respectivamente.

Para a situação mais crítica, o controle por histerese apresentou uma distorção de 1,45%. Outro índice estudado foi o erro da corrente RMS (*Root Mean Square*), sendo por volta 7,5% para os dois primeiros sistemas de controle, enquanto que para o controle de histerese, ficou em 1,63%. Pela pesquisa, destaca-se facilmente que sistemas que utilizam frequência de chaveamento constante tendem a possuir um bom desempenho na filtragem ativa.

Segundo OMORI (2007) a técnica de filtragem ativa pode ser capaz de mitigar vários problemas em sistemas de distribuição, tais como compensar elevados conteúdos harmônicos e a defasagem entre tensão e corrente. A defasagem entre tensão e corrente pode gerar componentes de sequência negativa e zero. Estas componentes indesejadas geradas podem provocar interferências em telecomunicações, e, principalmente, gerar campos girantes reversos em motores trifásicos de indução. Este campo reverso tem papel de freio magnético, que prejudicará o funcionamento do motor. O baixo fator de potência ocasiona a subutilização da capacidade da rede elétrica, visto que a potência reativa presente na rede poderia ser substituída por resistiva. Com o aumento de potência reativa, há um aumento da corrente elétrica, ocasionando maior perda ôhmica. Os elevados conteúdos harmônicos podem provocar o efeito de ressonância, no qual pode haver drásticos problemas de sobretensão (ressonância paralela), ou uma grande transferência de energia para a carga capacitiva no harmônico sintonizado (ressonância série). Além disso, há o rendimento indevido de equipamentos elétricos mais sensíveis, maiores perdas térmicas, principalmente pelo efeito *skin*, e solicitações de isolamento, no qual por haver conteúdo harmônico, a tensão de pico que passa no condutor pode ser maior, introduzindo possíveis falhas de isolamento dos materiais.

O mesmo autor (OMORI 2007) dimensionou um filtro trifásico de baixa potência para um sistema de baixa tensão. O filtro possui quatro derivações, sendo uma delas conectada ao terminal neutro. O controle é baseado em duas malhas de controle, uma de tensão (mais externa), e ou outra de corrente (parte interna da malha), ao passo que ambas possuem controle linear. A tensão de saída da malha de controle é justamente a tensão sobre o barramento CC do inversor de frequência presente no filtro. Tal tensão é a referência para a injeção dos harmônicos pelo filtro, ao passo que seja possível reduzir as distorções harmônicas.

2.1.2.3 Aplicação de Filtros Híbridos

O filtro híbrido se destaca por mesclar estruturalmente filtros ativos e passivos. Em OMORI (2007), destaca-se que este pode diminuir a potência do filtro ativo (menores custos) e diminuir o efeito de ressonância que pode ocorrer entre os componentes do filtro passivo com a impedância da rede.

MOUCO (2011) propõe a utilização de filtros híbridos para sistemas de alta tensão, sem a utilização de um transformador abaixador de tensão. Segundo o autor, a utilização de um filtro ativo nesta situação seria muito onerosa e complexa, visto o alto nível de tensão da subestação (88 KV). Dessa forma, a medida tomada pelo mesmo é a conexão junto à barra da subestação de um filtro híbrido, composto pela conexão série de um filtro ativo e um passivo. A principal função da parte passiva é a redução da tensão nos terminais do filtro ativo. O principal objetivo do autor era reduzir os níveis de corrente de 5º ordem, que estavam sobrecarregando outros filtros presentes nos sistema local.

Em NEWTON *et al.* (2010), utiliza-se um filtro híbrido no qual o filtro ativo está conectado em paralelo com o indutor do filtro passivo sintonizado. Este tipo de conexão se torna muito interessante pelo fato da parte capacitiva do filtro passivo reduzir a tensão de entrada do filtro ativo, e a parte indutiva, atenuar a corrente que flui pelo filtro ativo. Estas duas características fazem com que a potência do inversor de frequência seja menor em comparação a um filtro ativo operando isoladamente, reduzindo o custo desta técnica de mitigação.

No artigo de LEE *et al.* (2015), os autores analisam a implementação de um filtro híbrido em sistemas que alimentam cargas industriais em baixa tensão. O filtro proposto conecta-se na rede em paralelo com o lado de baixa do transformador e é composto por um filtro passivo sintonizado de sétima ordem em série com um inversor de frequência trifásico por fonte de tensão. Sendo o filtro ativo operando como uma condutância harmônica variável, o desempenho da filtragem passiva aumenta. Os autores analisaram o desempenho do filtro em condições diferentes de carga no sistema, verificando alguns aspectos tais como:

- A alta indutância da linha e a carga não linear causam distorção severa na tensão;
- A alta resistência da linha pode auxiliar na redução da distorção da tensão; e
- O filtro híbrido pode ser capaz de reduzir ressonâncias de alta frequência causadas por filtros capacitivos.

2.1.2.4 Técnica de filtragem escolhida

Após FREITAS (2015) e WU (2008) constatarem que a filtragem passiva possui uma problemática o surgimento de picos de distorção em outras frequências que antes não demonstravam haver problema, buscaram-se novas alternativas para a mitigação do problema. Neste sentido, foi implementada uma técnica ativa e duas técnicas híbridas de mitigação para o efeito de ressonância e amplificação harmônica.

Os primeiros estudos e pesquisas foram direcionados ao Filtro Ativo de Potência (FAP) conectado em paralelo com a carga não linear. A conexão do filtro foi escolhida, principalmente, porque a conexão série demanda mudanças no sistema elétrico para sua implementação. Além disso, se este filtro série sair de operação causará perda do fornecimento de energia à carga. Os filtros paralelos são comumente usados em sistemas de distribuição em geral.

Posteriormente à correta implementação do FAP, aplicou-se no mesmo sistema o uso de filtros híbridos conectados em paralelo com a carga não linear, com intuito de comparar os resultados obtidos a partir das técnicas implementadas. A ideia do filtro híbrido se dá principalmente em função de ser uma técnica menos dispendiosa, sendo a sua parte ativa caracterizada por menor potência e tensão de alimentação, quando comparada com a filtragem puramente ativa.

Neste contexto, foram conduzidos estudos mais aprofundados no capítulo 4 sobre os FAPs e no capítulo 5 sobre os filtros híbridos. O capítulo 6 apresenta os resultados obtidos com cada filtro, fazendo também a comparação das técnicas de mitigação.

2.2 A Ressonância Harmônica em Sistemas de Distribuição

Relembra-se que o efeito da ressonância em circuitos elétricos RLC ocorre quando a reatância indutiva e a capacitiva se anulam devido a uma frequência natural. Neste contexto, a impedância do sistema fica puramente resistiva, sendo muito baixa para sistemas em série, ou impedância muito alta para sistemas em paralelo.

Segundo PONGSRIWAT e PREMRUDEEPREECHACHARN (2004), existem bancos de capacitores inseridos no sistema de distribuição, a fim de manter alto o fator de potência da rede. Também se encontra em sistemas de distribuição transformadores,

caracterizados por uma reatância altamente indutiva. Ou seja, é possível que haja uma frequência natural, no qual o sistema elétrico entre em ressonância. Abaixo serão caracterizados os dois tipos de ressonância de forma bem simplificada para sistemas de distribuição.

Na Figura 5, está representada uma porção pequena de um sistema de distribuição para análise e caracterização da ressonância. É possível ver um banco de capacitores em série com um transformador. Simplificando o sistema e modelando o transformador como um resistor em série com um indutor, encontra-se o circuito simplificado para a porção do SEP. Por apresentar baixa impedância, o sistema tende a apresentar altos índices de corrente na ressonância série.

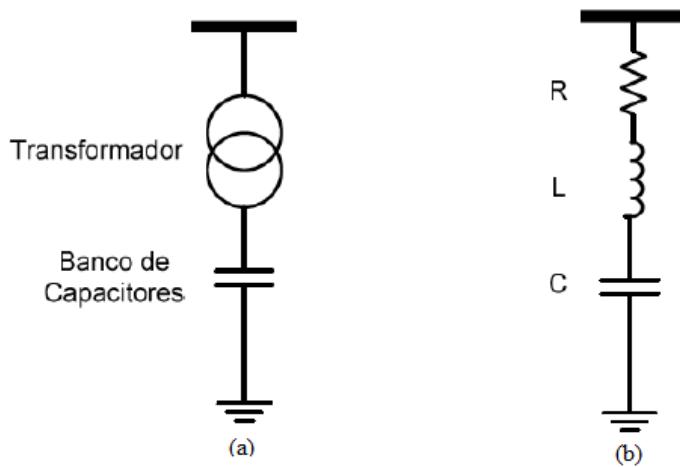


Figura 5: Representação da porção do SEP (a) e circuito simplificado série (b). Fonte: adaptado (NASAR, 1998).

Na Figura 6 está exposta uma porção simplificada de um sistema de distribuição, com enfoque para o PAC e os demais elementos conectados no mesmo. Está caracterizada na mesma figura a subestação (que representa todo o SEP localizado antes do transformador), um transformador em sua saída, uma carga não linear, um banco de capacitor e uma carga resistiva. Pode-se simplificar o sistema para um circuito RLC em paralelo, sendo a corrente total do sistema formada pela soma da corrente vindo do transformador e a corrente harmônica inserida pela carga não linear. A reatância indutiva é representada pela indutância do transformador unida com a do restante do sistema anterior ao PAC.

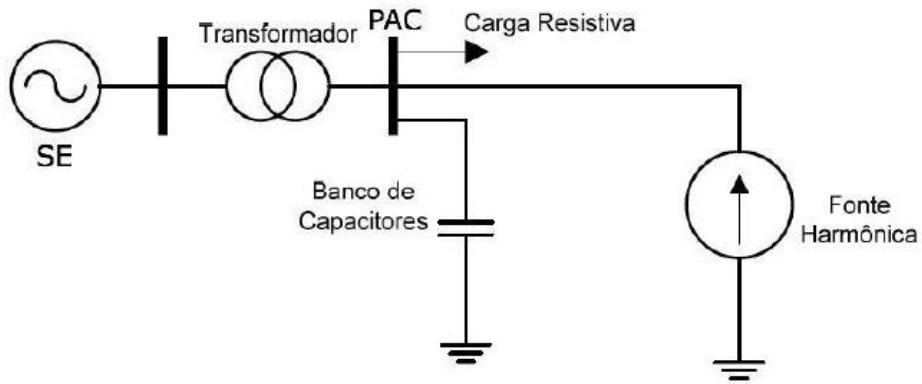


Figura 6: Representação da porção do SEP referido na ressonância harmônica paralela. Fonte: Adaptado (KAGAN, 2005).

Segundo KAGAN (2005), em sistemas de distribuição pode ocorrer tanto ressonância série quanto paralela. Utiliza-se comumente bancos de capacitores para a correção do fator de potência de cargas industriais em sistemas de distribuição, o que pode acarretar no efeito de ressonância entre os transformadores e estes bancos quando correntes harmônicas fluem pela rede elétrica.

A seguir serão discutidos os efeitos das variações no tempo das cargas presentes no sistema de distribuição. Será feita uma análise importante sobre tais variações no efeito da ressonância.

2.2.1 Consequência do Perfil da Carga em Sistemas de Distribuição

Conforme apontado em PRODIST (2017), a carga de um SEP varia de acordo com o dia da semana e, principalmente, com o horário do dia. No mesmo módulo, avalia-se que geralmente por volta das 19 horas, ocorre o maior número de cargas ligadas, denominando esta situação de “carga pesada”, com duração de duas ou três horas. Por volta das 4 horas da madrugada, aponta-se um período de “carga leve”, no qual há o menor número de equipamentos ligados.

Segundo o IEEE (1993), a carga de um SEP pode interferir de duas maneiras no efeito ressonante. Primeiramente, cargas dinâmicas, como motores, tendem a contribuir com as potências de curto-círcuito do sistema, deslocando, portanto, a frequência natural para valores no qual haja distorção no sistema, acarretando no fenômeno de ressonância. O segundo efeito

é que a parte resistiva das cargas pode interferir na impedância do sistema, de forma a abrandar o efeito de ressonância.

Em OLIVEIRA (2010) é possível avaliar este último fato analisado. Em estudos direcionados para ressonância paralela, o autor destacou o fato da carga do sistema interferir diretamente nos efeitos da ressonância. Na Figura 7, é possível ver que para cargas leves, caracterizadas por possuir parte resistiva alta, o efeito da ressonância paralela foi de grande magnitude. Na mesma análise, foi presenciado que para cargas pesadas o efeito da ressonância sofreu alto teor de amortecimento.

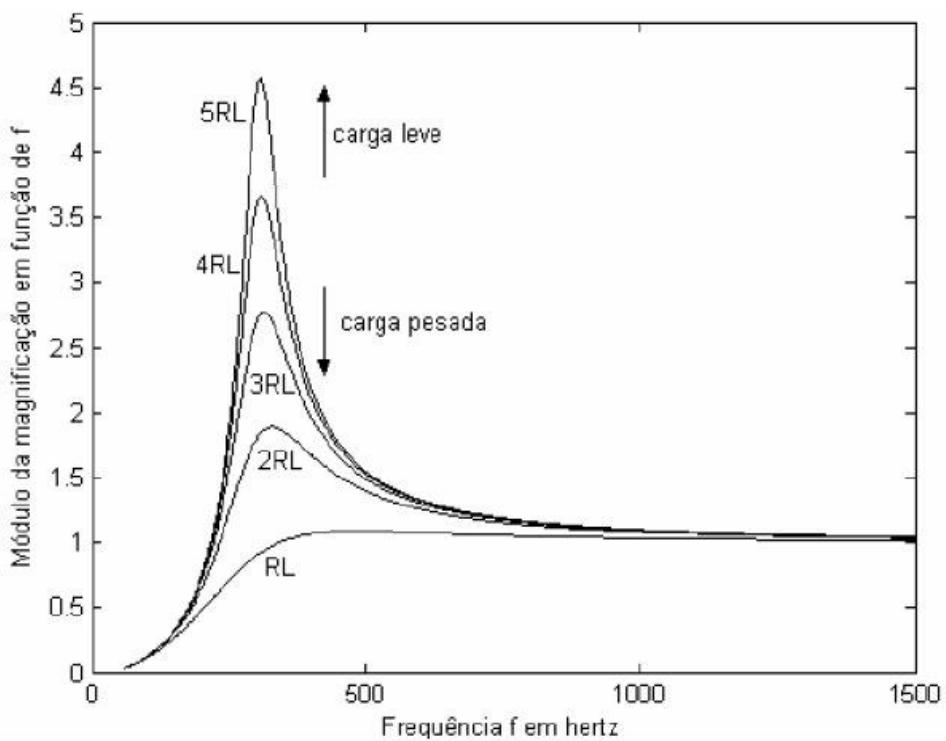


Figura 7: Gráfico para análise da magnitude do efeito da ressonância em função da frequência. Fonte: (OLIVEIRA, 2010).

Em MINAMIZAKI (2011) é possível visualizar fato semelhante. Em um específico SEP, estudaram-se os efeitos da distorção harmônica, sendo um FAE a carga não linear provedora dos harmônicos. Portanto, fazendo a análise das distorções harmônicas no sistema trifásico, constatou-se que os índices de distorção eram muito maiores no final de semana, quando a carga não linear permanecia desligada, e o perfil de carga da rede era baixo, constituindo uma impedância resistiva alta. A Figura 8, extraída do mesmo autor, mostra tais índices de distorção na tensão. Ou seja, distorções harmônicas, juntamente com o efeito da

ressonância estão fortemente ligadas com a impedância do sistema, que pode ser variável. Sendo assim, a técnica de filtragem do problema deve levar isso em consideração para consolidação do processo de mitigação. Neste sentido, obter um método que se adapte às dificuldades do sistema pode ser vantajoso.

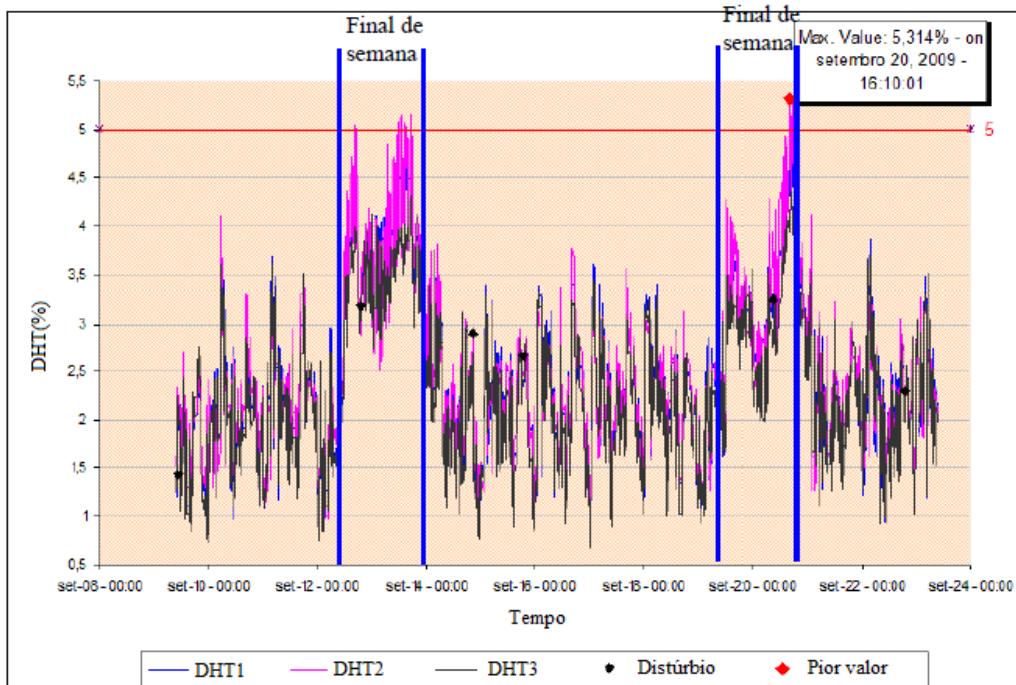


Figura 8: Análise da distorção harmônica total durante um período de tempo. Fonte: (MINAMIZAKI, 2011).

No tópico a seguir será destacado e discutido um pouco sobre métodos para estimar a frequência ressonante de um sistema em específico. Serão abordados métodos tradicionais e métodos computacionais para tal.

2.2.2 Métodos de Aferimento da Frequência de Ressonância

É de grande importância para a pesquisa em questão ter ciência da frequência harmônica responsável por causar ressonância no sistema de distribuição em análise. Dessa maneira, serão abordadas neste capítulo as formas tradicionais de se obter as frequências de ressonância do sistema.

As técnicas de filtragem que serão aplicadas pretendem mitigar as distorções harmônicas que estão com índices inaceitáveis de acordo com a norma. Contudo, é de suma importância que se saiba qual a frequência ressonante, para que de fato uma amplificação harmônica nessa frequência não cause uma magnificação muito alta da tensão (para ressonância em paralelo) ou corrente (ressonância série).

Será descrito nessa seção duas formas distintas de se obter, a partir de equações, a frequência de ressonância paralela do sistema. Estas abordagens são basicamente uma estimativa, já que não levam em consideração muitos fatores intrínsecos do sistema, como por exemplo, a impedância dos alimentadores.

2.2.2.1 De acordo com o IEEE (1993).

Em IEEE (1993), a frequência natural do sistema pode ser calculada a partir de:

$$h_{ressonância} = \sqrt{\frac{Scc}{Scap}} = \sqrt{\frac{X_c}{X_L}} \quad (6)$$

Sendo:

$h_{ressonância}$ = ordem harmônica da frequência de ressonância;

Scc = potência de curto-círcuito do sistema em MVA;

$Scap$ = potência do banco de capacitores conectado em MVA;

X_c = Reatância capacitativa do sistema; e

X_L = Reatância indutiva do circuito.

2.2.2.2 De acordo com OLIVEIRA *et al.* (2010).

Em OLIVEIRA *et al.* (2010), a frequência natural do sistema pode ser calculada da seguinte maneira:

$$h_{ressonância} \cong \sqrt{\frac{X_c}{X_T + X_S} + \frac{X_c}{X_L}} \quad (7)$$

Sendo:

$h_{ressonância}$ = ordem harmônica da frequência de ressonância;

X_c = Reatância capacitiva do banco de capacitores conectado;

X_S = Reatância indutiva do equivalente do sistema antes do transformador;

X_L = Reatância indutiva do equivalente das cargas lineares conectadas; e

X_T = Reatância indutiva do transformador.

2.2.2.3 Discussão Sobre os Métodos

O método do IEEE (1993) é facilmente aplicado quando somente se dispõe de dados referentes à potência do sistema estudado, sendo necessário ter ciência da potência de curto-circuito do sistema e a potência do banco de capacitores presente no sistema. O mesmo método também é frequentemente utilizado quando se dispõe das reatâncias capacitivas e indutivas da rede estudada.

Já o método de OLIVEIRA *et al.* (2010) se caracteriza por calcular a frequência natural do sistema a partir de reatâncias do transformador, do banco de capacitor, das cargas lineares, entre outras. Em suma, serão utilizados dados de elementos específicos (como o banco de capacitor e transformador), não do circuito como um todo.

Cabe ressaltar que as duas abordagens não consideram as perdas causadas pela impedância das linhas de distribuição, o que não pode ser desprezível caso a linha possua comprimentos longos. Além disso, ambas as abordagens caracterizam sistemas que apresentam apenas um banco de capacitor, diferentemente do sistema de distribuição estudado em específico nesta pesquisa. Futuramente será possível ver que tais métodos tradicionais não poderão ser aplicados no estudo do caso, sendo necessária a utilização de um modelo computacional para cálculo da frequência de ressonância do sistema.

2.2.3 A Frequência de Ressonância do Sistema de Distribuição em Análise

Nas seções anteriores do presente capítulo foram citadas algumas formas de se calcular a frequência de ressonância de um sistema de distribuição a partir de uma abordagem tradicional. Contudo, será possível observar que tais formulações trazem resultados aproximados e possuem limitações.

FREITAS (2015) comparou durante sua pesquisa a abordagem tradicional descrita em IEEE (1993), conforme apresentado neste documento na seção 2.2.1 com uma abordagem computacional, e foi constatado que em muitos casos as respostas pelo método matemático aproximado (IEEE, 1993) destoavam muito do simulado. Além do mais, conforme ressaltado por Freitas, só é possível aplicar o método do IEEE (1993) se o sistema de distribuição possuir apenas um banco de capacitor, diferentemente do sistema de distribuição que está sendo modelado pelo aluno, nesta pesquisa, com dois bancos.

O método apresentado na seção 2.2.2.2 também se refere a sistemas de distribuição com apenas um banco de capacitores, o que inviabilizou o seu uso no sistema de distribuição proposto.

Sendo assim, será implementada nesta pesquisa uma forma de se calcular a frequência de ressonância utilizando o RTDS. Para tal ação, foi necessário, primeiramente, a implementação de todo o sistema de distribuição, com exceção das cargas não lineares. Neste sentido, não se pretende avaliar as respostas das cargas não lineares a uma faixa de frequências, mas sim qual será o risco de se inserir uma carga especial (não linear, ou, perturbadora) nessa rede. Em suma, deve-se ter o conhecimento de antemão das frequências nas quais haverá um pico de impedância, para que as cargas não lineares presentes neste sistema não injetem componentes harmônicas nestas frequências, culminando em altos índices de amplificação harmônica.

No que segue, serão apresentadas as medidas tomadas para se mensurar a impedância harmônica do sistema. A técnica utilizada será baseada em AZEVEDO *et al.* (2010).

Sabendo que as tensões e correntes do sistema trifásico podem ser relacionadas a partir das impedâncias próprias e de acoplamento entre fases, é possível observar a relação apresentada na Equação 8.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} & Z_{ac} \\ Z_{ba} & Z_{bb} & Z_{bc} \\ Z_{ca} & Z_{cb} & Z_{cc} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (8)$$

No qual, as impedâncias podem ser calculadas a partir da Equação 9.

$$Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j} \quad (9)$$

Sendo todas as correntes $I \neq I_j$ nulas.

De forma mais clara e objetiva, será inserida no ponto onde se deseja encontrar a impedância harmônica, uma fonte de corrente de 1A em apenas uma fase do sistema, e será medido o valor das três tensões neste mesmo ponto. Como a corrente possui magnitude unitária, o valor encontrado de tensão equivale à impedância que relaciona a tensão medida com a fase onde foi inserida a fonte de corrente. Por exemplo, inserindo uma fonte na fase *A*, e medindo a tensão na fase *B*, será encontrada a impedância Z_{ab} .

O ponto de escolha onde se deseja medir a impedância harmônica é muito importante. No caso desta pesquisa, como se deseja mitigar a ação das cargas não lineares sobre as distorções harmônicas do sistema, o ponto principal para encontrar a impedância harmônica será o local onde será instalada a carga especial (não linear) em estudo.

Da matriz de impedâncias que pode ser construída, será apanhada apenas uma impedância, por exemplo, Z_{aa} , que relaciona a corrente da fase *A* com a tensão da mesma fase. Para esta relação já pré-selecionada, será feito uma varredura de frequência desde zero, até um valor significativamente alto. O limite máximo na varredura de frequência foi estipulado a partir de dados do PRODIST (2017), já que o mesmo confere limites de distorção harmônica individual da tensão até o 25º harmônico. Logo, importa para esta pesquisa a varredura de frequência até 1.500 Hz, visto que a frequência fundamental é de 60 Hz.

Os valores de tensão para a faixa de frequência estipulada serão salvos em formato de uma tabela, ou seja, para uma frequência *X*, há uma impedância *Y*. Com estes dados em mãos, será plotada a curva que representa a impedância harmônica do sistema em estudo. Seguindo esta metodologia, o aluno pôde encontrar a frequência de ressonância do sistema, apenas observando em qual frequência há um pico de impedância.

Fato a se considerar é que o RTDS permite que as simulações sejam realizadas em tempo real. Portanto, se o passo de incremento da frequência for muito curto, o tempo gasto para fazer a varredura em frequência pode ser consideravelmente alto. Logo, a relação entre a largura do passo de frequência deve ser levada em conta, para que não seja muito grande, ao ponto de se perder a informação, e nem muito curto no qual se demande muito tempo para simular.

3 O Real Time Digital Simulator (RTDS)

Segundo KUFFEL *et al.* (1995), o RTDS é a combinação de um *software* e um *hardware* especializado projetados para obter soluções de transitórios eletromagnéticos em sistemas elétricos como um todo. A junção de uma biblioteca extensa de componentes relacionados a sistemas de potência e uma interface gráfica amigável facilitam a montagem de sistemas para simulação e a inserção, por exemplo, de conversores CC/CA de potência. Sua capacidade de simulação em tempo real garante que um segundo físico é simulado em um segundo de processamento, e por possuir hardware em sua simulação, o elemento em análise não será somente um modelo matemático, e sim uma representação de elementos físicos.

Nos itens subsequentes será explicado com mais detalhes as características de *hardware* e *software* do RTDS.

3.1 Hardware

Ainda de acordo com KUFFEL *et al.* (1995), o RTDS está arranjado em *racks* individuais de processamento, os quais são conectados entre si de acordo com os requisitos de cada situação. Os *racks* possuem construção equivalente, sendo compostos por três cartões:

- Tandem Processor Card (TPC);
- Workstation Interface Card (WIC); e
- Inter-Rack Communication Card (IRC) .

Tandem Processor Card: é o núcleo processador do RTDS. Cada *rack* possui 18 TPCs, sendo cada um composto por dois processadores de sinal e portas I/O (entrada/saída) digitais e analógicas. Os TPCs são ativados pelo *software* em configurações que variam de acordo com o uso, podendo operar simultaneamente ou separados. Esta flexibilidade proporciona maior poder de processamento para modelos de componentes com algoritmos mais complicados.

As portas I/O de cada TPC estão listadas abaixo:

- Oito portas de saídas analógicas escalonáveis;
- Duas portas de saídas digitais de 16 bits;

- Duas portas de entradas digitais de 16 bits; e
- Duas portas de entradas analógicas.

Workstation Interface Card: Cada *rack* possui um WIC. Este regula a comunicação entre os TPCs internos ao rack e entre o rack e o computador servidor, que controla o RTDS. Quando o computador servidor executa uma simulação, é o WIC que direciona os pacotes de dados para os TPCs através de uma comunicação Ethernet.

Inter-Rack Communication Card: promove a troca rápida de dados entre os processadores de diferentes racks através de uma comunicação direta de alta velocidade. Cada IRC possui até quatro canais receptores, permitindo assim a ligação direta com até 4 outros *racks*

3.2 Software

O software é composto por três níveis diferentes, os quais estão listados abaixo:

- Nível 1: Graphical User Interface (GUI);
- Nível 2: Compiler/operating system; e
- Nível 3: Power system componentes/solution.

Graphical User Interface (GUI): A interface homem máquina é feita através de um *software* (RSCAD), sendo estes compostos por ferramentas e bibliotecas que fornece ao usuário simular diversos casos específicos.

Basicamente podemos subdividir esta área em duas partições significativas. A primeira é a montagem do sistema de interesse, na janela *DRAFT*. Depois de compilado tal circuito, é preciso iniciar a segunda seção, *RUNTIME*. Neste momento é analisado e monitorado o sistema *online*, podendo ser, por exemplo, os sinais ou as medições trifásicas e/ou monofásicas das tensões e correntes. Além disso, é possível agir sobre o sistema, como, por exemplo, aplicando uma situação de falta (curto-circuito) em uma fase, ou ativando um filtro ativo conectado em paralelo com uma carga em específico.

Compiler/Operating system: O compilador é responsável por fazer a transição entre o circuito montado e a aba de simulação em tempo real. Além disso, o compilador é responsável por atribuir a porção de memória para cada elemento nos TPCs, e indicar qual porta I/O vai ser utilizado.

Power system componentes/solution: Otimiza o processo de simulação, acessando a biblioteca de modelos de variados componentes que podem ser incluídos na modelagem, tais como linhas de transmissão, componentes RLC, transformadores, cargas especiais, entre outros. A utilização de tais modelos diminui o tempo de processamento do sistema implementado.

3.3 Principais aplicações

Uma das principais aplicações envolvendo o RTDS, segundo KUFFEL *et al.* (1995), é o teste de relés de proteção. Através das portas I/O, é possível conectar o elemento de proteção ao RTDS ao sistema de potência em simulação via o RTDS. Dessa maneira, é possível analisar como tal relé se comporta em situações de operação adversas do sistema em estudo. Tal teste não é possível de ser feito somente com *software*.

Outras aplicações, segundo KUFFEL *et al.* (1995), comuns para o RTDS são:

- Avaliação de elementos de proteção;
- Simulação envolvendo faltas simétricas ou não, com diversos valores de impedância de falta;
- Simulação envolvendo linhas HVDC;
- Ensaios envolvendo painéis fotovoltaicos ou geradores eólicos;
- Interconexão de sistemas em corrente contínua e corrente alternada;
- Inclusão e análise da inserção de conversores CC/CA (de dois ou mais níveis) em sistemas de potência; e
- Simulações diversas envolvendo geradores e transformadores.

No tópico a seguir será mostrado o sistema de distribuição que foi modelado via o RSCAD e que será o foco desta pesquisa.

3.4 Modelagem do Sistema de Distribuição

Para uma análise criteriosa do sistema de distribuição em estudo, utilizou-se do simulador RTDS (*Real Time Digital Simulator*), alocado no Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica (LSEE). O *software* utilizado como interface é o RSCAD. Cabe adiantar que dentre os objetivos da pesquisa, o aluno passou pela implementação de um sistema de distribuição real, operado por uma concessionária de energia regional.

Contudo, antes de implementar o sistema e prosseguir com as análises das respostas do simulador considerando o caso analisado, o aluno estudou cada componente do simulador e suas principais características, para que o mesmo apresentasse maior domínio e senso crítico do simulador e suas respectivas ferramentas. Os tópicos a seguir descreverão detalhadamente os principais elementos dos sistemas de distribuição que foram utilizados pelo aluno para a simulação do sistema de distribuição real, já sendo incorporados os dados referentes ao sistema de distribuição de interesse.

3.4.1 Fonte de Alimentação

A fonte de alimentação do sistema de distribuição implementada via o RSCAD são fontes de tensão alternadas, trifásicas com acesso ao neutro, sendo no caso aterradas. Atrelado a este componente tem-se uma impedância RL (resistiva e/ou indutiva) em série com cada fase da fonte. A impedância em série por fase apresenta sequência positiva, sendo a de sequência zero opcional para o usuário. No caso deste trabalho, a impedância de sequência zero não será utilizada. A Figura 9 apresenta o bloco referente à fonte. Já a Figura 10, os respectivos parâmetros do componente. A Figura 11 apresenta os parâmetros de impedância de sequência positiva. Note que os parâmetros devem ser incluídos na forma polar, ou seja, módulo e ângulo (em graus). Tais fontes representarão o equivalente do sistema de distribuição em análise a partir da subestação de energia da concessionária regional.

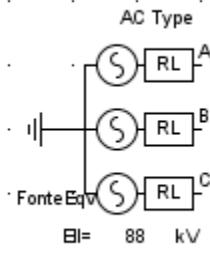


Figura 9: Bloco representativo da fonte trifásica.

If_rtds_sharc_sld_SRC					
P & Q MONITORING		MONITORING		SIGNAL NAMES	
AC SOURCE INITIAL POWER OUTPUT		REMOTE FAULTS			
AC SOURCE INITIAL POWER OUTPUT		POSITIVE SEQUENCE IMPEDANCE			
CONFIGURATION		PROCESSOR ASSIGNMENT		AC SOURCE INITIAL VALUES	
Name	Description	Value	Unit	Min	Max
Name	Source Name	FonteEqv			
Type	Source Impedance Type:	R/L			
Tc	Voltage Input Time Constant	0.0	sec	0.0	
ZSeq	Zero Sequence Included	No			
Imp	Impedance Data Format:	Impedance		0	1
DynmImp	Static or Dynamic Impedance:	Static		0	1
WvType	Source Wave Type:	AC		0	4
Sctrl	Source Control:	RunTime		0	1
prtyp	Type of Processor Card	GPC/PB5		0	2
<input type="button" value="Update"/> <input type="button" value="Cancel"/> <input type="button" value="Cancel All"/>					

Figura 10: Parâmetros da fonte trifásica. Destaque para a inserção da impedância da fonte e a inserção opcional do componente de sequência zero.

A tensão da fonte deve ser especificada em valor eficaz de linha, assim como representado na Figura 12. A frequência do sinal e a fase inicial devem ser também especificadas. Outros dados como potência ativa e reativa também devem ser inseridos no modelo.

If_rtds_sharc_sld_SRC					
P & Q MONITORING		MONITORING		SIGNAL NAMES	
AC SOURCE INITIAL POWER OUTPUT			POSITIVE SEQUENCE IMPEDANCE		
CONFIGURATION		PROCESSOR ASSIGNMENT		AC SOURCE INITIAL VALUES	
Name	Description	Value	Unit	Min	Max
F	Base Frequency	60.0	Hz	0.001	
Z1	+ve Seq. Impedance	0.001	Ohms	0.001	
Phi1	+ve Seq. Imp. Phase angle	0.1	deg	0.1	89.9
RN	Harm. # where phase is same as fund.	2.0		2.0	1E38

Figura 11: Parâmetros de impedância de sequência positiva.

If_rtds_sharc_sld_SRC					
P & Q MONITORING		MONITORING		SIGNAL NAMES	
AC SOURCE INITIAL POWER OUTPUT			POSITIVE SEQUENCE IMPEDANCE		
CONFIGURATION		PROCESSOR ASSIGNMENT		AC SOURCE INITIAL VALUES	
Name	Description	Value	Unit	Min	Max
Es	Initial Source Mag (L-L, RMS)	88	kV	0.0	
F0	Initial Frequency	60.0	Hz	0	
Ph	Initial Phase	0.0	deg	-360.0	360.0

Figura 12: Destaque para a tensão de linha da fonte e a frequência fundamental do sinal.

3.4.2 Linhas de Distribuição

As linhas de distribuição serão modeladas a partir do modelo Pi (π), representado na Figura 13. Conforme o manual do *software* RSCAD, o modelo Pi para linhas médias pode ser utilizado para linhas de até 15 Km, o que valida o modelo usado para o caso em específico, já que os trechos de interesse das linhas não ultrapassam 600 m.

A Figura 14 apresenta os parâmetros da linha. É possível perceber que foi feita a inserção da impedância de sequência zero e positiva apenas para os parâmetros em série da linha. Como o modelo é para linhas médias e curtas, não há a opção de inserir valores de condutância *shunt* (em derivação), já que este parâmetro não tem influência em linhas curtas e médias. Porém, para a capacitância *shunt* é necessário inserir um valor. Como o caso estudado não considera este parâmetro inseriu-se um valor praticamente infinito.

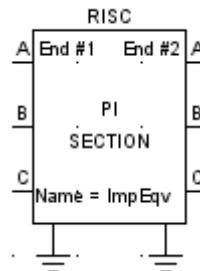


Figura 13: Bloco representativo das linhas de distribuição. O modelo utilizado é o modelo Pi.

If_rtds_sharc_sld_Pi3						
MONITORING SELECTIONS		MONITORING NAMES		PARAMETERS		
CONFIGURATION		PROCESSOR ASSIGNMENT				
Name	Description	Value	Unit	Min	Max	
f	Line frequency	60.0	Hz	0.01		
Rp	+ve sequence series resistance	4.062	ohms	1.0e-10		
Xp	+ve sequence series inductive react.	52.5397	ohms	1.0e-10		
Xcp	+ve sequence shunt cap. reactance of line	9.999e25	Mohms	1.0e-10		
Rz	Zero sequence series resistance	20.805	ohms	1.0e-10		
Xz	Zero sequence series inductive react.	203.721	ohms	1.0e-10		
Xcz	Zero sequence shunt cap. react. of line	9.99e25	Mohms	1.0e-10		
split	Split the Icon ?	NO		0	2	
		Update	Cancel	Cancel All		

Figura 14: Parâmetros do modelo Pi para as linhas de distribuição.

Fato interessante a se notar é que os parâmetros de impedância devem já ser multiplicados pelo seu respectivo comprimento, ou seja, os parâmetros já devem ser inseridos em ohms.

Quando todo o sistema de distribuição estiver implementado, será possível visualizar vários modelos de linha Pi em série. A razão pela qual se utiliza deste recurso é que poderá

ser necessária a inspeção de algum ponto no meio da linha, como de tensão ou corrente, ou até a inserção de uma carga ou banco de capacitor.

3.4.3 Cargas Lineares

As cargas lineares utilizadas já são previamente consideradas como equilibradas, sendo possível apenas inserir os valores de resistência, indutância e capacitância por fase. As cargas foram consideradas apenas resistivas e indutivas, e o parâmetro para capacitância foi considerado nulo. A carga pode ser conectada tanto em delta como em estrela. Neste último caso é possível ter acesso ao neutro.

A Figura 15 apresenta o bloco para a implementação das cargas lineares via o RSCAD. Já a Figura 16 demonstra os parâmetros para modelagem de uma carga linear conectada em estrela.

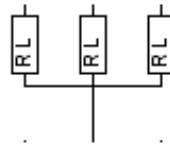


Figura 15: Representação de uma carga em Y.

If_rtds_sharc_sld_SHUNTRLC						
CONFIGURATION						
Name	Description	Value	Unit	Min	Max	
R	Resistance per phase	91.0605155	ohms	0.0		
L	Inductance per phase	8.10742843	H	0.0	1E6	
CuF	Capacitance per phase (0= no capacitance)	0	uF	0.0	1E6	
type	Connection type	Y		0	1	
NR	Include Neutral Connection Point?	Yes		0	1	
Imon	Monitor Branch Current in RunTime?	No				
DA	Monitor Branch Current at Analogue Output Port?	No				

Figura 16: Inclusão dos parâmetros da resistência, indutância e capacitância por fase para uma carga conectada em estrela (Y).

3.4.4 Bancos de Capacitores

Para modelar um banco de capacitores deve somente ser selecionado o módulo da capacitância por fase e o tipo de conexão a se utilizar (estrela ou delta). Para este trabalho será utilizado à conexão em estrela aterrado, assim como demostrado no componente da Figura 17. Os parâmetros do banco de capacitores estão ilustrados na Figura 18.

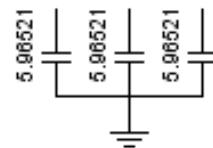


Figura 17: Representação de um banco de capacitores via o RSCAD.

If_rtds_sharc_sld_SHUNTCAP						
CONFIGURATION						
Name	Description	Value	Unit	Min	Max	
CuF	Shunt Capacitance per phase	5.96521	uF	1E-9	1E6	
type	Connection type	Y		0	1	
NR	Include Neutral Connection Point?	No		0	1	
Imon	Monitor Branch Current in RunTime?	No				
DA	Monitor Branch Current at Analouge Output Port?	No				

Figura 18: Parâmetros do banco de capacitores.

3.4.5 Transformador

O Transformador utilizado na pesquisa é trifásico com ligação em Delta-Estrela (como mostrado na Figura 20). Em outras palavras, o enrolamento primário está ligado em delta, enquanto o secundário está em estrela. No RSCAD é necessário também especificar a potência aparente trifásica e a indutância de dispersão em p.u.. O bloco do transformador como encontrado no RSCAD é apresentado na Figura 19.

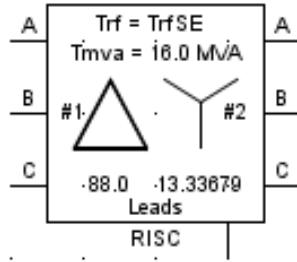


Figura 19: Representação de um transformador trifásico delta-estrela.

O modelo de transformador utilizado é o saturável, onde é necessário inserir dados específicos sobre o mesmo como a tensão de “joelho” da curva de saturação, e a reatância de dispersão do núcleo do transformador, ambos em p.u., assim como ilustrado pela Figura 21. Além disso, para completar o modelo saturável é necessária a inserção da corrente de magnetização (Figura 22). Com todos estes dados o RTDS é capaz de simular o transformador no modo saturável.

Por fim, para caracterizar a relação de transformação do componente é necessário inserir a tensão de linha eficaz tanto do lado primário quanto do secundário. Na Figura 26 está exposta a tensão do primário, enquanto a Figura 23 exemplifica a tensão no enrolamento secundário.

If_rtds_sharc_sld_TRF3P2W

FLUX OFFSET INPUT SETUP		MONITORING		FLUX & MAGN CURRENT MONITORING		
CONFIGURATION		PROCESSOR ASSIGNMENT		WINDING #1		WINDING #2
SATURATION						
Name	Description	Value	Unit	Min	Max	
Trf	Transformer Name	TrfSE				
YD1	Winding #1 Connection	Delta				
YD2	Winding #2 Connection	Y				
Lead	Delta lags or leads Y	Leads				
type	Transformer Model Type	Saturation				
tapCh	Tap Changer (type cannot be Linear)	No				
edge	Tap Trigger on	Rising Edge				
inps	Tap Changer Inputs	RunTime				
Tmva	Transformer rating (3 Phase)	16.0	MVA	0.0001		
f	Base Frequency	60.0	Hz	1.0	300.0	
xl	Leakage inductance of Tx	0.07415	p.u.	0.001		
NLL	No load losses	0.0001	p.u.	0.00	1.0	
NLLtp	No load loss branch type	Winding				
prttyp	Type of Processor Card	GPC/PB5		0	2	

Update Cancel Cancel All

Figura 20: Configuração do transformador.

If_rtds_sharc_sld_TRF3P2W

MONITORING		FLUX & MAGN CURRENT MONITORING				
SATURATION		FLUX OFFSET INPUT SETUP				
CONFIGURATION		PROCESSOR ASSIGNMENT		WINDING #1		
				WINDING #2		
Name	Description	Value	Unit	Min	Max	
sproc	Use a separate processor for Tsat?	YES		0	1	
Sat	Saturation Placed on Winding	#1				
Xair	Air core reactance	0.1483	p.u.	1E-3	10.0	
Tdc	Leaky Integrator Time Constant	100.0	sec	1E-3		
Xknee	Knee voltage	1.125	p.u.	0		
Lw	Loop width	30	%	0	100	

Update Cancel Cancel All

Figura 21: Parâmetros da saturação do transformador.

If_rtds_sharc_sld_TRF3P2W

MONITORING		FLUX & MAGN CURRENT MONITORING			
SATURATION		FLUX OFFSET INPUT SETUP			
CONFIGURATION		PROCESSOR ASSIGNMENT		WINDING #1	WINDING #2
Name	Description	Value	Unit	Min	Max
VL1	Base primary voltage (L-L RMS)	88.0	kV	0.0001	
Im1	Magnetizing Current	5e-4	%	1E-4	1e3

Update Cancel Cancel All

Figura 22: Parâmetros do enrolamento de alta tensão do transformador.

If_rtds_sharc_sld_TRF3P2W

MONITORING		FLUX & MAGN CURRENT MONITORING			
SATURATION		FLUX OFFSET INPUT SETUP			
CONFIGURATION		PROCESSOR ASSIGNMENT		WINDING #1	WINDING #2
Name	Description	Value	Unit	Min	Max
VL2	Base secondary voltage (L-L RMS)	13.33679	kV	0.0001	
Im2	Magnetizing Current	1.0	%	1E-4	1e3

Update Cancel Cancel All

Figura 23: Parâmetros do enrolamento de baixa tensão do transformador.

3.5 Caracterização do sistema de distribuição no RSCAD

Coube ao aluno implementar via RSCAD o sistema de distribuição em análise. Contudo o simulador utilizado possui uma limitação no número máximo de nós elétricos trifásicos que podem considerados para a simulação. Como o sistema em estudo possui um número muito maior de nós (138 no total), foi necessário fazer uma redução por equivalente de Thévenin no sistema, a fim de obter um sistema reduzido, porém com resposta análoga ao sistema real.

A técnica utilizada acima é a mesma descrita em FREITAS (2015), resultando assim em um sistema de distribuição final igual ao usado pelo referido autor. Cabe frisar que o aluno implementou novamente o sistema de distribuição no RTDS (e não simplesmente utilizou o de FREITAS 2015) para que o mesmo adquirisse experiência sobre o simulador, tanto em relação ao software (RSCAD) quanto à interface de simulação.

O sistema implementado por completo é ilustrado pela Figura 24. É possível destacar a presença de dois bancos de capacitores no sistema de distribuição, nomeados BC1 e BC2. De posse do mesmo, é possível dar continuidade à pesquisa, a começar por encontrar a impedância harmônica para a região onde deverá ser instalada a carga não linear.

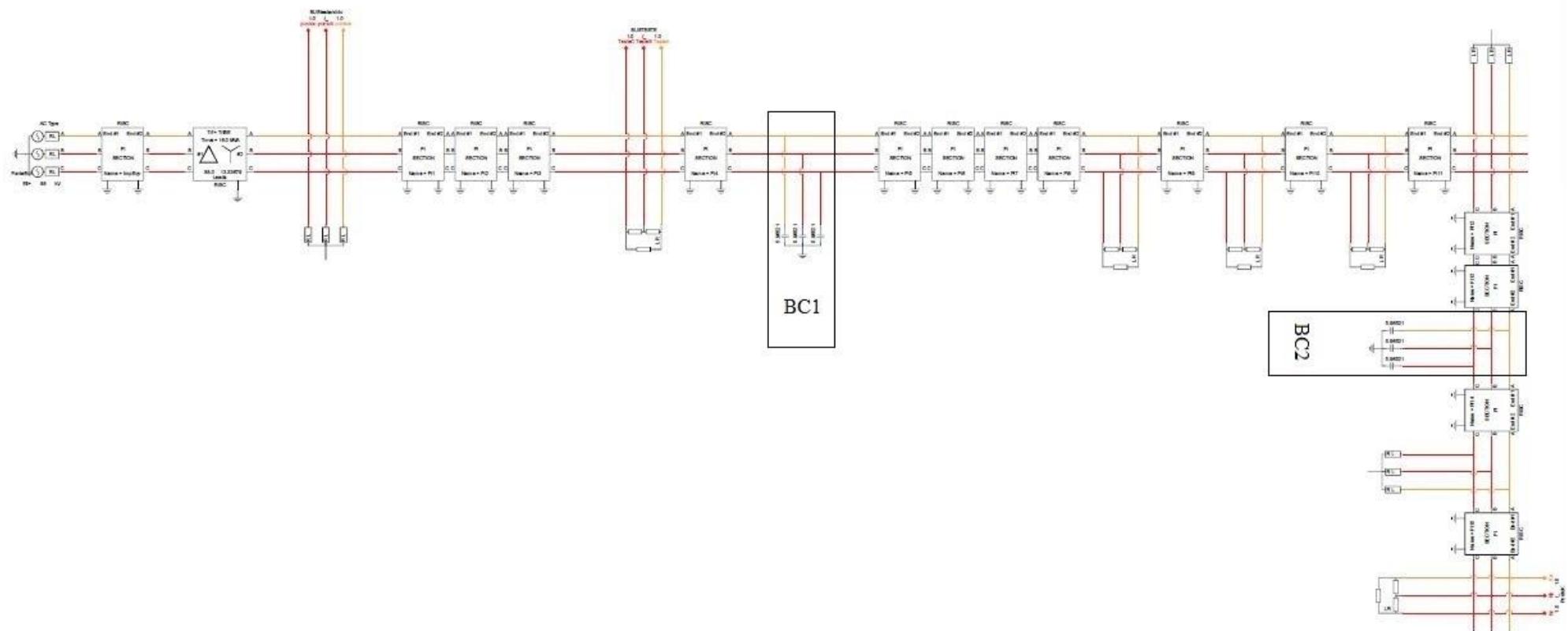


Figura 24: Sistema de distribuição implementado.

3.6 Impedância harmônica do sistema em análise

O ponto do sistema de distribuição escolhido para abrigar a carga não linear situa-se junto ao banco de capacitores mais afastado da subestação. Escolheu-se esta região por apresentar uma resposta de alta impedância para determinados valores de frequência, retratada Figura 25. Como o intuito da pesquisa é estudar efeitos de ressonância e distorção harmônica, é desejável inserir a carga especial num local onde os efeitos são mais notórios.

Foi feita uma varredura em frequência entre 0 e 1.500 Hz, coletando o valor da tensão RMS neste local, sabendo que a corrente no mesmo é de 1 Arms. Sendo a corrente unitária, a tensão equivalerá ao valor da impedância no mesmo local. A fonte de corrente foi inserida na fase A, e a tensão coletada foi da mesma fase. Logo, a impedância obtida é Z_{aa} .

É possível ver na Figura 25 valores elevados de impedância em duas faixas de frequência. A primeira entre 200 e 340 Hz, com um pico de ressonância em aproximadamente 275 Hz. Já a segunda entre 660 e 690 Hz, porém com magnitude bem menor que o valor anterior. Isto implica que se uma corrente flui no sistema com frequência igual a estas caracterizadas, a tensão de mesma frequência neste ponto será demasiadamente alta, já que a impedância do sistema possui grande magnitude. Um exemplo seria uma corrente de quinto harmônico injetada neste ponto. A mesma acarretaria em uma tensão de terceiro harmônico com amplitude expressiva, acarretando em uma forma de onda da tensão distorcida.

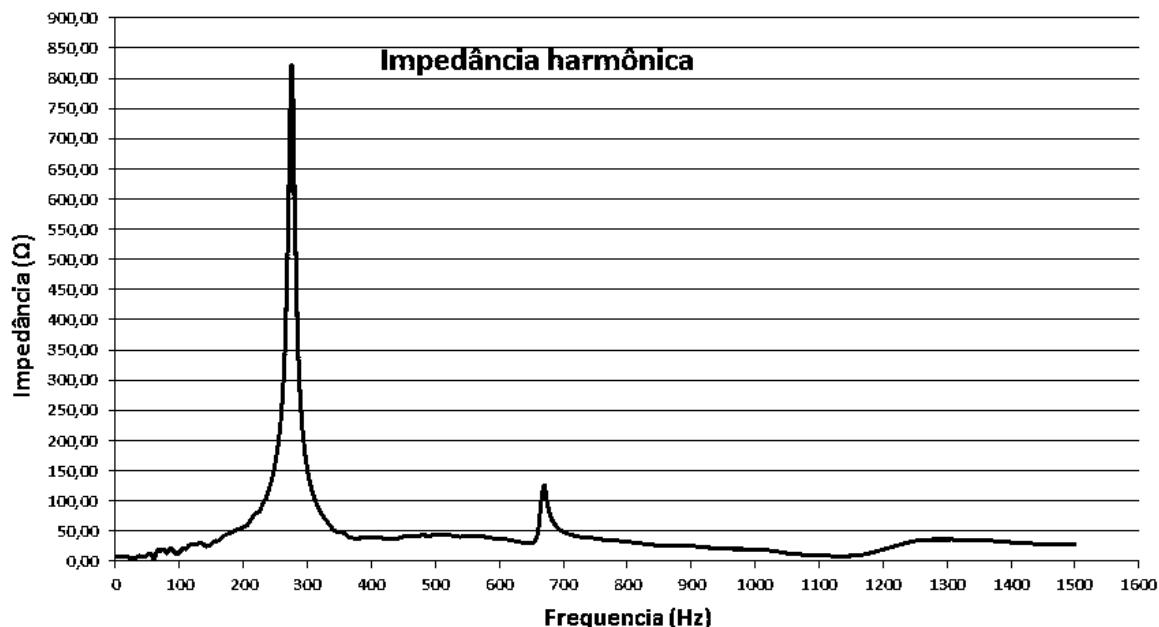


Figura 25: Impedância harmônica do sistema.

Tendo posse da impedância harmônica e de todo o sistema de distribuição implementado no RTDS, os estudos focaram para algumas técnicas de mitigação existentes, dando ênfase, posteriormente, ao filtro ativo e filtro híbrido.

3.7 Implementação das cargas não lineares no RTDS

Foi criado um sistema simples no RSCAD, composto por uma fonte senoidal trifásica e um transformador abaixador. O intuito deste sistema consiste em analisar as características de cargas não lineares isoladas, para, posteriormente, inseri-las no sistema de distribuição em análise.

Neste contexto, foi analisada a resposta do FAE no RTDS, utilizando para isso do bloco presente na biblioteca do RSCAD característico de fornos a arco elétrico. As repostas adquiridas via simulador foram comparadas com os resultados de alguns artigos específicos (ACHA et al., 1990 OZGUN e ABUR, 2002) que tratam sobre o FAE. Esta comparação tornou-se necessária para validar o modelo utilizado nesta pesquisa, garantindo que o modelo opere conforme esperado.

3.7.1 FAE

O bloco esquemático do FAE no RSCAD está descrito na Figura 26.

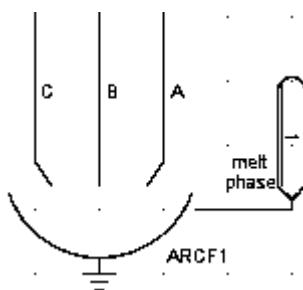


Figura 26: Bloco representativo do forno a arco elétrico no RSCAD.

A partir do manual do RSCAD (RSCAD, ARC-FURNACE), sabe-se que a característica intrínseca do bloco utilizado para representar o FAE possui a curva característica de tensão por corrente ilustrada na Figura 27. Observando a curva característica do forno, verifica-se que a relação entre a corrente e a tensão não é linear, ou melhor, é

substantialmente não linear, já que para um valor de tensão em específico, têm-se diversos valores de corrente. Neste sentido, este tipo de curva característica é um bom indicador para analisar se a carga é linear ou não linear. Vale lembrar que se a curva característica fosse uma reta que intercepta a origem do plano cartesiano, o elemento em análise seria um resistor ôhmico.

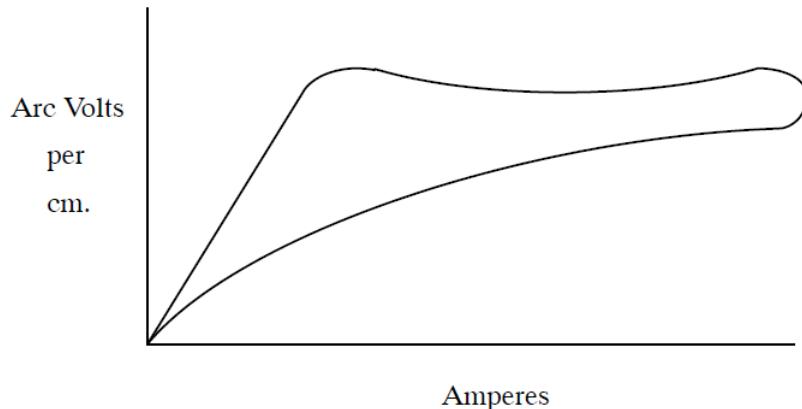


Figura 27: Curva característica do bloco *Arc-Furnace* (RSCAD, ARC-FURNACE).

Segundo OZGUN e ABUR (2002), a curva característica de um FAE é equivalente à representada na Figura 28. Pode-se observar facilmente que ambas as curvas (Figura 27 e Figura 28) são semelhantes. Além disso, possuem uma característica altamente não linear entre tensão e corrente.

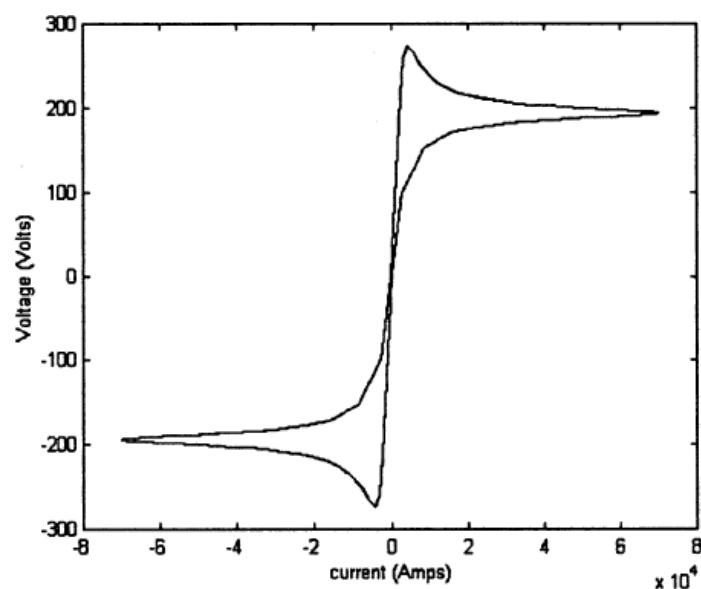


Figura 28: Curva característica de um FAE. Fonte: (OZGUN e ABUR, 2002).

A Figura 29, retirada de OZGUN e ABUR (2002), representa a forma de onda da tensão no tempo, e a Figura 30, retirada de ACHA *et al.* (1990), ilustra a forma de onda da corrente. Ambas as formas de onda serão comparadas com as obtidas por simulação via o RTDS, validando assim o modelo utilizado para o forno.

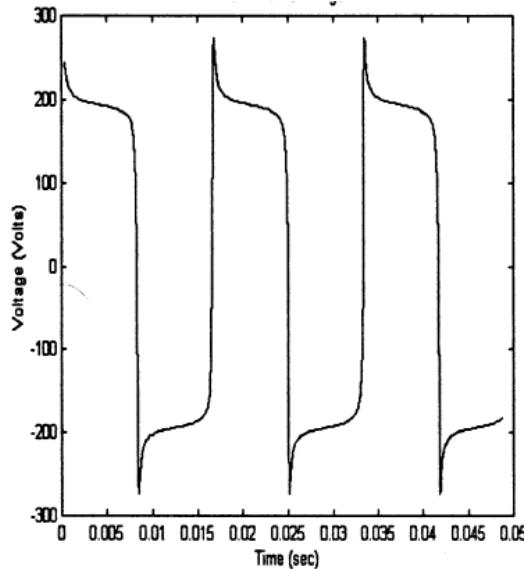


Figura 29: Forma de onda da tensão do FAE. Fonte: (OZGUN e ABUR, 2002).

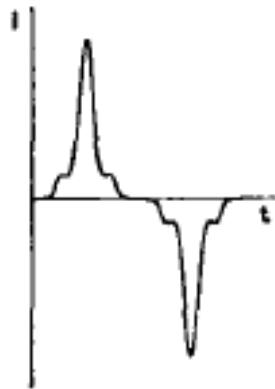


Figura 30: Forma de onda da corrente do FAE. Fonte: (ACHA *et al.*, 1990).

Assim como foi descrito, simulou-se o sistema simples no RSCAD com a fonte senoidal trifásica, o transformador abaixador e o FAE, obtendo-se as seguintes formas de onda para a tensão e a corrente, representadas na Figura 31 e Figura 32, respectivamente.

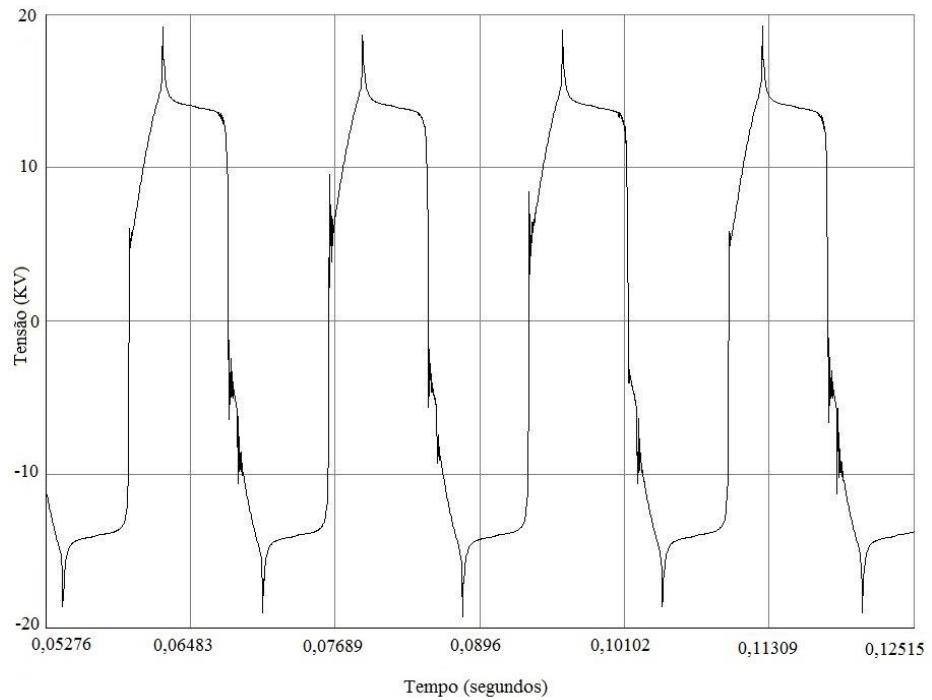


Figura 31: Forma de onda da tensão simulada para o FAE via o RSCAD.

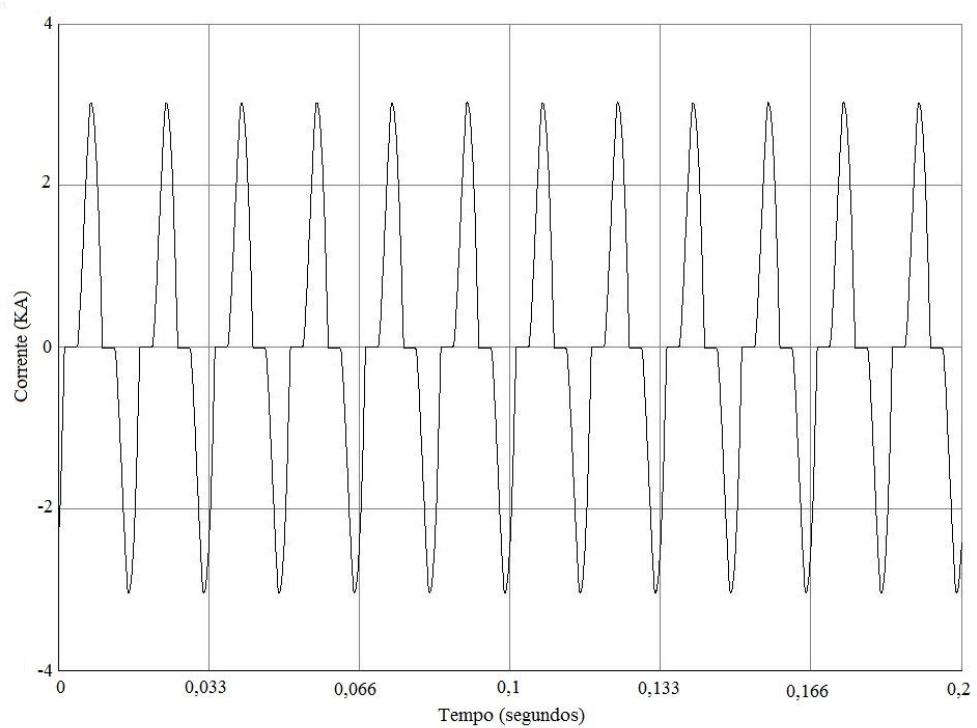


Figura 32: Forma de onda da corrente simulada para o FAE via o RSCAD.

É possível observar semelhança entre as formas de onda esperadas, e as obtidas via a simulação. Isso valida o modelo do forno utilizado, tornando-o apto para aplicar no sistema de distribuição completo, que é foco de estudo neste trabalho.

4 Filtro Ativo

O filtro ativo de potência é formado basicamente por uma interface de potência com a rede, responsável por injetar ou drenar as correntes do sistema de distribuição, e uma malha de controle, responsável por coordenar o nível de corrente injetado na rede.

Na seção 4.1 serão apresentadas detalhadamente as informações referentes à interface de potência do filtro, caracterizado principalmente pelo inversor de frequência. Já a seção 4.2 abordará os detalhes referentes à malha de controle do FAP.

4.1 Inversor de Frequência

Nos FAPs, faz-se necessário a utilização de um inversor de frequência. Este componente, formado por elementos de eletrônica de potência, tem papel fundamental na construção e bom funcionamento do filtro ativo. Sem esse item, seria bem difícil, ou até, impossível, utilizar este tipo de filtragem.

O conversor, como também é chamado, possui como funcionalidade gerar a onda o mais próximo da senoidal possível, a partir de sinais recebidos do sistema de controle. De forma simplificada, o inversor gerará uma onda de corrente, defasada de 180° , dos harmônicos indesejados, injetando ou drenando da rede elétrica, de forma a mitigar as distorções que estes harmônicos estão causando na forma de onda da tensão.

Desde já, deixa-se claro que a onda gerada pelo conversor não terá necessariamente a amplitude do harmônico indesejado que está transitando no sistema. O objetivo é mitigar as distorções harmônicas, deixando-as de acordo com as normas do PRODIST, para que assim a potência utilizada pelo filtro seja a menor possível, com, consequentemente, um consumo de energia elétrica também menor.

Afirma-se que, para o momento desta implementação, o aluno não possuía qualquer conhecimento de eletrônica de potência. Para os estudos em específico do conversor estático de potência CC-CA, obteve-se então um bom embasamento teórico dispondo do livro publicado por MARTINS e BARBI (2005). Logo, em diversos pontos deste capítulo será citada esta referência.

Este capítulo será responsável por demonstrar a estrutura do inversor de frequência, seus elementos intrínsecos e o modo de funcionamento. Será dado enfoque no inversor por

fonte de tensão, também conhecido como VSI (*Voltage Source Inverter*), mais comumente usado em aplicações de média e baixa tensão. No item 4.1.6 serão discutidas um pouco das diferenças entre este tipo de inversor e o inversor por fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverter*), que também poderia ser utilizado.

4.1.1 Princípio de funcionamento do inversor monofásico

Primeiramente, foi estudado o conversor monofásico de ponte completa, como método de aprendizado do aluno. Em seguida a discussão foi expandida para o inversor trifásico, que de fato interessava para o presente trabalho.

O inversor é capaz de produzir uma onda CA a partir de uma fonte CC. Isto se dá a partir do chaveamento de uma fonte de corrente contínua, fazendo com que a corrente tome um sentido ou o seu oposto. Na Figura 33, retirado de MARTINS e BARBI (2005), tem-se uma ilustração básica de um inversor de tensão em ponte completa. Supondo R uma carga puramente resistiva, têm-se duas etapas de operação.

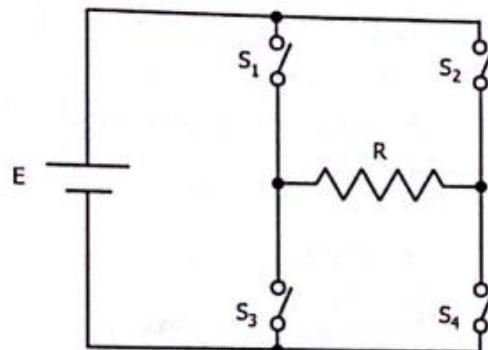


Figura 33: Estrutura básica de um inversor de tensão em ponte completa. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).

Na primeira etapa, os interruptores S_1 e S_4 estão fechados, enquanto o S_2 e o S_3 estão abertos. Dessa maneira a corrente que atravessa a carga possui o mesmo sentido do observado na Figura 34. A tensão sobre a carga será a mesma da fonte CC.

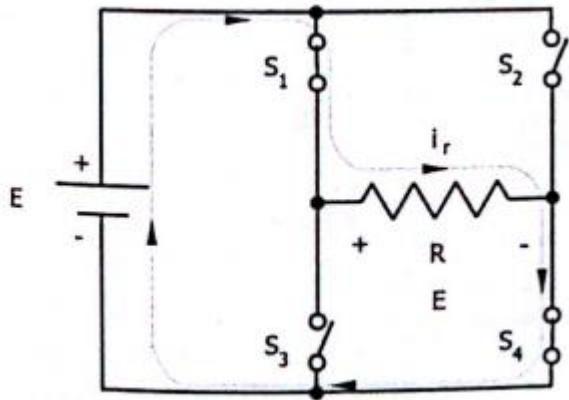


Figura 34: Primeira etapa de operação de um inverter básico com uma carga puramente resistiva.
Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).

Já na segunda etapa, observa-se o oposto. As chaves S_2 e S_3 conduzem, enquanto as demais permanecem bloqueadas. Dessa forma, a corrente na carga possui sentido inverso ao da primeira etapa, e a tensão sobre o resistor é o oposto da fonte contínua que abastece o conversor.

Observa-se, portanto, na Figura 35, retirada também de MARTINS e BARBI (2005), duas formas de onda que descrevem o comando nas chaves, a tensão e a corrente na carga. É fácil ver que chaveando uma fonte CC, a onda no resistor terá um valor médio nulo, visto que a duração das etapas é a mesma, e que oscila entre $+E$ e $-E$ (MARTINS e BARBI, 2005).

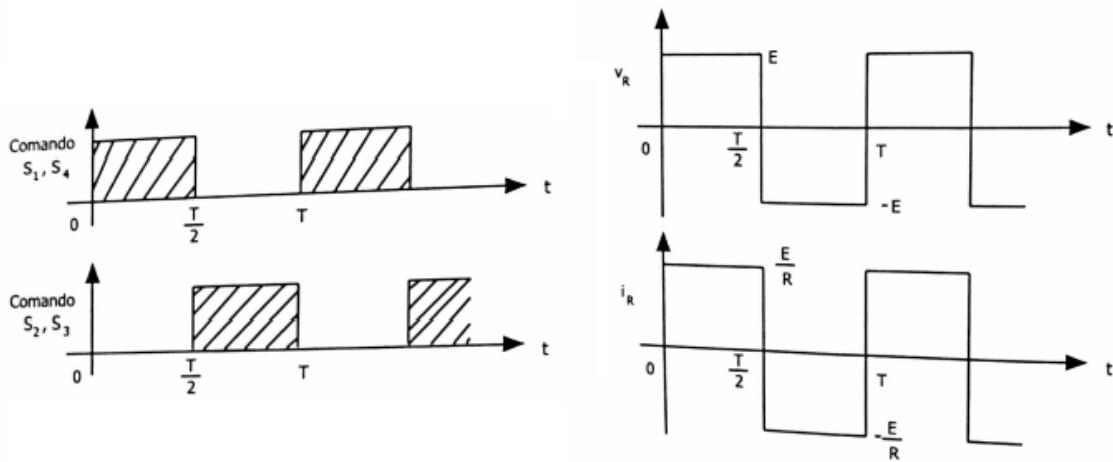


Figura 35: Formas de ondas que representam o funcionamento do inversor de frequência. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).

Um pouco mais adiante será demonstrada qual a ferramenta utilizada para deixar a onda o mais próximo possível de uma senóide.

O caso estudado acima serve apenas para a situação onde a carga é puramente resistiva, situação não muito casual. De acordo com Martins e Barbi, é necessário adicionar um diodo de potência em antiparalelo com cada interruptor, permitindo assim um caminho diferente para a corrente de carga no momento da abertura das chaves.

4.1.2 Estrutura do conversor para cargas indutivas

Uma configuração mais completa de um conversor CC-CA em ponte completa pode ser ilustrada pela Figura 36, também retirada de MARTINS e BARBI (2005). A carga agora possui característica reativa, além da resistiva. Para essa estrutura de conversor, podem-se observar quatro etapas de operação.

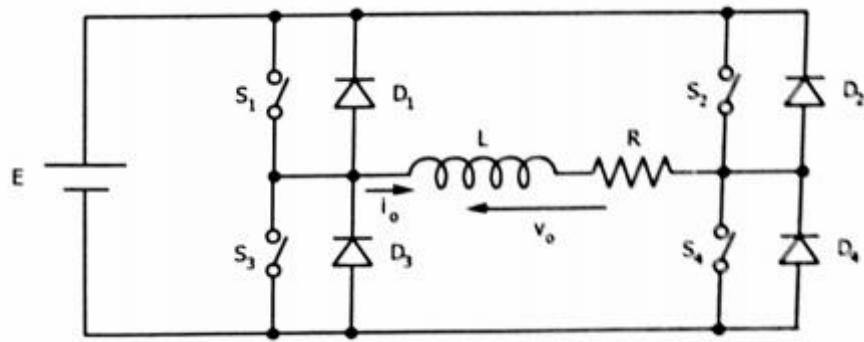


Figura 36: Inversor de ponte completa para uma carga com característica indutiva. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).

A primeira etapa consiste na condução pelas chaves S_1 e S_4 . Durante esse período a tensão sobre a carga é a mesma da fonte CC, e a corrente na carga cresce exponencialmente. Na Figura 37, ilustra-se essa etapa de operação.

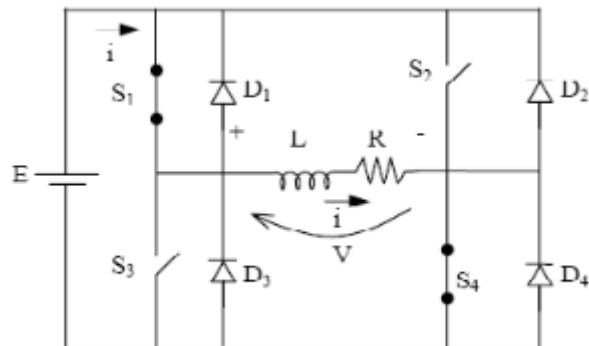


Figura 37: Primeira etapa de operação do inversor para carga indutiva. Fonte: Adaptado (MARTINS e BARBI, 2005).

A segunda etapa ocorre justamente pelo fato da carga ser indutiva. Por este motivo, não é possível a mudança brusca de direção da corrente, fator pelo qual são inseridos os diodos de roda livre. Neste período as chaves S_1 e S_4 são bloqueadas, provocando a imediata condução dos diodos D_2 e D_3 . O indutor descarrega sua energia sobre a fonte CC, de tal forma que a corrente decrescerá exponencialmente. A tensão sobre a carga fica $-E$. Esta situação está ilustrada na Figura 38, retirada de MARTINS e BARBI (2005).

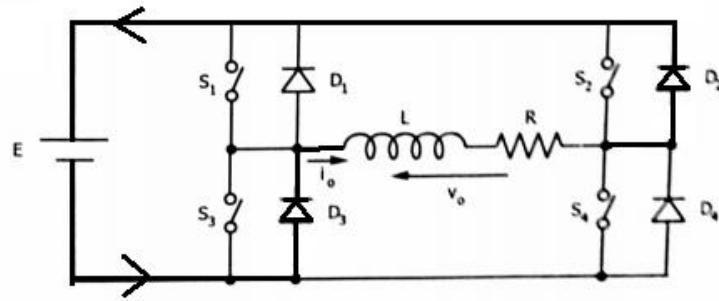


Figura 38: Segunda etapa de operação. Fonte: Adaptado (MARTINS e BARBI, 2005).

A terceira etapa somente iniciará quando a corrente na carga for nula. Assim os interruptores S_2 e S_3 conduzirão, de acordo com a Figura 39. A tensão na carga permanece (E), porém, é a fonte que está entregando energia à carga.

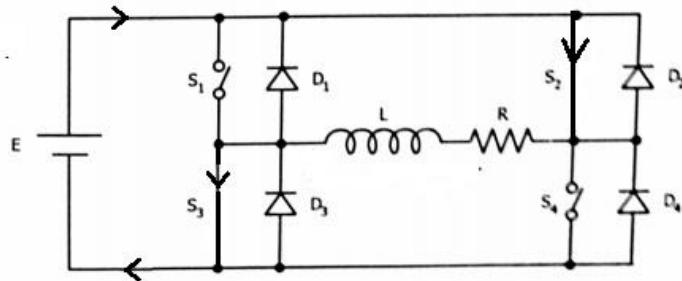


Figura 39: Terceira etapa de operação. Fonte: Adaptado (MARTINS e BARBI, 2005).

A última etapa se assemelha ao segundo período. As chaves S_2 e S_3 serão interrompidas, ao passo que os diodos D_1 e D_4 conduzirão. O indutor descarregará sua energia sobre a fonte, até a anulação da corrente de carga. A tensão sobre esta será de $+E$. Esta etapa está ilustrada na Figura 40.

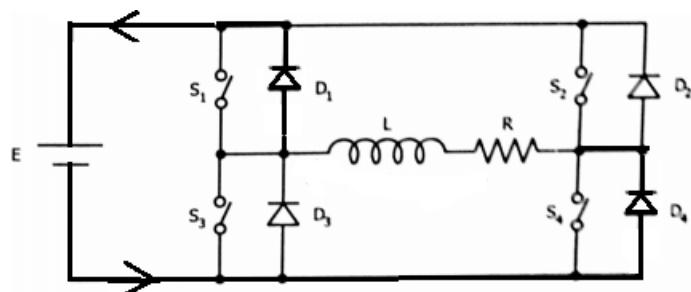


Figura 40: Última etapa. Fonte: Adaptado (MARTINS e BARBI, 2005).

Na Figura 41 (MARTINS e BARBI, 2005), constam as formas de onda durante a operação do conversor. É possível notar que a tensão muda bruscamente sobre a carga, mas a corrente não, pelo fato do indutor precisar descarregar sua energia sobre a fonte. Os dois períodos de tempo em que isso ocorre é chamado de etapa de roda livre. Neste mesmo contexto, é fácil ver que quando as chaves S_1 e S_4 ou S_2 e S_3 estão habilitadas, não necessariamente estarão conduzindo. Ou seja, a cada $T/2$ é feito o chaveamento, mas não necessariamente há condução.

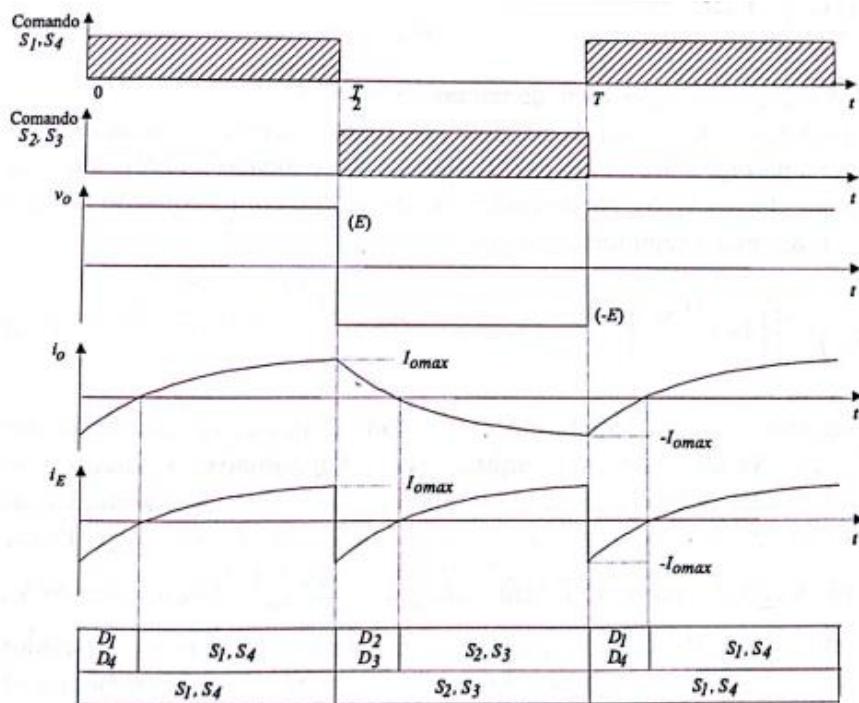


Figura 41: Principais formas de onda do inversor de ponte completa com diodo de roda livre. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).

Na sequência, será introduzido o funcionamento do inversor trifásico, o qual realmente é de interesse do aluno para o processo de construção do filtro ativo desejado.

4.1.3 Inversor trifásico

Será descrito o modelo do conversor trifásico tipo 180° , comumente usado em aplicações industriais e em filtros. Existe também o conversor tipo 120° , no qual sua forma de

chaveamento é um pouco mais complexa e menos usual, visto que as chaves de um mesmo braço serão chaveadas a cada 60° (MARTINS e BARBI, 205).

O conversor trifásico tipo 180° possui em sua configuração três inversores de meia-ponte conectados de tal maneira que sua operação é unificada no conversor. De certa forma, parece haver um conversor de ponte completa para cada fase, por isso foi explicitado este tipo de conversor para o sistema monofásico.

Na Figura 42, retirada de MARTINS e BARBI (2005), é possível visualizar a ilustração básica de um conversor trifásico com diodos de roda livre, com conexão a três fios para com a carga. De acordo com OMORI (2007), se a conexão for a quatro fios, a configuração do conversor será diferente, podendo assumir a configuração *Split Capacitor* ou um inversor com quatro braços. No que segue, os estudos serão direcionados para o caso a três fios.

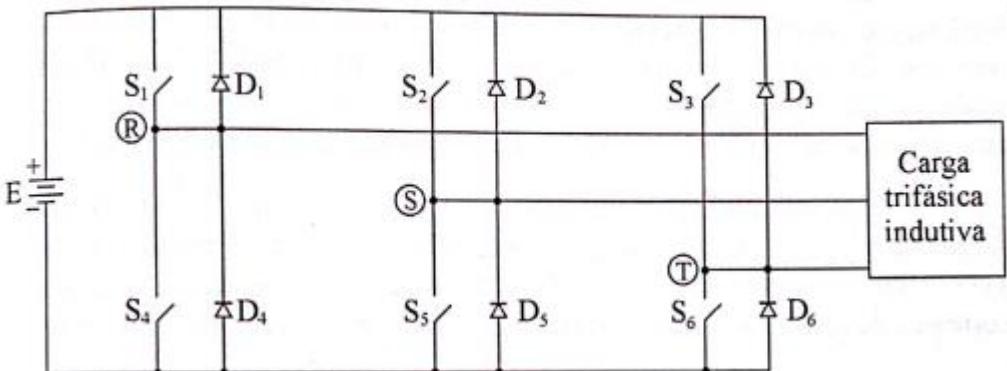


Figura 42: Inversor trifásico com diodos de roda livre. Fonte: (MARTINS e BARBI, 2005).

Para a fase *R* evidenciada na Figura 43, a chave S_1 ficará habilitada na primeira metade do período, enquanto S_4 ficará inativa. Já para a segunda metade do período, ocorrerá o oposto. Para a fase *S*, é possível ver o mesmo fato ocorrendo (com as chaves S_2 e S_5 , respectivamente), porém com uma defasagem de 120° . Por fim a fase *T* também possui o mesmo estado de operação com os interruptores S_3 e S_6 , respectivamente, defasados em 120° em relação à fase *S*.

Desta forma, conclui-se que sempre haverá três chaves em condução, sendo duas de sequência positiva, e uma de sequência negativa, ou ao contrário. Consideram-se como sequência positiva, as chaves S_1 a S_3 , e negativa de S_4 a S_6 .

Também se verifica que a cada 60° haverá a mudança de uma chave habilitada, sendo que a cada período há seis sequências distintas de chaves habilitadas. Na Figura 54, baseada em MARTINS e BARBI (2005), é possível visualizar as formas de onda das chaves.

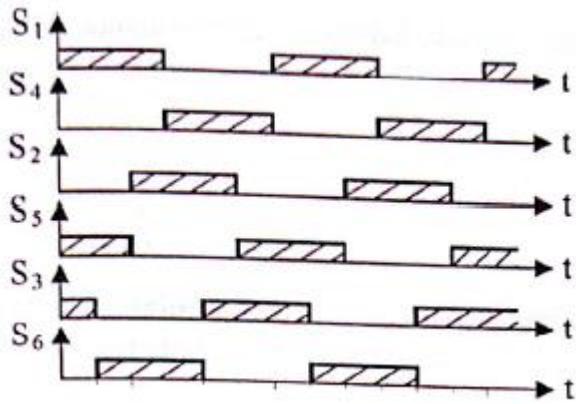


Figura 43: Formas de onda das chaves semicondutoras e das tensões de linha.

Dessa forma, a corrente da fonte CC toma um caminho entrando por uma fase e saindo pelas outras duas, ou ao contrário, entrando em duas fases e saindo por uma. As três fases estão fortemente ligadas e há uma interdependência entre elas.

Para cargas não puramente resistivas, faz-se necessário o uso dos diodos de roda livre, assim como no caso monofásico. De acordo com OMORI (2007), se, por exemplo, o diodo D_1 estiver conduzindo, o retorno de corrente será pelos diodos D_5 ou D_6 . O mesmo autor também analisa a sequência de operação das chaves e diodos: S_1 e D_4 , S_2 e D_5 , S_3 e D_6 , S_4 e D_1 , S_5 e D_2 , S_6 e D_3 que operam complementarmente ao longo de um mesmo ciclo de chaveamento.

4.1.4 Reatores de acoplamento

Foi estudada nos tópicos anteriores deste capítulo a teoria introdutória sobre conversores CC-CA. A partir das formas de onda ilustradas, é fácil ver que as mesmas possuem caráter retangular durante todo o período, visto que foi chaveada uma fonte de valor constante. Contudo, para o caso de filtros ativos, é necessário obter fontes o mais próximo possível de senóides.

Para isto, usa-se um indutor, chamado de indutor de acoplamento, ou reator de acoplamento, localizado na saída do inversor de forma que a onda deixe de ter um caráter tão retangular.

De acordo com OMORI (2007), a especificação do valor do indutor de acoplamento deve ser feita ao passo que limite a ondulação de corrente na saída do conversor, operando como um filtro passa baixo de primeira ordem, sem provocar uma queda de tensão alta neste elemento. O valor da indutância está fortemente ligado ao valor da tensão no barramento CC.

Sabe-se que a reatância de um indutor se dá por $j\omega L$, sendo L a indutância do reator. Assim, quanto maior o valor de L , mais próximo de uma senóide a onda ficará. Obviamente, indutâncias muito grandes são complexas de se fabricar e o preço pode ser muito alto. Cabe a cada situação decidir por qual valor de indutância se tomar, de acordo com as especificidades e sensibilidade do sistema.

4.1.5 Chaves semicondutoras

Por enquanto, os inversores foram tratados utilizando em sua configuração chaves ideais, que quando habilitadas conduzem corrente, e quando bloqueadas, não conduzem. Faz-se necessário optar por interruptores que possam desempenhar o chaveamento a altas frequências, comandadas por impulsos elétricos e possuindo baixa perda de potência.

Na eletrônica de potência é possível encontrar tal elemento necessário. De acordo com OMORI (2007), o uso das chaves *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBTs) está crescendo não só no setor industrial, mas também em diversas outras aplicações.

Segundo OMORI (2007), os IGBTs mesclam dois aspectos favoráveis. O primeiro é a facilidade de acionamento dos MOSFETs, o qual é feito por tensão e não corrente como os Transistores Bipolares de Potência (TBP). O segundo é a baixa perda de potência dos TBP.

A velocidade de chaveamento do IGBT se assemelha ao do TBP, sendo não tão alta. Porém, com a evolução da tecnologia, a frequência de chaveamento vem aumentando consideravelmente, sendo possíveis dezenas de KHz, e centenas de Amperes (OMORI 2007).

Dessa maneira este dispositivo acaba sendo o mais vantajoso para a utilização em conversores de filtros ativos. Chaves semicondutoras como os tiristores suportam tensões e corrente muito elevadas, mas sua baixa velocidade de chaveamento o prejudica. Os

MOSFET'S suportam altas taxas de chaveamento, mas, em contrapartida, não suportam tamanhas faixas de tensão e corrente.

De agora em diante, se tratando em chave do conversor, será feito o uso do IGBT, que serão conectados em antiparalelo com os diodos de roda livre.

4.1.6 Algumas características dos inversores CSI e VSI

De acordo com LINDEKE (2003), qualquer conversor CC-CA bidirecional de corrente pode ser usado em filtros ativos. Existem dois tipos de conversores, os inversores por fonte de tensão (VSI) e os inversores por fonte de corrente (CSI).

O inversor do tipo CSI apresenta em paralelo à fonte de corrente contínua um indutor, ao passo que o barramento CC se torna uma fonte de corrente. Na Figura 44 retirada de OMORI (2007), é possível ver a estrutura de um CSI. Além da conexão em paralelo entre as chaves semicondutoras e os diodos de roda livre, é possível ver que estes estão em série com um diodo, para bloqueio e passagem de corrente.

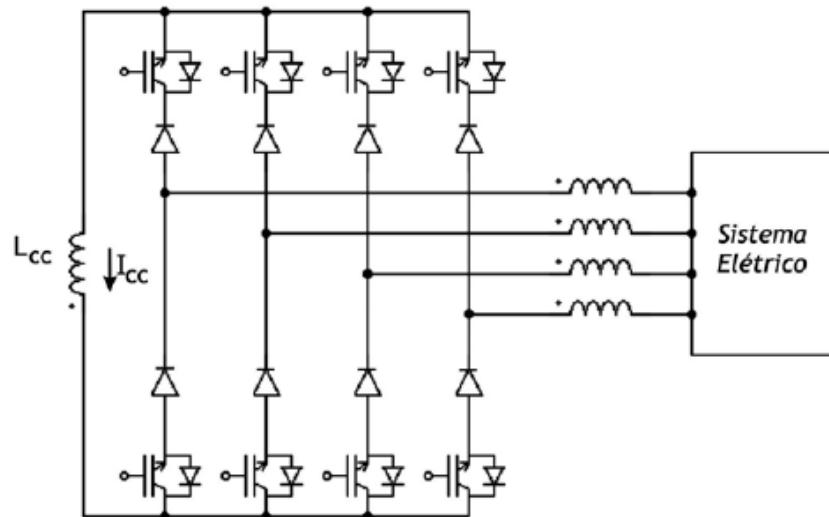


Figura 44: Conversor estático de potência com estrutura CSI. Fonte: (OMORI, 2007).

De acordo com LINDEKE (2003), o fator negativo do conversor CSI é que o barramento CC necessita modular e injetar corrente na rede. Dessa forma, a corrente I_{cc} , destacada na Figura 44, necessariamente deve ser maior que o valor de pico das correntes na rede no qual será inserido o filtro. Diante disso, as correntes são significativamente altas,

levando a perdas de energia tanto nas chaves semicondutoras quanto nos indutores de acoplamento.

Para JOÓS e ESPINOZA (1999), o inversor CSI pode ser utilizada em situação vantajosa em condições de alta potência, como em sistemas de transmissão.

Os inversores por fonte de tensão (VSI), estudados um pouco mais a fundo nos tópicos anteriores, possuem em seu barramento CC um capacitor, assim como ilustrado na Figura 45, com a finalidade de manter a tensão constante o máximo possível. De acordo com LINDEKE (2003), a tensão no barramento deve ser maior que a tensão de pico da rede, para que seja possível transferir corrente para a rede elétrica.

Segundo SINGH e AL-HADDAD (1999), o VSI possui como vantagem em relação ao CSI o pequeno volume e peso, além de menor custo para faixas de pequenas e médias potências.

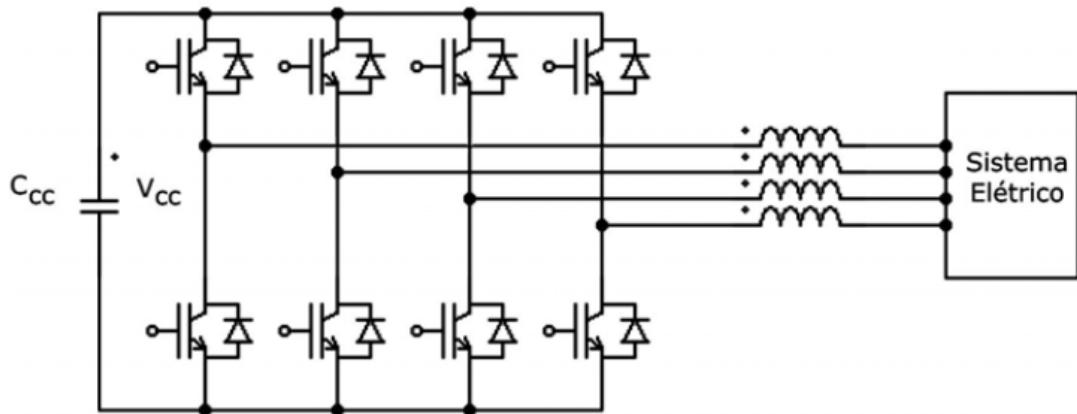


Figura 45: Conversor estático de potência com estrutura VSI. Fonte: (OMORI, 2007).

4.1.7 Conversor CC/CA implementado no RSCAD

Assim como evidenciado neste capítulo, o conversor do tipo VSI é mais vantajoso para situações em baixa e média tensão. Logo será este o protótipo utilizado para a modelagem do filtro ativo.

Tensão no barramento CC: Sabe-se que a tensão no barramento CC deve ser necessariamente maior que a tensão de pico no PAC, para que assim seja possível o fluxo de potência do filtro para a rede. Porém, de acordo com GANNETT *et al.* (2002), para o correto funcionamento do conversor, a tensão no barramento CC deve ser pelo menos uma vez e meia

maior que a tensão de linha no PAC. Sendo a tensão no lado de baixa do transformador de 500 V, a tensão no barramento deve ser maior que 750 V. Logo, o valor selecionado foi de 800 V.

Indutor de acoplamento: Segundo CHAOUI *et al.* (2008), uma aproximação válida para obter o valor mínimo da indutância de acoplamento é a partir da Equação 10:

$$L_{min} = \frac{V_{dc}}{8f_s \Delta I} \quad (10)$$

Onde,

L_{min} equivale ao valor mínimo da indutância em [H];

V_{dc} é a tensão do barramento CC em [V];

f_s é a frequência de chaveamento em [Hz]; e

ΔI equivale a 15% da corrente de pico de compensação.

Sendo V_{cc} igual a 800 V e f_s equivalente a 12 KHz. Como não se sabe de antemão o valor exato da corrente de compensação, utilizou-se da forma de onda da corrente do FAE, apresentada na Figura 37, no caso aproximadamente 3KA. Logo, L_{min} deve ser maior 18,5 μ H. Optou-se, portanto, por um valor um pouco maior que isso, no caso 50 μ H, já que em ORTMANN (2008) afirma que os ruídos advindos do chaveamento dos interruptores podem interferir na corrente injetada no PAC. Assim, um valor maior do indutor filtraria tais ruídos.

Capacitor do Elo CC: O capacitor conectado em paralelo com a fonte possui um papel importante. Segundo OMORI (2007), ele auxilia no balanço de energia em condições transitórias na carga, garante uma elevada taxa de variação da corrente de saída do inversor, e uma baixa flutuação de tensão no barramento CC. Uma aproximação válida para encontrar o valor mínimo da capacitância é pela Equação 11.

$$C_{min} = \frac{S}{2 \omega V_{dc} \Delta V} \quad (11)$$

Onde,

C_{min} é a capacidade mínima em [F];

S é a potência aparente em [VA];

ω é a frequência de chaveamento em [rad/s];

V_{dc} é a tensão no barramento CC em [V]; e

ΔV é a variação de tensão máxima que pode haver no barramento CC em [V].

Contudo, não se sabe de antemão a potência aparente do filtro e nem a variação de tensão máxima no barramento. Portanto, para a simplificação do modelo, será utilizado um valor muito alto de capacidade, no caso 8.000 μ F. Segundo OMORI (2007), a Equação 11 nos fornece o valor mínimo de capacidade, suficiente para o correto funcionamento do inversor de frequência. Como o valor de capacidade assumiu uma magnitude muito alta, o modelo se torna mais simplificado, já que tal capacidade implicará em baixa variação da tensão no barramento CC.

O conversor possuirá somente dois níveis, e, portanto, apresentará uma composição de 6 IGBTs. No elo CC serão acopladas duas fontes CC de 400 V, resultando num barramento CC de 800 V. Em paralelo a este barramento está conectado um capacitor de 8.000 μ F. Os indutores de acoplamento são de 50 μ H por fase. A base de cálculos para estes três dados são diferentes para cada autor, e por isso foram selecionados os modelos que mais se adequavam a base de dados do projeto.

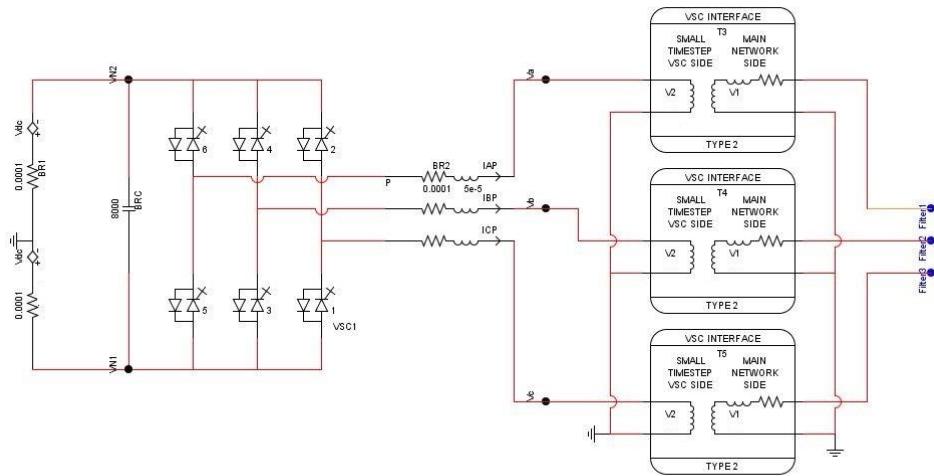


Figura 46: Conversor modelado no RSCAD.

É possível observar na Figura 46 o modelo do conversor CC/CA implementado via o RSCAD. Além do conversor propriamente dito, é possível visualizar 3 transformadores monofásicos. Estes transformadores não possuem nenhuma função relacionada em alterar o nível de tensão de saída do filtro. Estes são necessários somente por fazer a interface entre os elementos de eletrônica de potência (as chaves semicondutoras) e o sistema de distribuição. Ou seja, estes transformadores são necessários somente para atender as especificações de *software* (RSCAD). A diferença entre os dois sistemas se dá pelo tempo de cada passo de processamento, sendo o do sistema principal maior que para os elementos de eletrônica de potência.

A partir dos blocos utilizados, faz-se necessário a utilização de módulos de interface entre a fonte CC e o conversor CC/CA. É possível verificar na Figura 46, que entre os nós V_{N1} e N_{N2} estão representados dois elementos conectados a terra, carregando o nome da variável Vdc . Elas se referem à fonte CC, a qual não pode ser conectada diretamente ao conversor. A fonte CC está descrita na Figura 47.

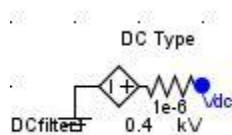


Figura 47: Fonte alimentadora do barramento CC.

Além destes elementos responsáveis por fazer a interface entre os elementos de diferentes bibliotecas dentro do RSCAD, o circuito mostrado na Figura 46 deve ser encapsulado dentro de outro elemento, assim como mostrado na Figura 48. Logo, somente os condutores conectam o conversor ao sistema de distribuição.

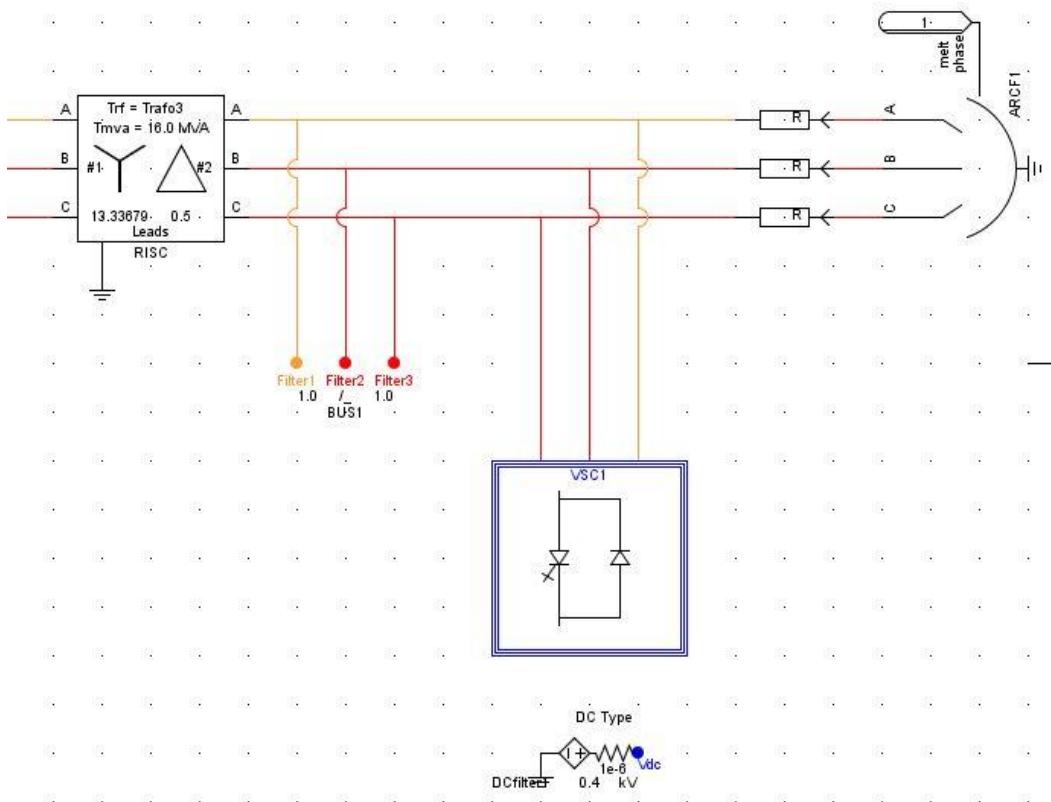


Figura 48: O inversor de frequência está inserido no interior do elemento VSC1.

4.2 Malha de Controle do Filtro Ativo

Feitas as observações gerais sobre o inversor de frequência no capítulo anterior, agora será discutido um pouco sobre a malha de controle necessária para o comando do conversor, de forma que o mesmo atue para diminuir as distorções harmônicas presentes na rede.

As características envolvendo o sistema de controle serão abordadas nos itens subsequentes.

4.2.1 Nível de sensoriamento

Um aspecto importante sobre a técnica de filtragem ativa se remete ao nível de sensoriamento. Isso consiste em quais são as grandezas necessárias de serem supervisionadas para o controle do filtro. Dentre as grandezas, destacam-se dois tipos.

4.2.1.1 Sensoriamento da corrente de carga e do filtro

Serão necessários medidores de corrente tanto na carga não linear quanto no filtro. A característica deste tipo de controle consiste em analisar se a somatória de ambas as correntes coincide com uma corrente senoidal. Na Figura 49 temos uma ilustração básica de como atua este tipo de monitoramento.

Uma característica importante deste tipo de sensoriamento se dá na capacidade de monitorar se a carga está operando normalmente, porém não se sabe se a corrente vinda da fonte realmente se tornou senoidal ou o mais próximo disso. Outro ponto importante se dá na necessidade de sensoriamento em dois pontos distintos, na carga e no filtro, o que consiste numa malha de controle mais complexa e até, possivelmente, mais lenta.

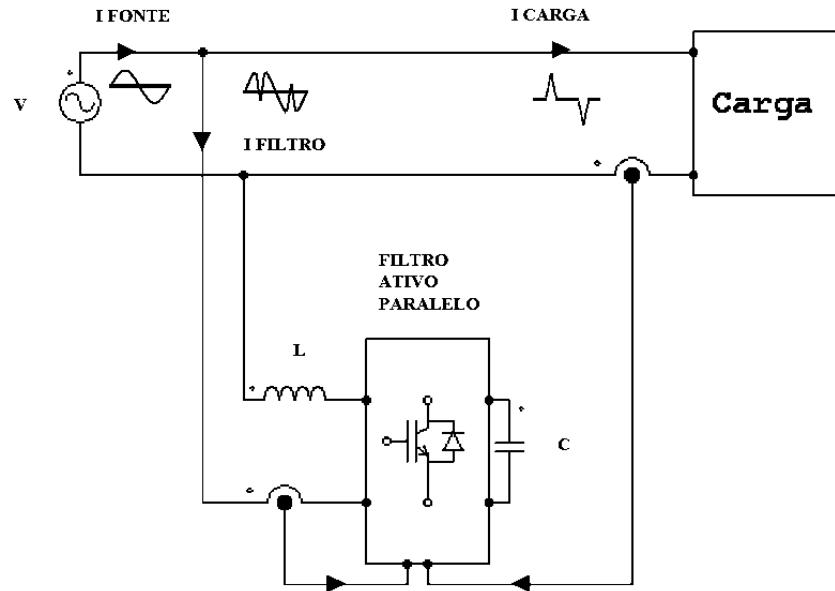


Figura 49: Monitoramento da corrente de carga e do filtro. Fonte: (OMORI, 2007)

4.2.1.2 Sensoriamento da corrente vindo da fonte

Consiste em chamar de *corrente advinda da fonte* a corrente no lado de baixa do transformador. A utilização somente desta corrente em nível de sensoriamento fornece maior velocidade e menor complexidade à malha de controle. Na Figura 50 temos a ilustração deste tipo de sensoriamento

Este tipo de controle consiste basicamente na comparação entre uma referência senoidal (o que se busca na corrente da fonte) e a corrente medida neste ponto. Tal diferença é processada e atua diretamente na corrente injetada pelo filtro na rede.

O aspecto negativo referente a este tipo de sensoriamento consiste na ausência de monitoramento da corrente do filtro e nem da carga, não sabendo, portanto, se ambas estão operando normalmente.

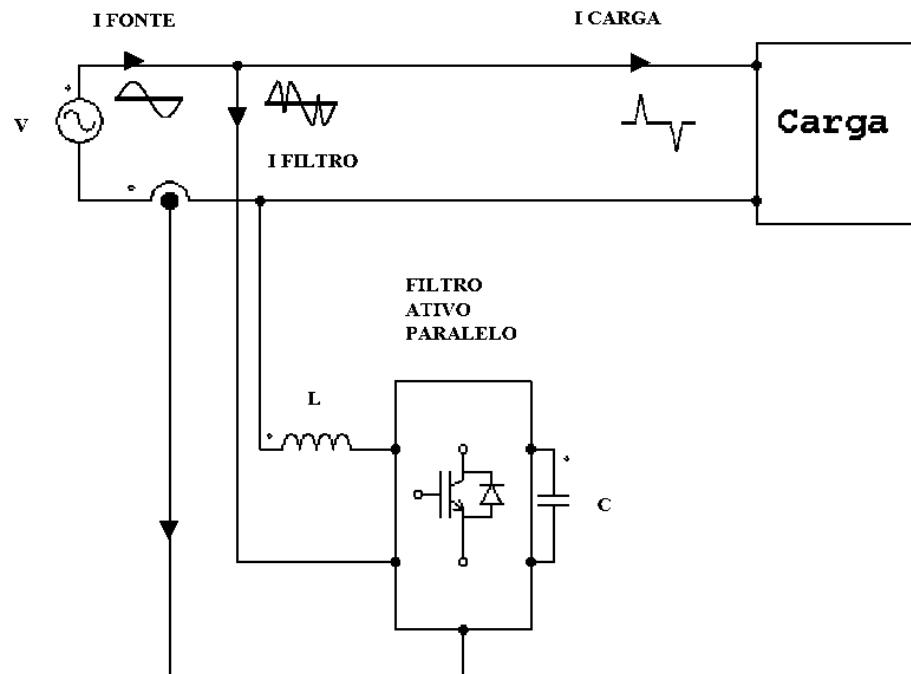


Figura 50: Monitoramento da corrente da fonte. Fonte: (OMORI, 2007).

4.2.2 Controle segundo a frequência de chaveamento.

O controle pode atuar sobre as chaves semicondutoras de diversas maneiras, podendo tanto ter um controle com frequência variável, como com frequência fixa.

4.2.2.1 Controle com frequênciavariável.

Neste tipo de controle a frequência de chaveamento é variável durante sua operação, e por isso pode apresentar característica não linear. Destacam-se dois tipos de filosofia.

O primeiro, referente à banda de histerese, consiste em uma referência e uma banda de histerese tanto positiva quanto negativa, ao passo que quando a variável de controle ultrapassar a banda de histerese tem-se um sinal de comando para as chaves semicondutoras. Quanto menor a banda de histerese, mais próximo estará a variável de controle da referência, porém, maior será a frequência de chaveamento. Maiores detalhes podem ser encontrados em PAN e CHANG (1994), e uma ilustração deste tipo de controle é apresentada na Figura 51.

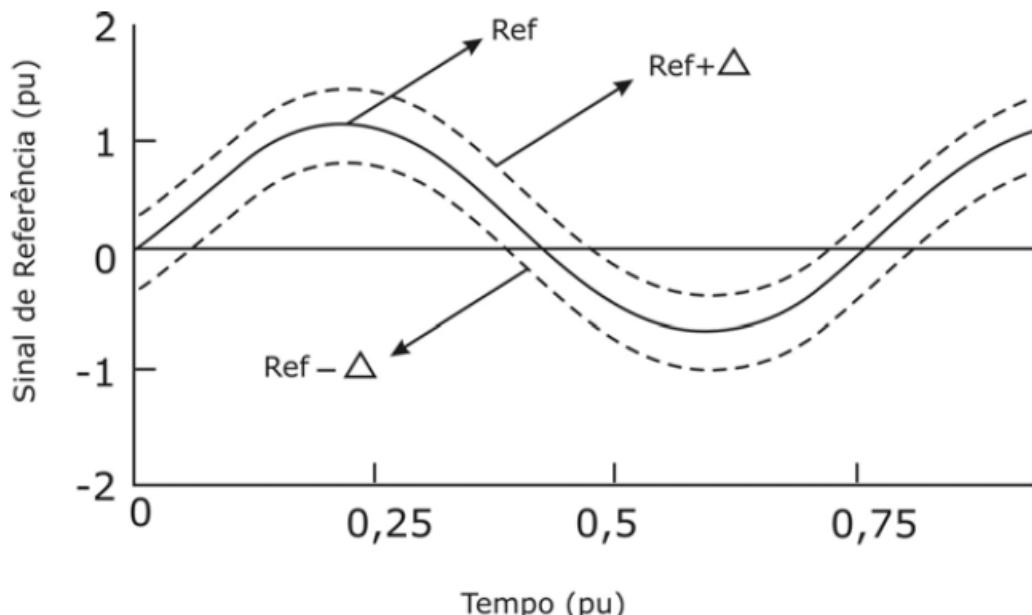


Figura 51: Controle por banda de histerese. Fonte: (OMORI, 2007)

O outro tipo de controle de frequência variável é muito semelhante a este, sendo a única diferença que a frequência de chaveamento é limitada. Neste tipo de controle, chamado de Controle por Chaveamento Limitado, a banda de histerese é extremamente curta.

O grande problema deste tipo de controle é a geração de componentes harmônicos numa larga faixa do espectro de frequência, justamente pelo chaveamento não ser linear.

4.2.2.2 Controle com frequência fixa.

Neste tipo de controle destaca-se o controle por largura de pulsos, ou comumente chamado de *Pulse Width Modulation (PWM)*. Neste tipo de controle é feita a comparação entre a variável de controle e uma onda triangular de alta frequência, para que possa se obter uma reprodução adequada do sinal desejado. O que modula a largura do pulso é o tempo em que a portadora permanece superior à referência, sendo a largura do pulso igual a esse intervalo de tempo. Na Figura 52 temos a ilustração de como funciona a modulação PWM para uma onda senoidal.

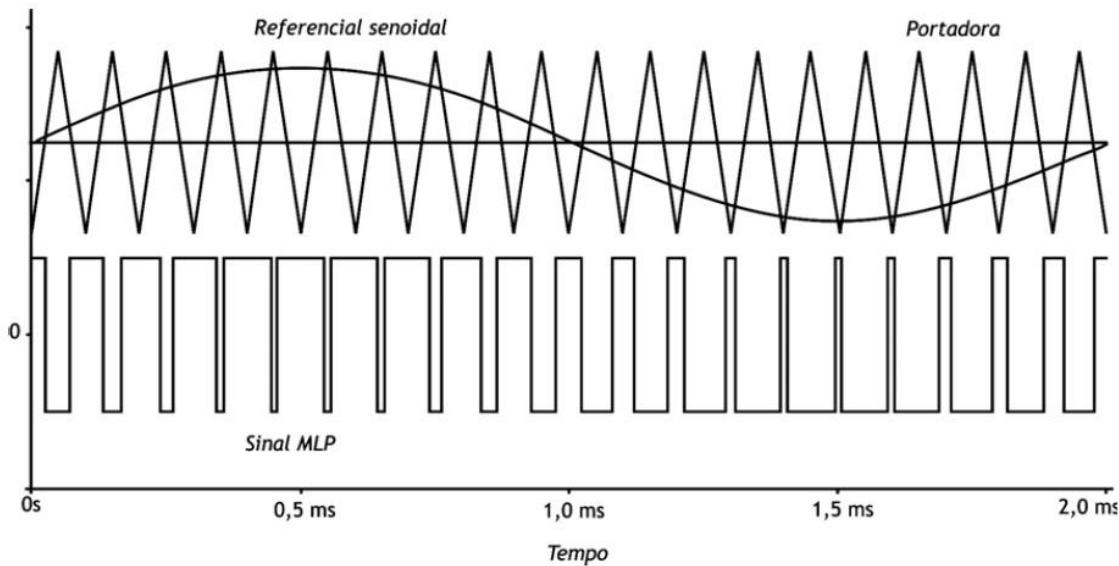


Figura 52: Modulação em PWM para uma onda senoidal. Fonte: (POMILIO, 2007)

Vale ressaltar que é de extrema importância que a onda portadora e a de referência possuam amplitudes máximas iguais, ou o mais próximo disso, para que a modulação seja feita com maior precisão. Geralmente se utiliza a referência e a onda triangular com amplitude máxima unitária.

4.2.3 Geração de referência

Em ORTMANN (2008) foram descritas algumas estratégias para se determinar a corrente de referência da malha de controle, tais como: estratégia baseada na teoria $p-q$; estratégia baseada na transforma discreta de Fourier; e no método de correntes de Fryze.

Contudo, como tais estratégias não estão diretamente ligadas ao presente trabalho, não serão descritas em detalhes. No próximo tópico será descrito a estratégia utilizada no filtro deste trabalho, no caso, a Transformada de Park (estratégia baseada na teoria p - q). Esta é importante para o filtro ativo pelo fato da componente fundamental de sequência positiva (e somente ela) se tornar um sinal de valor médio. Como o sinal de referência do filtro deve representar as componentes harmônicas, basta subtrair o resultado da transformada de um valor constante, obtendo somente o conteúdo harmônico.

4.2.3.1 Estratégia de controle baseada na transformada de Park

Segundo ORTMANN (2008), a transformada de Park faz a conversão entre o sistema trifásico para um sistema $dq0$ (eixo direto, eixo em quadratura, componente de sequência zero). Esta transformação ABC/dq0 pode ser descrita pela Equação 12.

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 120) & \sin(\omega t + 120) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120) & \cos(\omega t + 120) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} Ia \\ Ib \\ Ic \end{bmatrix} \quad (12)$$

Sendo ωt a fase de referência para a transformação, ou seja, ωt é uma entrada para a determinada transformação.

Pelo teorema das componentes simétricas, sabemos que o sistema trifásico pode ser representado pela somatória das componentes de sequência positiva, sequência negativa e de sequência zero. Como o sistema é trifásico a três fios (sem o condutor neutro no sistema), não temos a participação da sequência zero (ORTMANN (2008)). Dessa maneira as correntes trifásicas podem ser escritas da seguinte maneira:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} ((I_{+n} \sin(\omega_n t + \varphi_{+n})) + (I_{-n} \sin(\omega_n t + \varphi_{-n}))) \\ i_b(t) = \sum_{n=1}^{\infty} ((I_{+n} \sin(\omega_n t + \varphi_{+n} - 2\pi/3)) + (I_{-n} \sin(\omega_n t + \varphi_{-n} + 2\pi/3))) \\ i_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} ((I_{+n} \sin(\omega_n t + \varphi_{+n} + 2\pi/3)) + (I_{-n} \sin(\omega_n t + \varphi_{-n} - 2\pi/3))) \end{array} \right. \quad (13)$$

Separando as componentes de sequência positiva e negativa, e aplicando a transformação da equação 12, chegamos à Equação 14 (para sequência positiva) e Equação 15 (para sequência negativa) para o eixo direto.

$$i_{dn+}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{+n} \cos(\omega_n t + \varphi_{+n} - \omega t) \quad (14)$$

$$i_{dn-}(t) = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_{-n} \cos(\omega_n t + \varphi_{-n} + \omega t) \quad (15)$$

Somando as equações 14 e 15, temos:

$$i_{dn}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} (I_{+n} \cos(\omega_n t + \varphi_{+n} - \omega t) - I_{-n} \cos(\omega_n t + \varphi_{-n} + \omega t)) \quad (16)$$

Lembra-se que ωt refere-se à fase de entrada. Se por acaso esta fase representar uma senóide de 60 Hz, a componente de frequência fundamental da sequência positiva resultará somente em um valor médio. Todos os outros harmônicos de sequência positiva, e todo o sinal de sequência negativa presente nos sinais trifásicos resultarão em harmônicos no eixo direto.

O mesmo vale para o eixo em quadratura. Seguindo os mesmos passos descritos para o eixo direto, teremos:

$$i_{qn}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} (I_{+n} \sin(\omega_n t + \varphi_{+n} - \omega t) + I_{-n} \sin(\omega_n t + \varphi_{-n} + \omega t)) \quad (17)$$

E da mesma forma que para o eixo direto, a componente fundamental de sequência positiva será um ganho médio. Lembra-se que as amplitudes dos sinais após a transformação para ambos os eixos será modificada.

Como o objetivo do filtro é fazer com que as correntes injetadas pela fonte sejam senoidais e equilibradas com a componente de sequência positiva da tensão, o filtro deve drenar da rede o mesmo conteúdo harmônico da carga, porém com defasagem de 180°. Em suma, espera-se que somando a corrente do filtro e da carga teremos na fonte uma corrente senoidal em 60 Hz.

Dessa forma, o sinal de entrada do controlador deverá ser todo o conteúdo harmônico presente na corrente de carga em oposição de fase (com exceção da componente fundamental de sequência positiva), para que assim sejam dados os sinais de abertura e fechamento das chaves presentes no inversor de frequência.

Para obtenção da entrada ωt para a transformada de Park, será necessária a utilização de um *Phase Locked Loop* (PLL) para a tensão da fonte (lado de baixa do transformador da carga não linear). No próximo tópico será explicado com mais detalhes o PLL.

4.2.4 PLL

O PLL é um algoritmo bastante difundido para a geração de referências em malhas de controle de variáveis elétricas (MARAFÃO *et al.* 2004). Neste presente trabalho, o mesmo foi utilizado para gerar uma onda senoidal com frequência de 60 Hz, em fase com a onda de tensão da fonte. Logo, o PLL não será o único elemento para a geração da referência, mas sim, participará de um conjunto responsável para isso, operando concomitantemente com a transformação ABC/dq0.

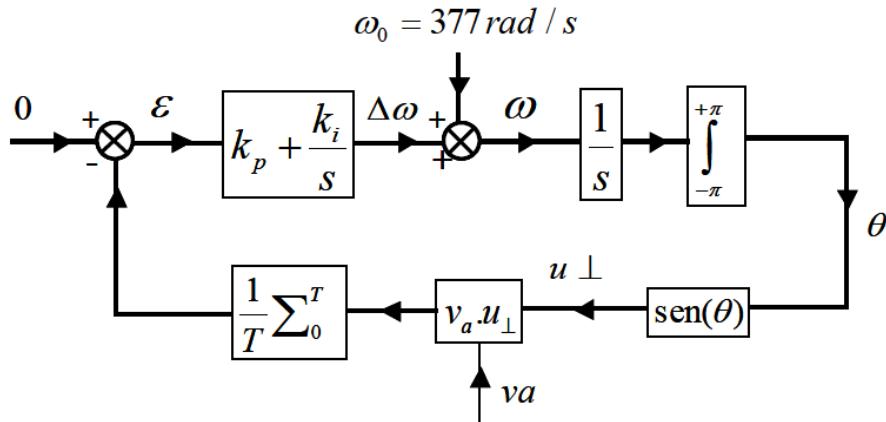


Figura 53: Diagrama de um PLL para uma fase. Fonte: (OMORI, 2007).

O funcionamento do PLL é baseado na ortogonalidade e no produto interno. O vetor de magnitude unitária u deve ser ortogonal a v_a , ao passo que o produto interno entre ambos seja zero (MARAFRÃO *et al.* 2004). Isso se dá a partir de um controlador proporcional e integrador, responsável por zerar o erro. No PLL, ω_0 é uma entrada, sintonizando o sinal nesta

frequência. A Figura 53 apresenta o diagrama da malha de controle, juntamente com as variáveis citadas acima.

Logo, o PLL será responsável por obter o valor de ωt , entrada para a transformação ABC/dq0.

4.2.5 Controlador

O controlador utilizado será do tipo proporcional e integrativo (PI), já que é o controlador de frequência fixo mais utilizado em malhas envolvendo variáveis elétricas. A ação de controle se dá pela soma entre uma parcela do sinal de erro, e uma parcela da integral do valor de erro em um determinado período (OMORI, 2007).

4.2.6 Malha completa de controle

Os principais detalhes envolvendo a malha de controle já foram dados durante este capítulo. Agora serão unificados estes elementos ao passo que funcionem de acordo com o que se espera. A técnica de controle utilizada baseou-se em CHAOUI *et al.* (2008), assim como na Figura 54 a qual mostra o diagrama da malha de controle que será implementada.

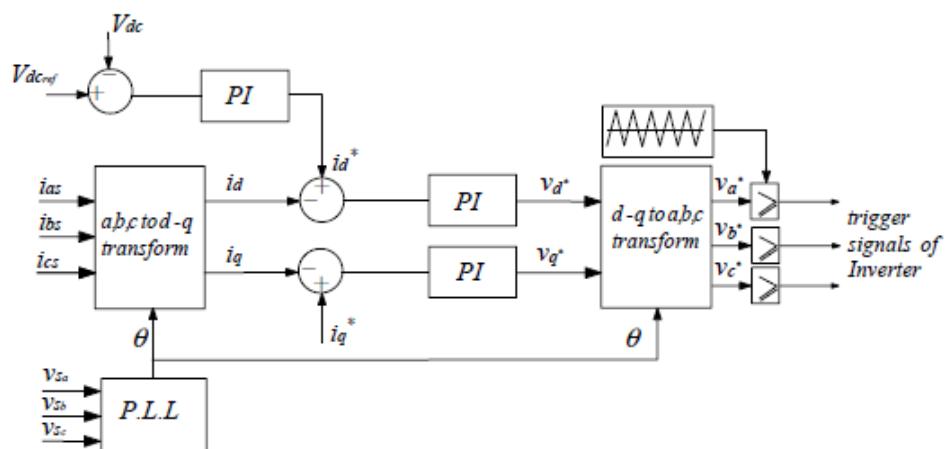


Figura 54: Diagrama esquemático da malha de controle utilizada. Fonte: (CHAOUI *et al.* 2008).

Primieramente o PLL será responsável por gerar a referência necessária para a transformação ABC/dq0. Lembrando que a entrada do PLL será a tensão no lado de baixa do transformador.

A corrente do lado de baixa do transformador será a entrada para a transformação ABC/dq0, resultando em duas correntes, uma relacionada ao eixo em quadratura, e outra ao eixo direto. Ambas serão multiplicadas por -1 no comparador, o que reflete na oposição de fase.

A corrente em quadratura será comparada com um valor constante, ao passo que elimine o nível médio deste sinal (já que o nível médio representa a componente fundamental de sequência positiva). Assim, a variável cujo nome é I_{hd} refere-se ao conteúdo harmônico presente na rede, e que deve ser mitigada, sendo esta a entrada para um controlador PI da malha de corrente

Lógica semelhante é vista no eixo direto. Única diferença se dá que a corrente de eixo direto I_{sd} é comparada com a saída do controlador PI da malha de tensão, responsável por tentar manter sempre constante a tensão no barramento CC. O sinal I_{hq} também será o sinal de entrada para o controlador PI da malha de corrente.

As saídas dos dois controladores da malha de corrente passarão por uma transformação dq0/ABC, para que o sinal retorne a ser trifásico. Estas três saídas serão as ondas portadoras para os três PWMs responsáveis pelo chaveamento do inversor de frequência.

Na Figura 55 e na Figura 56 temos a malha de controle e o acionamento por PWM, respectivamente montados no RSCAD. Observa-se que existem blocos especiais para as necessidades da pesquisa, tal como o PLL ou a transformação ABC/dq0.

Para se obter a modulação em PWM no RSCAD, são necessários dois blocos, sendo um para geração da onda triangular, e outro para a comparação entre as ondas portadoras e a triangular, gerando a saída para acionamento dos interruptores.

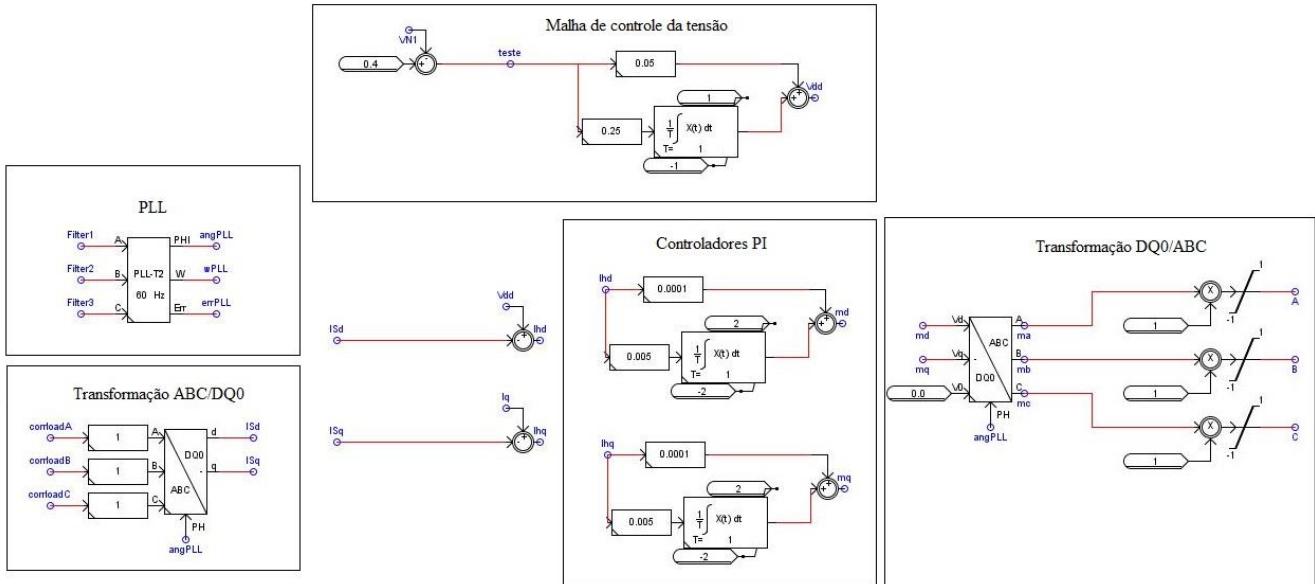


Figura 55: Malha de controle do filtro implementada no RSCAD.

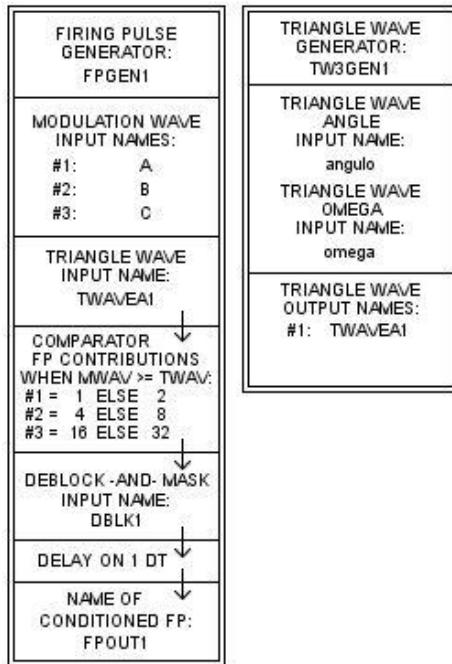


Figura 56: Blocos responsáveis por fazer a modulação em PWM.

No próximo capítulo será abordado com mais detalhes o filtro híbrido, expondo principalmente suas especificações e características estruturais.

5 O Filtro Híbrido.

Este capítulo objetiva apresentar os conceitos fundamentais de filtros híbridos, caracterizando os diversos tipos, composições e funcionamento geral, finalizando com o modelo selecionado para esta pesquisa e suas respectivas características intrínsecas.

A ideia de implementação de um filtro híbrido se dá pelo fato de ser uma técnica de mitigação eficiente, contudo, mais onerosa que a filtragem ativa. O conceito deste filtro se dá na operação conjunta de um filtro passivo, geralmente sintonizado, e um filtro ativo. O filtro passivo continua exercendo sua função própria, no caso, filtrando a corrente específica de uma componente harmônica (por exemplo, se o filtro for sintonizado de 5º ordem, filtra corrente a componente harmônica de 300 Hz), enquanto o filtro ativo fica responsável pela filtragem das demais correntes harmônicas, além de apto para mitigar possíveis ocorrências de ressonância série entre a rede e o filtro passivo (BUSARELLO, 2013).

Ainda de acordo com BUSARELLO (2013), existem diversas formas de conectar ambos os filtros (passivo e ativo), sendo estas descritas a seguir.

A primeira opção seria da conexão de ambos os filtros em paralelo ao PAC, assim como na Figura 57, basicamente em uma situação nas quais ambos os filtros executam suas respectivas funções, ou seja, o filtro passivo filtra a corrente da frequência de sintonia, e o filtro ativo fica encarregado das restantes. Como aspecto positivo, as correntes que fluem pelo inversor de frequência são menores quando comparadas com a operação isolada do filtro ativo. Contudo, o inversor ainda fica exposto à tensão do PAC.

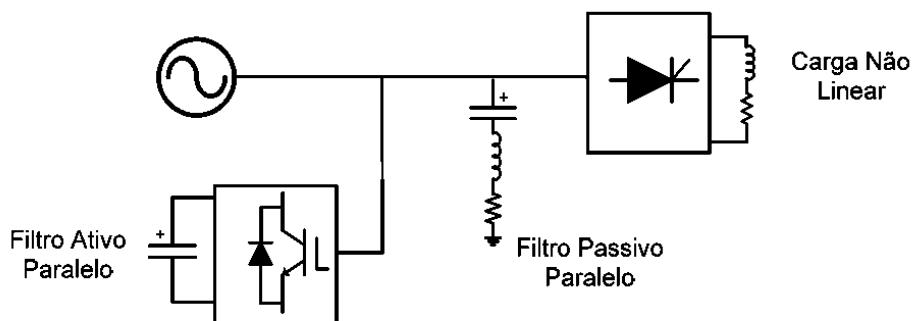


Figura 57: Filtro híbrido conectado em paralelo. Fonte: (MOUCO, 2011).

A segunda estratégia de construção do filtro seria do filtro híbrido também conectado em paralelo ao PAC. No entanto, com conexão série entre ambos os filtros, de acordo com a Figura 58. Nesta composição, pelo fato de haver uma queda de tensão na parte capacitiva do filtro passivo, a tensão sobre o inversor do filtro ativo fica menor que a tensão da rede, o que reflete em menores custos de implementação. Porém, por estarem em série, circulará pelo filtro ativo a corrente total da filtragem, e o mesmo deve estar ajustado para isso.

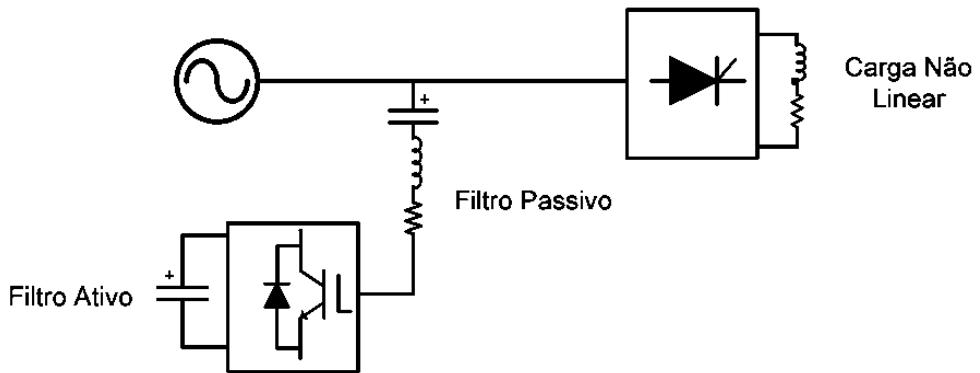


Figura 58: Filtro híbrido em série. Fonte: (MOUCO, 2011).

Nos dois casos descritos, como vantagem do filtro híbrido sobre a utilização isolada do filtro ativo, é possível diminuir a corrente que flui pelo inversor, ou diminuir a tensão aplicada no mesmo.

A terceira opção visa alcançar estas duas vantagens concomitantemente. Para isso o filtro híbrido será conectado em paralelo com o indutor do filtro sintonizado, assim como descrito na Figura 59. Dessa forma, as duas premissas, citadas por BUSSARELLO (2013), destacadas a seguir serão satisfeitas, concluindo ser esta a melhor maneira de implementação do filtro híbrido:

- Tensão sobre o filtro ativo inferior a do sistema em frequência nominal; e
- Corrente que flui pelo filtro ativo menor que corrente filtrada.

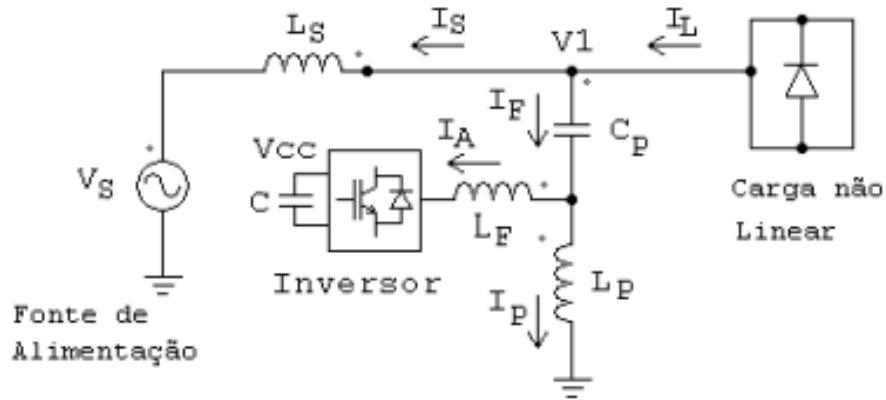


Figura 59: Filtro híbrido, no qual o filtro ativo está conectado em paralelo ao indutor do filtro passivo.
Fonte: (da SILVA, 2012).

Neste sentido, e agora na concepção trifásica, o filtro híbrido pode assumir duas composições diferentes, satisfazendo nas respectivas situações, as duas premissas citadas anteriormente. Tais composições estão ilustradas na Figura 60. Vale ressaltar que o valor de L_p no caso II, da Figura 60, apresenta o valor da indutância três vezes maior que no caso I, por estar em conexão delta.

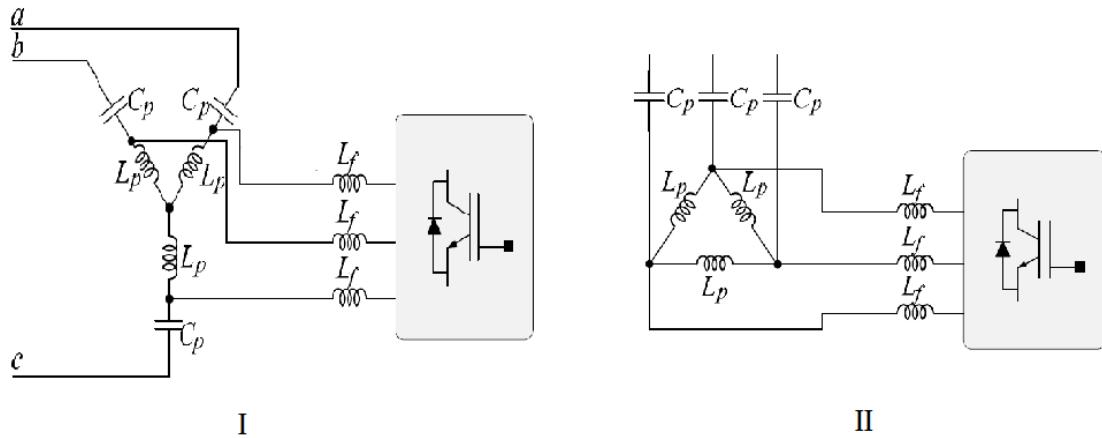


Figura 60: Duas possibilidades de construção do filtro híbrido, seguindo as duas premissas apontadas.
Fonte: Adaptado (BUSARELLO, 2013).

5.1 Característica estrutural do filtro híbrido

O primeiro aspecto a ser considerado na construção de filtros híbridos é determinar qual filtro sintonizado deverá ser utilizado no projeto, ou utilizar um filtro passivo já instalado

no sistema elétrico. A partir do filtro passivo, calcula-se a indutância de acoplamento do filtro ativo. No tópico a seguir será descrito os passos para a obtenção do filtro sintonizado, baseados em FREITAS (2015).

5.1.1 Filtro Passivo

De acordo com IEEE (2003), devem ser seguidos três passos para a obtenção do filtro sintonizado.

A primeira etapa consiste na obtenção da compensação reativa que o filtro deve fornecer ao SEP, sendo necessária a análise do fator de potência do sistema. É comum que se utilize em filtros sintonizados, bancos de capacitores já presentes na rede elétrica, e, portanto, esta primeira etapa já se encontra em alguns casos pré-determinada.

A segunda etapa fundamenta-se na escolha da frequência de sintonia do filtro. Segundo IEEE (2003), a frequência de sintonia é escolhida um pouco abaixo da frequência da corrente harmônica que realmente se deseja filtrar da rede (geralmente de 3% a 15%). Isso ocorre pela possibilidade de ressonância série entre o filtro e o SEP, implicando em altas correntes fluindo pelo filtro (BUSARELLO, 2013). Outro fator a ser considerado é que a sintonização exata na frequência harmônica pode causar ressonância paralela entre o filtro e o sistema em frequências inferiores à sintonizada (IEEE, 2003).

Sendo X_C a reatância capacitiva em frequência fundamental e h a ordem harmônica escolhida, a reatância indutiva em frequência fundamental (X_L) pode ser calculada a partir da Equação 18.

$$X_L = \frac{X_C}{h^2} \quad (18)$$

Por fim, a terceira etapa se baseia no cálculo da resistência do filtro (R) a partir do Fator de Qualidade (FQ). Este parâmetro influencia na seletividade do filtro, sendo menos seletivo quanto menor for FQ (NASCIMENTO, 2007). Sendo FQ variando entre 10 e 100, R pode ser calculado a partir da Equação 19.

$$R = \frac{hX_L}{FQ} \quad (19)$$

Obtido o filtro passivo, é possível calcular a indutância de acoplamento do filtro ativo, no caso do filtro híbrido que segue as duas premissas citadas acima.

5.1.2 Indutor de acoplamento.

De acordo com OMORI (2007), a especificação do valor do indutor de acoplamento deve ser feita ao passo que limite a ondulação de corrente na saída do conversor. Contudo, para o caso no qual o filtro ativo está conectado em paralelo ao indutor do filtro sintonizado, esta indutância afeta a resposta do filtro passivo, provocando uma “filtragem adicional” (da SILVA, 2012). A filtragem adicional decorre da associação paralela entre a indutância de acoplamento e a indutância do filtro passivo. Este fenômeno ocorre pelo fato do inversor operar como um curto-círcuito para determinadas componentes harmônicas (BUSARELLO, 2013). O comportamento do inversor pode ser caracterizado a partir da Figura 61, sendo apresentada em I a configuração trifásica, e em II a ilustração monofásica do fenômeno.

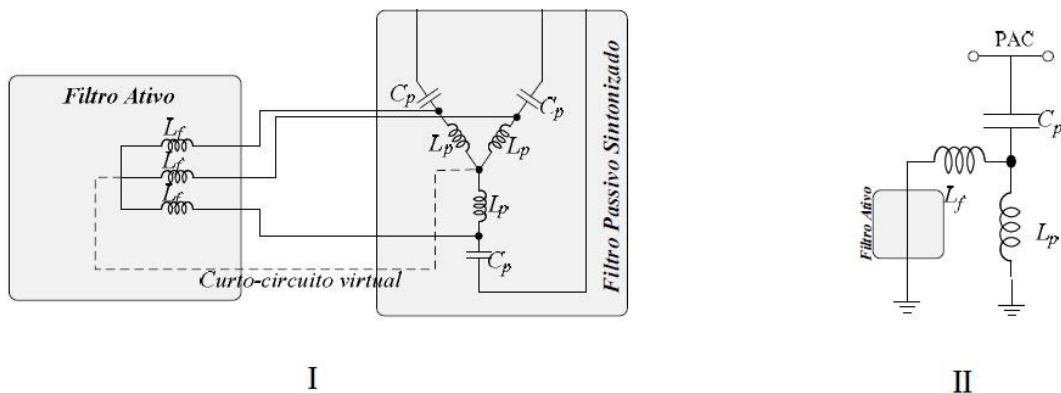


Figura 61: Comportamento do conversor do filtro ativo para formação da filtragem “adicional”.
Fonte: Adaptado (BUSARELLO, 2013).

Assim, o indutor do filtro ativo será obtido ao passo que a “filtragem adicional” se sintonize em um harmônico específico que esteja causando alto índice de distorção na rede, e auxilie no processo de mitigação da distorção harmônica.

Sendo a frequência angular de sintonia do filtro passivo determinada pela Equação 20, e a do “filtro adicional” pela Equação 21, tem-se:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (20)$$

$$\omega_h = \frac{1}{\sqrt{L_h C_p}} \quad (21)$$

Sendo L_h definido pela Equação 22:

$$L_h = \frac{L_p L_f}{L_p + L_f} \quad (22)$$

Isolando C_p nas equações 20 e 21 e igualando-as, encontra-se:

$$\frac{\omega_p}{\omega_h} = \sqrt{\frac{L_f}{L_p + L_f}} \quad (23)$$

Considerando a frequência de sintonia dos filtros em relação à frequência angular fundamental (ω_0), tem-se:

$$\frac{k \omega_0}{h \omega_0} = \sqrt{\frac{L_f}{L_p + L_f}} \quad (24)$$

Logo a indutância de acoplamento L_f pode ser calculada, portanto, a partir da frequência de sintonia do filtro “adicional”, sendo aplicada a partir da Equação 25, conforme apresentado em BUSARELLO (2013).

$$L_f = \frac{k^2}{h^2 - k^2} L_p \quad (25)$$

Onde:

L_p é a indutância do filtro passivo;

k é a componente harmônica sintonizada do filtro passivo; e

h é a componente harmônica de interesse da filtragem adicional.

Portanto, o valor da indutância de acoplamento é diretamente relacionado à indutância do filtro passivo, para o caso no qual o filtro ativo está conectado em paralelo ao indutor do filtro passivo.

Dessa forma, o filtro sintonizado será responsável por filtrar uma determinada componente harmônica e o filtro “adicional” por outra ordem harmônica, ficando a cargo do filtro ativo mitigar as demais correntes harmônicas presentes na rede elétrica. A Figura 62 ilustra estas situações, na qual em I, o filtro passivo faz a filtragem de uma determinada harmônica, ou seja, neste caso, a corrente flui somente pelo filtro sintonizado. Já em II, o inversor se comporta como um curto-circuito, sendo a filtragem feita pelo filtro “adicional”. Por fim, em III, a filtragem dos demais harmônicos é feita pelo filtro ativo, pelo qual a corrente flui quase por completo.

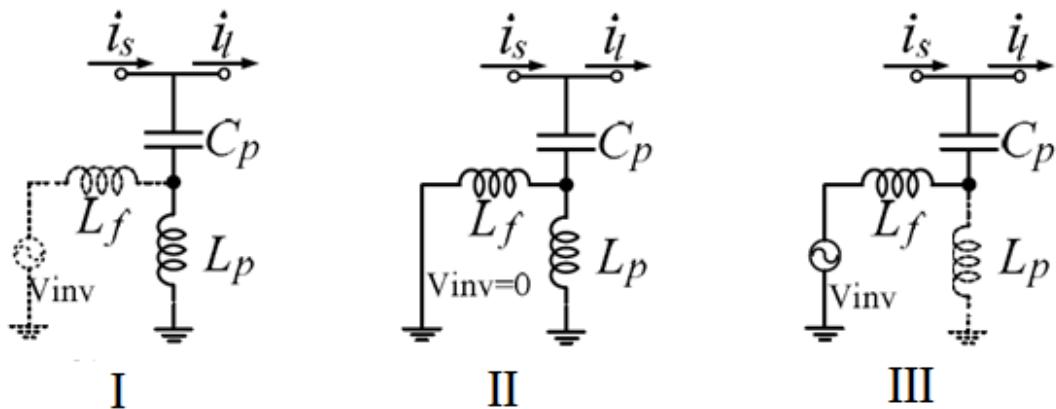


Figura 62: Comportamento do filtro em situações diversas. I) Filtragem realizada pelo filtro passivo. II) Filtragem realizada pelo filtro “adicional”. III) Filtragem realizada filtro ativo. Fonte: Adaptado (BUSARELLO, 2013).

Apesar de toda análise ser feita para a configuração em Estrela ou Y , as mesmas conclusões obtidas também são válidas para a configuração em Delta.

5.2 Nível de tensão CC do Inversor de Frequência

Na operação isolada de um FAP, sabe-se que a tensão do barramento CC do inversor de frequência deve possuir magnitude sempre maior que a tensão de pico da rede elétrica para que o mesmo opere corretamente. O filtro híbrido como caracterizado na Figura 59 apresenta característica semelhante, sendo diferente somente pelo fato do capacitor do filtro passivo operar como um divisor de tensão. Dessa maneira, para filtros híbridos, podemos considerar que a tensão do barramento CC deve ser sempre maior que a tensão sobre o indutor do filtro passivo (L_p).

Decompondo o sinal de tensão sobre L_p em suas componentes harmônicas, considera-se o pior caso no qual todas as harmônicas se coincidem no mesmo instante. Logo a tensão CC segue a seguinte inequação.

$$V_{cc} \geq V_{pk1} + V_{pk2} + V_{pk3} + V_{pk4} \dots \quad (26)$$

Sendo:

V_{pki} a tensão harmônica sobre L_p ; e

V_{cc} a tensão do barramento CC.

Contudo, não se sabe de antemão os níveis de corrente de cada harmônico e, portanto, será feita uma aproximação da sequência infinita descrita na Equação 26. Será apenas considerada a componente fundamental, a componente referente à harmônica de sintonização do filtro passivo e do “filtro adicional”, já que serão as componentes com maiores amplitudes, ou seja, que causarão maior distorção na forma de onda da tensão. Assim, com esta aproximação, pode-se abranger grande parte da sequência infinita.

As componentes de tensão citadas acima serão obtidas assim como descrito em BUSARELLO (2013), no qual basicamente se usa a regra do divisor de tensão.

- **Componente fundamental V_{pk1}**

Levando em conta que o filtro ativo não tem influência em relação à componente fundamental, não fluirá corrente em componente fundamental pelo inversor de frequência. Assim, considera-se somente o filtro de sintonia pelo qual passa a corrente do primeiro componente harmônico (fundamental), assim como representado na Figura 63.

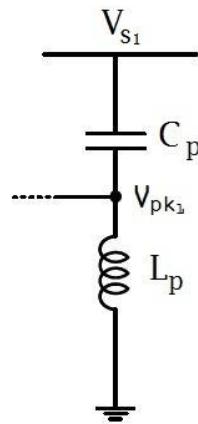


Figura 63: Circuito pelo qual flui corrente fundamental no filtro. Fonte: Adaptado (BUSARELLO, 2013).

Assim, a tensão V_{pk1} pode ser obtida a partir de um divisor de tensão entre o indutor e o capacitor, a partir da Equação 27.

$$V_{pk1} = V_{S1} \frac{|\omega^2 L_p C_p|}{|(\omega^2 L_p C_p) - 1|} \quad (27)$$

- **Componente referente à frequência de sintonia do filtro passivo**

A hipótese para encontrar a tensão sobre o filtro ativo, ou sobre o indutor L_p de harmônico igual ao do filtro de sintonia, pode ser encontrado de forma semelhante à componente fundamental. Já que da componente harmônica, praticamente toda corrente fluirá pelo filtro passivo, sendo a corrente pelo filtro ativo desprezível neste caso. Assim, a tensão V_{pkk} referente ao harmônico de sintonia do filtro passivo pode ser obtida pela Equação 28:

$$V_{pkk} = V_{Sk} \frac{|(2\pi k f)^2 L_p C_p|}{|(\omega^2 L_p C_p) - 1|} \quad (28)$$

Sendo k o harmônico do filtro sintonizado.

- **Componente referente à frequência do filtro adicional**

Já para a componente harmônica referente ao “filtro adicional” (h) criado pelas situações no qual o inversor de frequência age como um curto-círcuito, o filtro pode ser representado pela Figura 64.

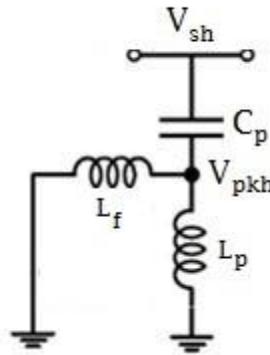


Figura 64: Circuito pelo qual flui corrente harmônica h no filtro. Fonte: Adaptado (BUSARELLO, 2013).

A associação em paralelo dos indutores resulta em uma indutância L_h , tal como na Equação 22, e a tensão V_{pkh} pode ser encontrada a partir de:

$$V_{pkh} = V_{sh} \frac{|(2\pi hf)^2 L_h C_p|}{|(\omega^2 L_h C_p) - 1|} \quad (29)$$

A inequação 34 pode ser aproximada, portanto, à inequação 30:

$$V_{cc} > V_{pk1} + V_{pkk} + V_{pkh} \quad (30)$$

O capítulo seguinte apresentará a situação em que se encontra o sistema de distribuição sem a utilização de nenhum filtro e com a utilização das técnicas de mitigação (filtragem ativa e híbrida). Será apresentado o formato de onda e os índices da distorção harmônica (individual e total) da tensão e corrente na carga não linear, no filtro, no lado de baixa e de alta do transformador que se conecta o FAE. Por fim será feita uma análise comparativa com os limites impostos pelo PRODIST (2017) sobre os índices da distorção harmônica da tensão no lado de alta do transformador, antes e depois da utilização das técnicas de mitigação.

6 Análise da carga não linear no sistema de distribuição completo

Assim como descrito no item 4.1.7, a carga não linear foi inserida em paralelo ao banco de capacitores mais distante da fonte trifásica. Para o acoplamento entre a carga e o sistema de distribuição, utilizou-se um transformador abaixador, com conexão Y aterrado para delta, de maneira que a tensão fique em um nível de 500 V de linha. A configuração completa do sistema de distribuição está ilustrada na Figura 65.

O foco da pesquisa neste momento é analisar as formas de onda na porção do sistema de distribuição onde se encontra o FAE, mais especificamente, na região mostrada na Figura 48 do capítulo 4.

Observa-se a forma de onda da corrente na carga na Figura 66, a corrente no lado de baixa do transformador na Figura 67, a tensão no lado de baixa do transformador na Figura 68, e a tensão no lado de alta do transformador na Figura 69. O intuito deste trabalho é que a tensão no lado de alta do transformador mantenha-se o mais próximo possível de uma senóide, mesmo com a carga não linear conectada na rede, já que, se a tensão neste ponto não possui conteúdo harmônico, isso significa que o FAE não está poluindo a rede de distribuição.

Nota-se que a corrente na carga é igual a corrente no lado de baixa do transformador. Isto já era esperado, visto que o filtro está inativo e não injeta corrente no PAC. A Tabela 6 mostra a assinatura harmônica da corrente na carga (que é a mesma do lado de baixa do transformador), a Tabela 7 representa o conteúdo harmônico da tensão no lado de baixa do transformador e a Tabela 8 caracterizando a distorção de tensão no lado de alta do transformador.

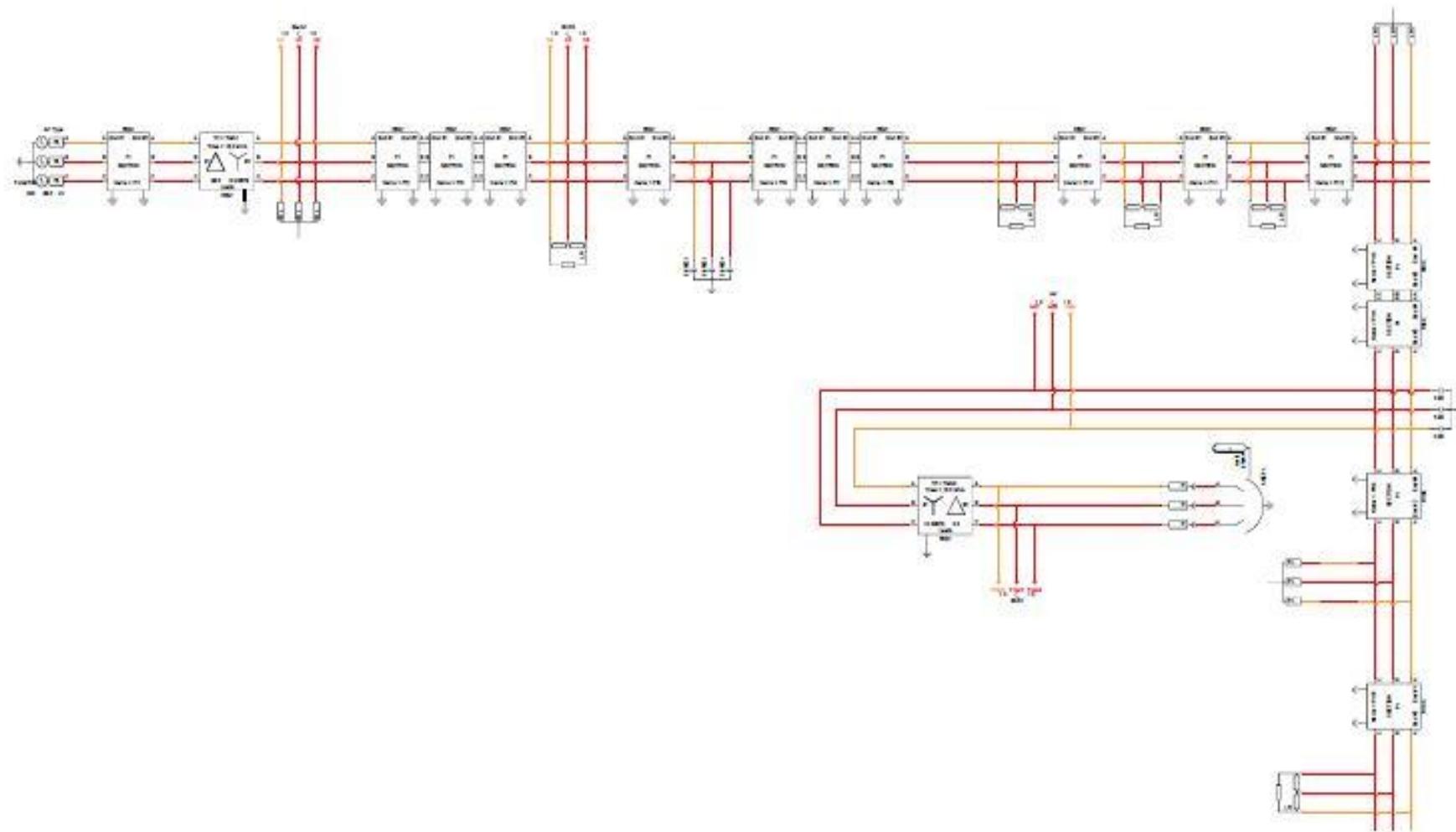


Figura 65: Sistema de distribuição completo, incluindo a carga não linear.

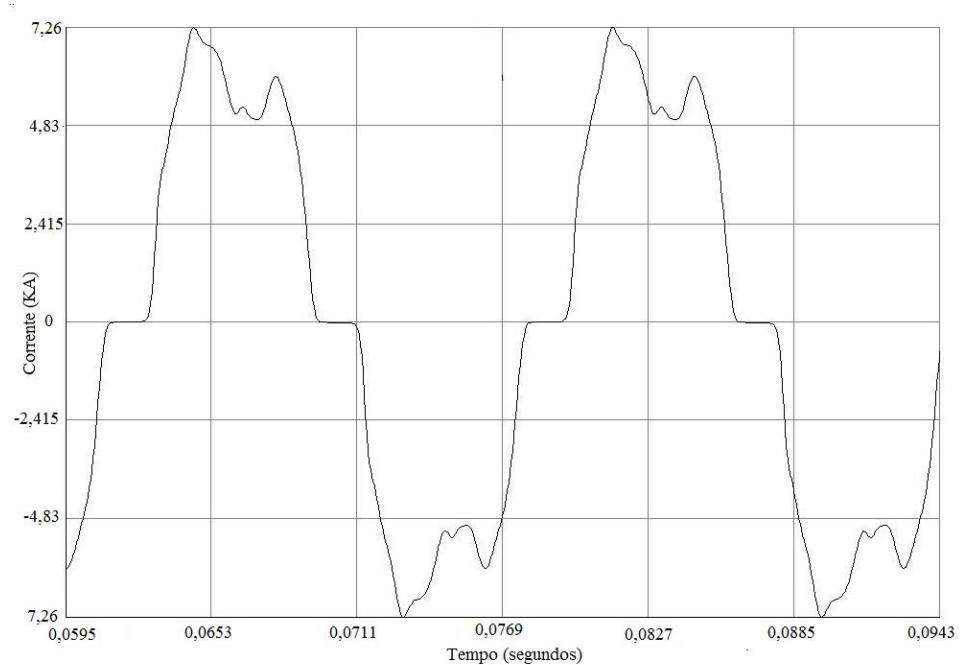


Figura 66: Corrente na carga com o filtro inativo.

Figura 67: Corrente no lado de baixa do transformador.

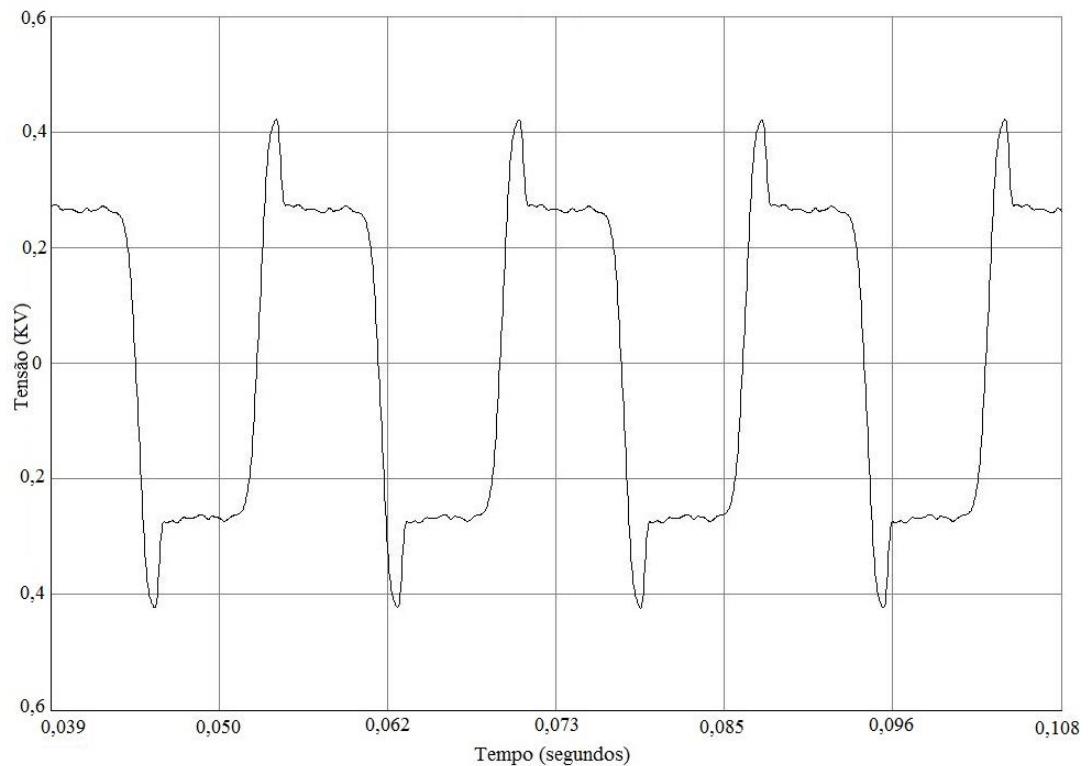


Figura 68: Tensão no lado de baixa do transformador.

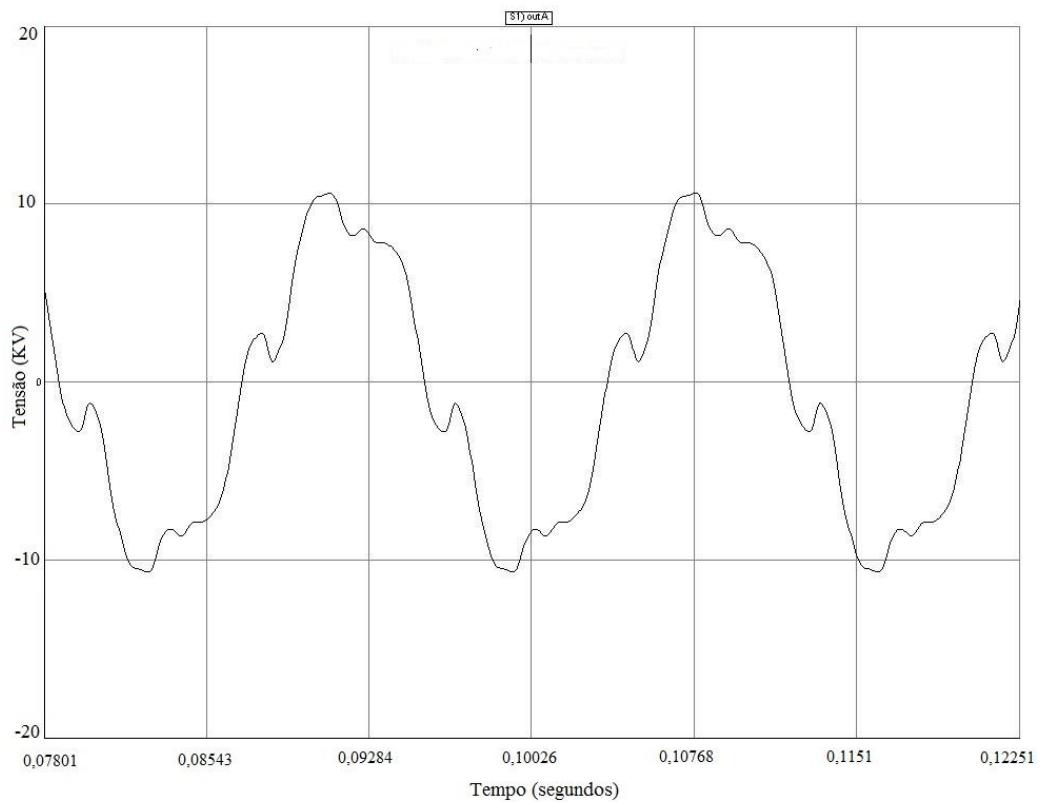


Figura 69: Tensão no lado de alta do transformador.

Tabela 6: Distorção harmônica da corrente na carga.

Ordem Harmônica	DHIC (%)
2	0,00
3	6,20
4	0,00
5	20,15
6	0,00
7	8,01
8	0,00
9	2,21
10	0,00
11	0,86
12	0,00
13	1,38
14	0,00
15	3,88
DTI %	23,06

Tabela 7: Distorção harmônica da tensão no lado de baixa do transformador.

Ordem Harmônica	DHIT (%)
2	0,00
3	38,05
4	0,00
5	20,72
6	0,00
7	11,12
8	0,00
9	4,40
10	0,00
11	1,22
12	0,00
13	1,42
14	0,00
15	1,04
DTT %	44,90

Tabela 8: Distorção harmônica da tensão no lado de alta do transformador.

Ordem Harmônica	DHIT (%)
2	0,00
3	1,79
4	0,00
5	17,46
6	0,00
7	7,49
8	0,00
9	3,24
10	0,00
11	2,15
12	0,00
13	0,31
14	0,00
15	1,40
DTT %	19,53

Nos tópicos seguintes será reportada a ação dos filtros na rede, analisando as formas de onda após os mesmos serem acionados.

6.1 Aplicação da técnica de mitigação ativa

Ao ativar o filtro ativo, nota-se que, rapidamente, as correntes e as tensões se modificam nesta porção do sistema de distribuição. Observa-se a forma de onda da corrente na carga na Figura 70, e sua assinatura harmônica na Tabela 9. A corrente no lado de baixa do transformador está representada na Figura 71 e seu respectivo conteúdo harmônico na Tabela 10. Já a corrente do filtro na Figura 72, a tensão no lado de baixa do transformador na Figura 73 com a sua assinatura harmônica na Tabela 11, bem como a tensão no lado de alta do transformador na Figura 74, e sua respectiva distorção harmônica na Tabela 12.

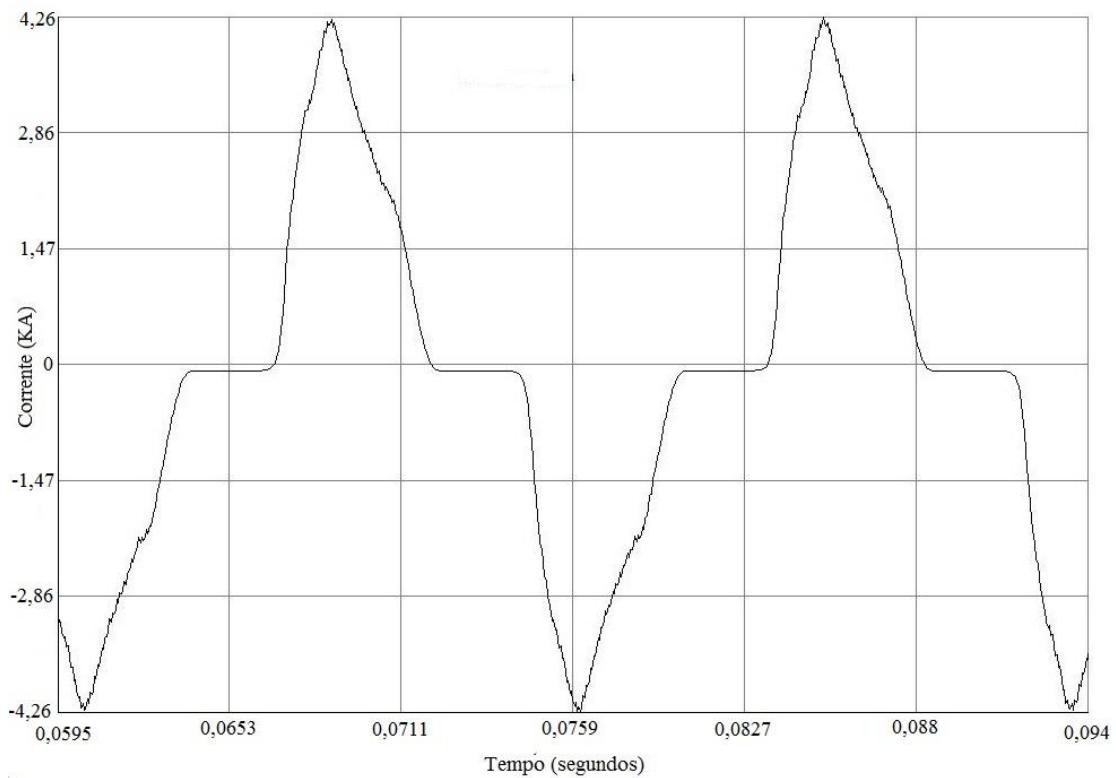


Figura 70: Corrente na carga com o filtro ativo.

Tabela 9: Distorção harmônica da corrente de carga com o filtro ativo

Ordem Harmônica	DHIC (%)
2	1,39
3	42,26
4	0,32
5	13,25
6	0,39
7	7,86
8	0,18
9	3,36
10	0,24
11	2,21
12	0,23
13	3,32
14	0,32
15	2,10
DTI %	45,36

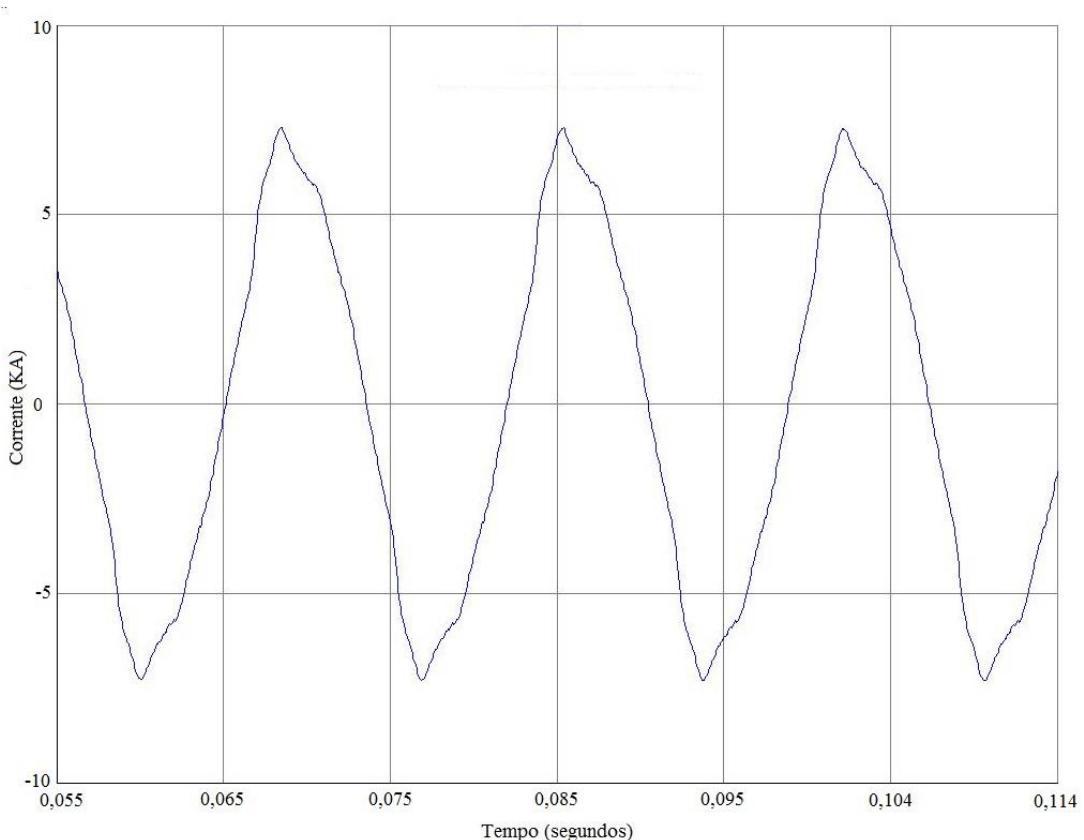
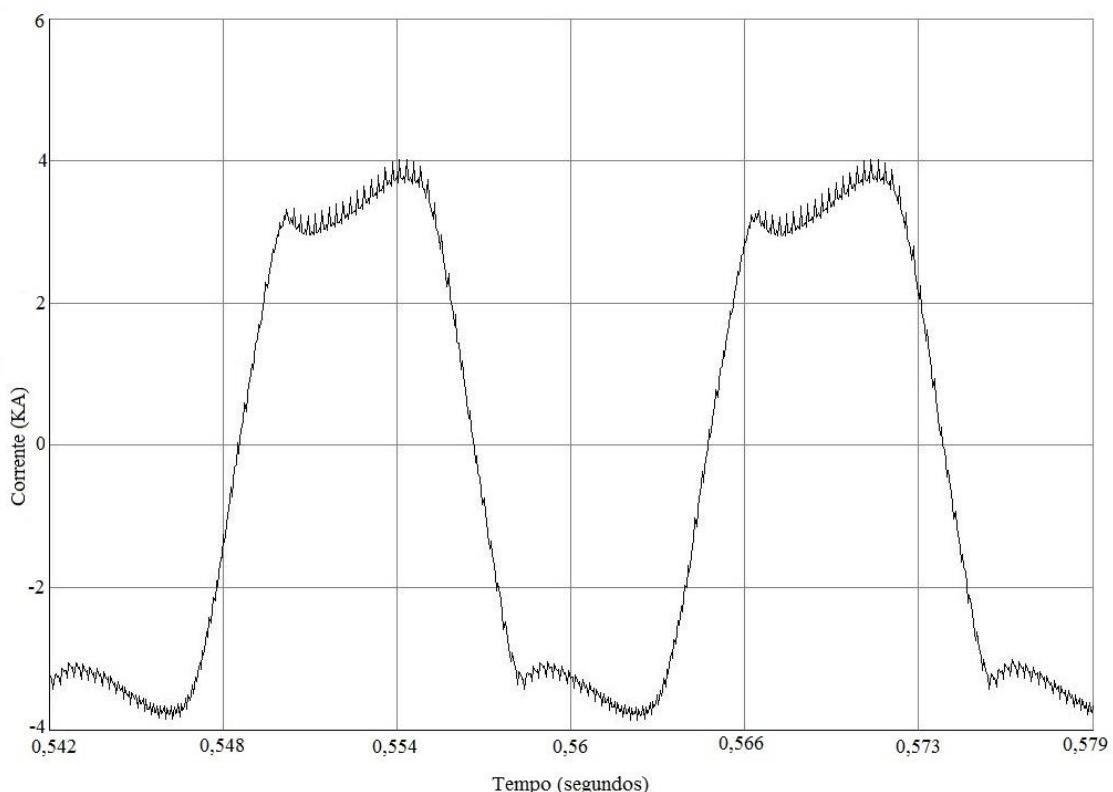
**Figura 71:** Corrente no lado de baixa do transformador com o filtro ativo.

Tabela 10: Distorção harmônica da corrente no lado de baixa do transformador com o filtro ativo.

Ordem Harmônica	DHIC (%)
2	0,34
3	7,53
4	0,17
5	3,90
6	0,12
7	2,30
8	0,04
9	1,22
10	0,09
11	0,72
12	0,09
13	1,23
14	0,12
15	0,84
DTI %	9,04

**Figura 72:** Corrente do filtro.

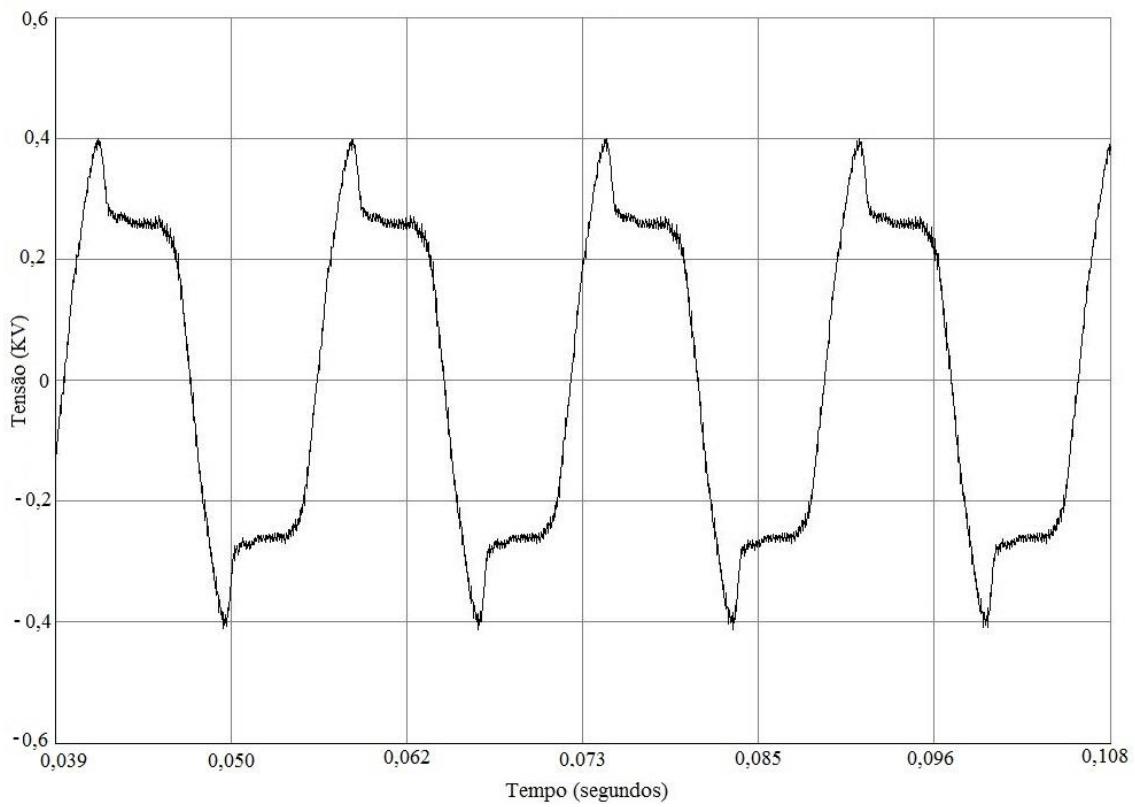


Figura 73: Tensão no lado de baixa do transformador com o filtro ativo.

Tabela 11: Distorção harmônica da tensão no lado de baixa do transformador com o filtro ativo.

Ordem Harmônica	DHIT (%)
2	0,11
3	28,75
4	0,22
5	4,93
6	0,21
7	3,83
8	0,11
9	3,32
10	0,16
11	1,80
12	0,20
13	1,51
14	0,06
15	0,20
DTT %	29,68

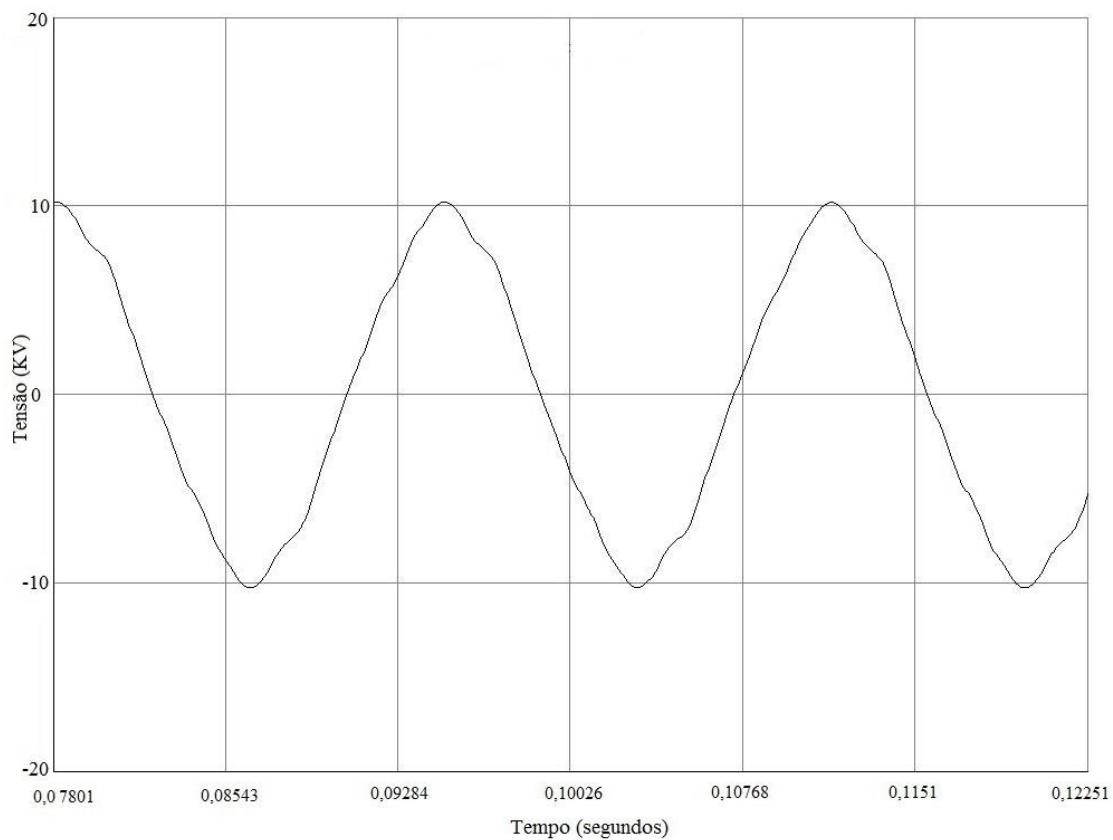


Figura 74: Tensão no lado de alta do transformador com o filtro ativo.

Tabela 12: Distorção da tensão no lado de alta do transformador com o filtro ativo.

Ordem Harmônica	DHIT (%)
2	0,09
3	2,73
4	0,11
5	2,67
6	0,12
7	1,85
8	0,05
9	1,02
10	0,08
11	0,73
12	0,06
13	0,61
14	0,05
15	0,17
DTT %	4,54

Na Figura 75 estão ilustradas as correntes na carga, no filtro e no lado de baixa do transformador. Verifica-se que a somatória da corrente na carga e no filtro resulta na corrente de saída do transformador. A corrente da carga está representada pela cor preta. Já a corrente no filtro pela cor vermelha, e a corrente no transformador em azul.

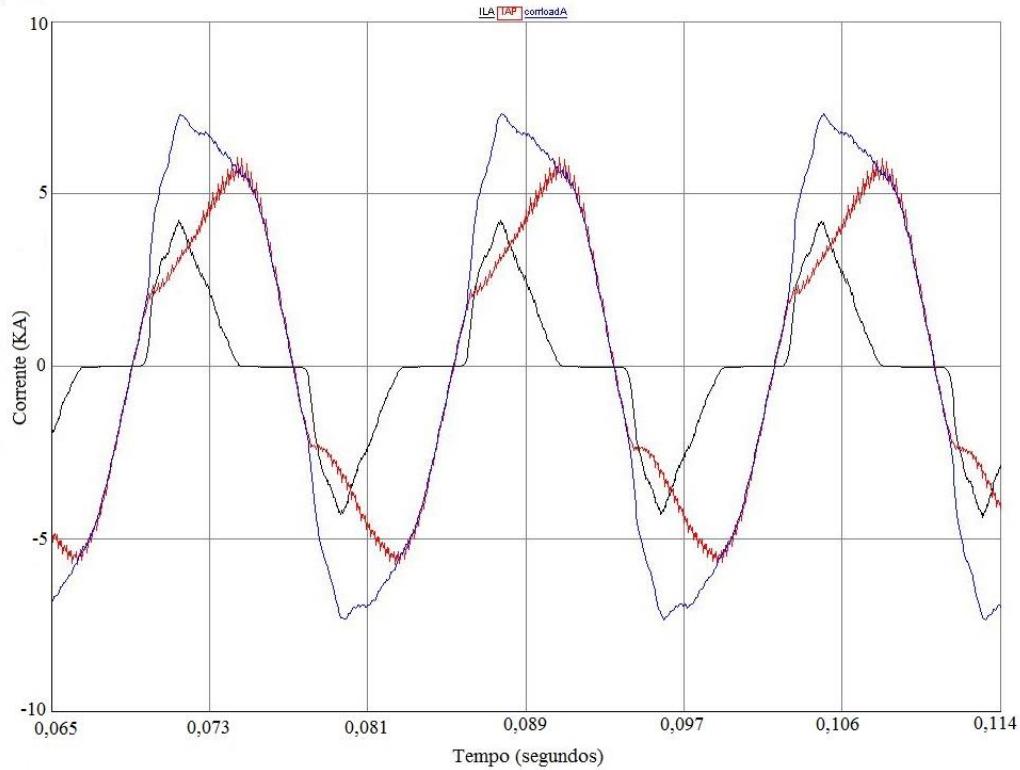


Figura 75: As três correntes do PAC.

Comparando a Figura 66 com a Figura 70, observa-se que a corrente na carga se modificou. Explica-se este fenômeno pelo fato de que quando o filtro não está operando (inativo), a tensão de alimentação do FAE possui distorção harmônica considerável, o que gera uma corrente na carga com assinatura harmônica diferente do esperado (vide seção 3.7, no qual se apresenta o estudo mais detalhado do FAE). Neste caminho, com o filtro em operação a forma de onda de alimentação do forno fica com uma distorção bem menor (Figura 74), consequentemente a forma de onda da corrente se aproxima muito mais ao descrito na seção 3.7.

Na seção 6.4 será discutido com mais detalhes a influência do filtro sobre o SEP, analisando os níveis de distorção apresentados com o uso da técnica de mitigação e comparando os mesmos com os limites impostos pelo PRODIST (2017).

6.2 Aplicação da técnica de mitigação híbrida: Modelagem 1

Nesta seção será apresentado o filtro híbrido conforme a Figura 59. Nesta composição o qual o filtro ativo fica em paralelo ao indutor do filtro sintonizado. A modelagem no RSCAD deste filtro está representada na Figura 76.

Antes de calcular os parâmetros presentes no filtro híbrido, será feito uma breve análise sobre a impedância do FAE modelado nesta ocasião. A Figura 66 e a Figura 68 mostram, respectivamente, a tensão e corrente na carga quando nenhum filtro está em operação. Já a Tabela 13 apresenta a magnitude da impedância por harmônico do FAE, calculado a partir da razão entre a tensão e a corrente por harmônico na carga.

Explorando a Tabela 13, constata-se que a impedância do FAE, em geral, é muito baixa. No caso do quinto harmônico, componente no qual se deseja sintonizar o filtro passivo, o módulo da impedância é de apenas $0,0589\Omega$. Assim, para que o filtro sintonizado opere conforme o esperado é necessário que o mesmo esteja muito sintonizado, ou seja, com o parâmetro k da equação 26 muito próximo a 5 (no caso de quinto harmônico). Contudo esta medida pode provocar ressonância paralela entre o SEP e o filtro, conforme apontado em IEEE (2003), devendo respeitar um limite de pelo menos 3% entre a frequência do harmônico e a frequência de sintonia do filtro.

Além disso, esta modelagem de filtro híbrido tem como premissa diminuir a tensão no barramento CC do inversor de frequência do filtro ativo. Contudo, deixando o filtro passivo muito sintonizado, a corrente harmônica que fluirá pelo mesmo será muito alta, aumentando o nível de tensão no ponto onde se conecta o filtro ativo.

Dessa forma, o único jeito de se obter um filtro passivo adequado é aumentando o valor da capacitância, e, concomitantemente, diminuindo o valor da indutância do mesmo. Dessa forma, utilizar o banco de capacitor como a capacitância do filtro sintonizado se torna inviável.

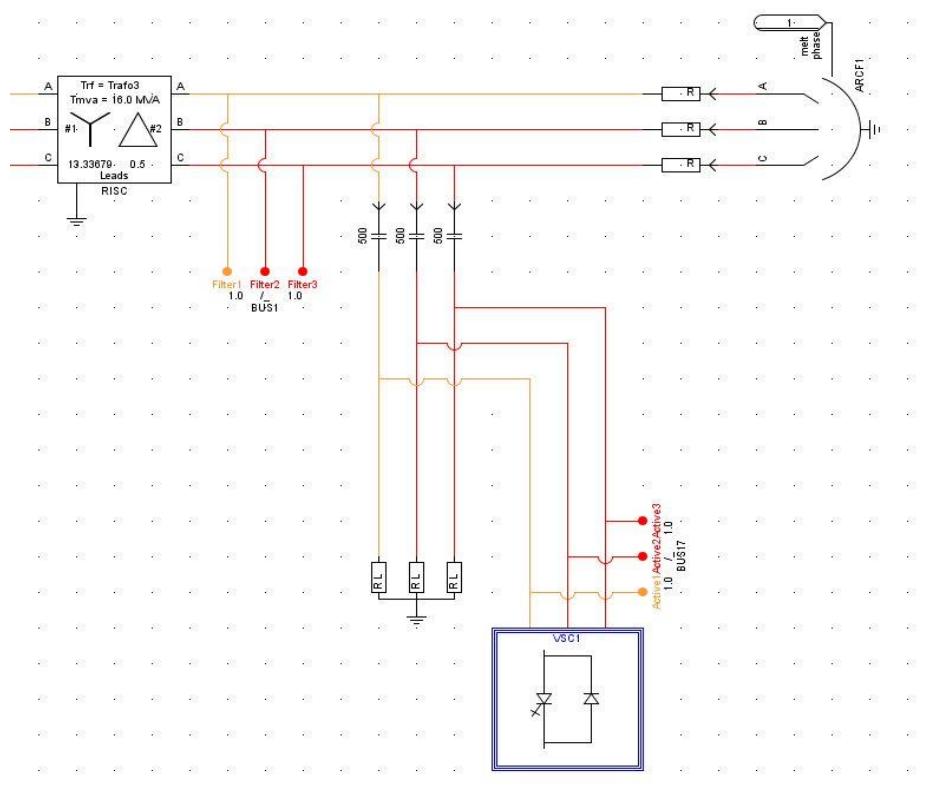


Figura 76: Filtro híbrido (modelagem 1) representado no RSCAD.

Tabela 13: Módulo da impedância harmônica do FAE.

Ordem Harmônica	Tensão (KV)	Corrente (KA)	Módulo da Impedância (Ω)
1	0,3543	6,3050	0,0562
2	0,0000	0,0000	0,0000
3	0,1361	0,5038	0,2701
4	0,0000	0,0000	0,0000
5	0,0728	1,2350	0,0589
6	0,0000	0,0000	0,0000
7	0,0376	0,4735	0,0793
8	0,0000	0,0000	0,0000
9	0,0130	0,1149	0,1133
10	0,0000	0,0000	0,0000
11	0,0033	0,0777	0,0429
12	0,0000	0,0000	0,0000
13	0,0053	0,1221	0,0436
14	0,0000	0,0000	0,0000
15	0,0035	0,2246	0,0158

Optou-se, portanto, por utilizar um capacitor C_p de valor de $100\mu\text{F}$, o que reflete numa impedância capacitiva de $26,53\Omega$ na frequência fundamental.

A reatância indutiva pode ser calculada a partir da Equação 18, considerando k sendo 4,5 (utilizando uma margem de 10% em relação a 300 Hz). Assim, X_L equivale a $1,3\Omega$ e L_p aproximadamente à $3,5\text{mH}$. Sendo FQ igual a 80, a resistência do filtro, de acordo com a equação 27, é de $0,0737\Omega$.

O “filtro adicional” ficará responsável pela componente harmônica de maior distorção, subsequente a frequência de sintonização do filtro passivo (quinto harmônico). Dessa forma, como o FAE injeta somente componentes harmônicas ímpares, a “filtragem adicional” será direcionada ao 7º harmônico.

O indutor de acoplamento pode ser calculado a partir da Equação 25, considerando h igual a 6,3 (utilizando a margem de 10% em relação a 420Hz). Logo, L_f equivale a $3,6\text{mH}$.

Resta agora encontrar o valor da tensão do barramento CC do inversor de frequência, considerando a inequação 38 para isso. Considerando que a tensão de pico em frequência fundamental sobre a carga é de $338,20\text{V}$ (valor obtido a partir da Transformada de Fourier do sinal), a tensão V_{pk1} , encontrada a partir da equação 35, é de aproximadamente $17,57\text{V}$. Sendo a distorção de quinto harmônico de 22,72% em relação a componente fundamental, calcula-se a partir da equação 36 a tensão V_{pk5} como aproximadamente $393,84\text{V}$. Já a tensão V_{pk7} pode ser calculada a partir da equação 37 como aproximadamente $197,89\text{V}$, dado a distorção do sétimo harmônico sendo de 11,12%.

Assim, a partir da inequação 38 pode-se encontrar o nível de tensão no barramento CC do inversor de frequência do filtro. Considerando uma taxa de 15% de erro pelas aproximações feitas na equação 37, tem-se uma tensão no barramento CC de 700V .

Os dados do filtro híbrido mencionado acima estão resumidamente listados na Tabela 14.

Tabela 14: Parâmetros relativos ao filtro híbrido (Modelagem 1).

$C_p(\mu\text{F})$	$L_p(\text{mH})$	$L_f(\text{mH})$	$R(\Omega)$	$V_{CC}(\text{V})$
100	3,5	3,6	0,0737	700

Ativando o filtro, o resultado obtido não foi como o esperado, não sendo, portanto, satisfatório. Observou-se que as correntes na carga e no lado de baixa do transformador permaneceram iguais, ou seja, a corrente que fluiu pelo filtro foi praticamente nula. A Figura 88 ilustra a corrente no FAE em azul, a corrente no lado de baixa do transformador em vermelho e a corrente no filtro ativo em preto. Verifica-se, que a curva azul e vermelha estão sobrepostas, enquanto a curva em preto é nula.

Pelo fato do filtro não ter operado corretamente, a medida tomada foi de aumentar ainda mais o valor da capacitância do filtro sintonizado. Ficou evidente na Figura 77 que não fluiu corrente pelo filtro, ou seja, a impedância do quinto harmônico deve ser ainda menor. Pela restrição do barramento CC, os valores de k e h das equações 18 e 25, respectivamente, permanecerão os mesmos, já que uma utilização de margem menor que 10% deixaria a tensão do barramento CC maior que 800 V, seguindo a inequação 30.

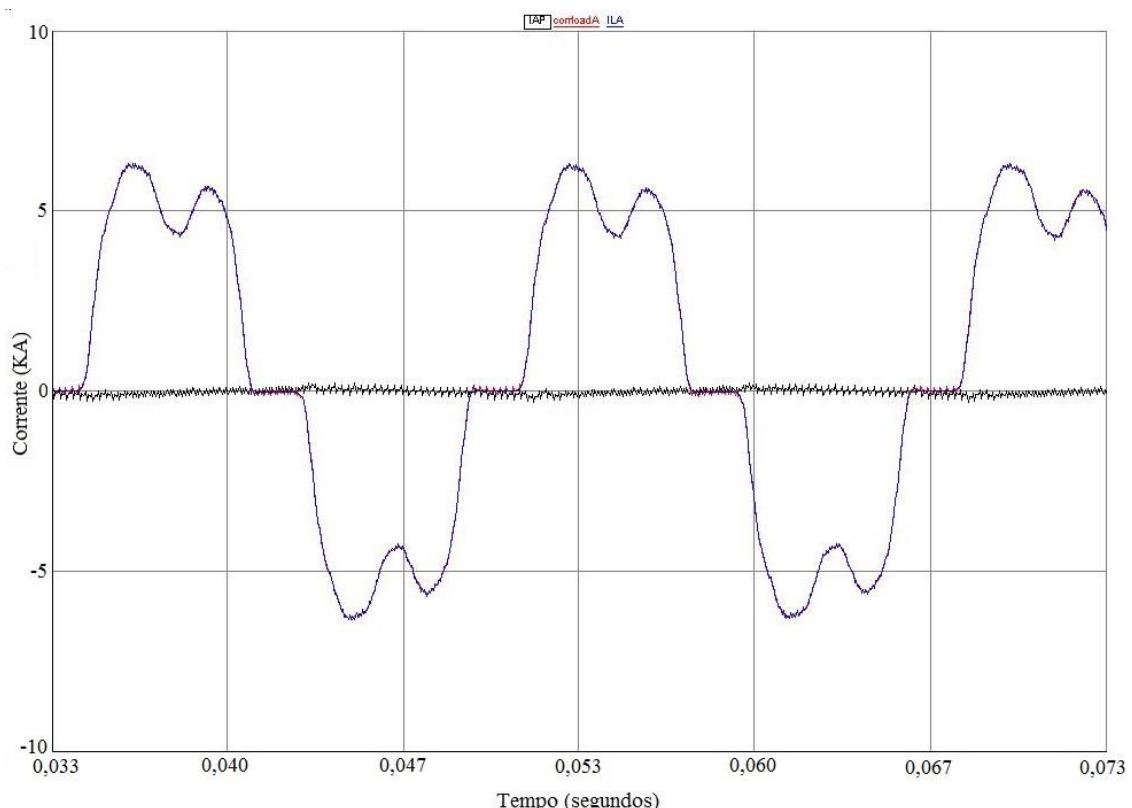


Figura 77: Representação da corrente no FAE (em azul), da corrente no lado de baixa do transformador (em vermelho) e da corrente no filtro ativo, com o filtro híbrido acionado (Modelagem 1).

Assim, os novos parâmetros do filtro híbrido estão descritos na Tabela 15.

Tabela 15: Novos parâmetros do filtro híbrido (Modelagem1).

C_p (μ F)	L_p (mH)	L_f (mH)	R (Ω)	V_{CC} (V)
1.000	0,347	0,362	0,0074	700

Ativando o filtro, o resultado novamente não foi satisfatório. Observou-se que as correntes na carga e no lado de baixa do transformador continuaram muito semelhantes, sendo a função do filtro irrelevante. Além disso, neste caso, a corrente do filtro ativo fluiu para o indutor e resistor do filtro sintonizado, já que esta corrente teve uma magnitude considerável e nada influenciou no PAC. A Figura 78 ilustra a corrente no FAE em azul, a corrente no lado de baixa do transformador em vermelho e a corrente no filtro ativo em preto.

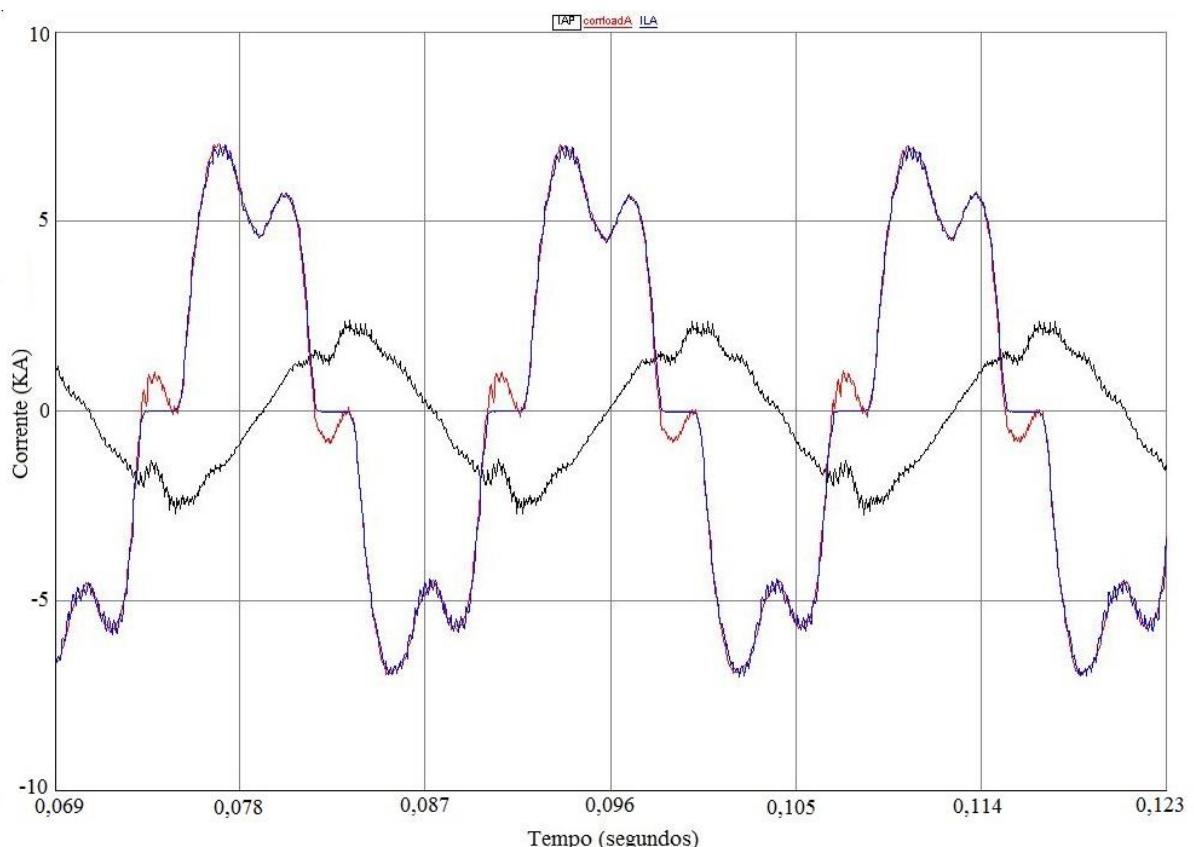


Figura 78: Representação da corrente no FAE (em azul), da corrente no lado de baixa do transformador (em vermelho) e da corrente no filtro ativo, com o filtro híbrido acionado (Modelagem 1).

Desta maneira, conclui-se que esta forma de implementação do filtro híbrido não respondeu de forma adequada para esta carga modelada. Provavelmente pelo fato do FAE possuir uma impedância muito baixa para cada ordem harmônica, não foi possível sintonizar o filtro passivo de forma que o mesmo desempenhasse seu papel e não interferisse na função do filtro ativo, já que se observou que a corrente do mesmo não adquiriu o sentido do PAC.

No próximo capítulo será apresentada outra forma de se projetar o filtro híbrido, analisando se neste novo modelo, o mesmo opera de forma adequada no caso em análise.

6.3 Aplicação da técnica de mitigação híbrida: Modelagem 2

Agora será implementado o filtro híbrido conforme a Figura 57, no qual o filtro passivo e o ativo se encontram ambos em paralelo ao PAC. A modelagem do mesmo no RSCAD pode ser vista na Figura 79.

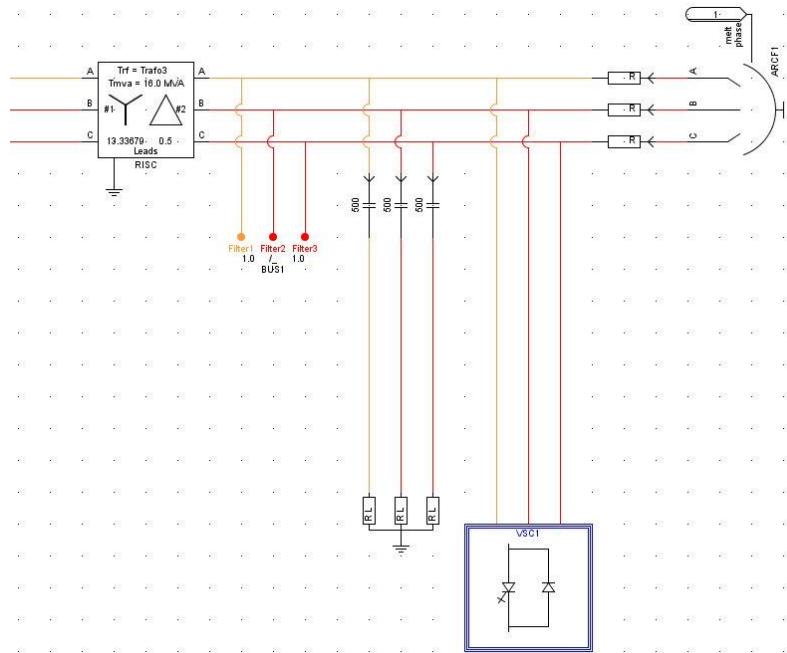


Figura 79: Filtro híbrido (Modelagem 2) implementado no RSCAD.

O filtro ativo implementado é o mesmo já descrito no capítulo 4. Já os parâmetros do filtro passivo foram obtidos conforme o capítulo 5. Levando em conta a característica da forma de onda da tensão da rede sem a utilização de alguma técnica de mitigação, a distorção do quinto harmônico é muito alta devido à presença do FAE, e por isso o filtro passivo será

sintonizado nesta componente harmônica. Os valores do capacitor e do indutor foram selecionados respeitando a restrição da ressonância paralela entre o filtro e o SEP.

De acordo com o mencionado na Modelagem 1 do filtro híbrido, a impedância do FAE é muito baixa, e por causa disso deverá ser usado uma capacitância muito maior que o valor dos bancos de capacitores presentes no SEP. Dessa forma, optou-se por uma capacitância de valor muito mais elevado, sendo seu valor de $500\mu\text{F}$, caracterizando a impedância do filtro sintonizado em quinto harmônico na mesma ordem da impedância do FAE. Logo, uma porção da corrente de quinto harmônico flui pelo filtro, diminuindo a distorção de quinto harmônico no PAC.

Neste caso, por não influenciar o nível de tensão do barramento CC do filtro ativo, pode-se utilizar a margem descrita pelo IEEE (2003), entre 3% e 15%, para obtenção de k .

A partir da equação 18, calcula-se a reatância indutiva do filtro sendo k igual a 4,85 (utilizando uma margem de 3% em relação a 300 Hz). Assim, X_L equivale a $0,225\Omega$ e L_p aproximadamente de $0,598\text{mH}$.

Utilizando FQ igual a 80, a resistência do filtro, de acordo com a equação 19, é de $0,0137\Omega$.

Os dados do filtro híbrido (Modelagem 2) mencionado acima estão descritos na Tabela 16.

Tabela 16: Parâmetros relativos ao filtro híbrido (Modelagem 2).

$C_p(\mu\text{F})$	$L_p(\text{mH})$	$R(\Omega)$
500	0,598	0,0137

Acionando o filtro híbrido, foi possível observar as variações das formas de onda de corrente e tensão nessa porção do sistema. Na Figura 80 é possível ver a forma de onda da corrente na carga e sua assinatura harmônica na Tabela 17. A Figura 81 ilustra a forma de onda da corrente no lado de baixa do transformador, junto com sua assinatura harmônica na Tabela 18. Na Figura 82 e Tabela 19 constam os dados da tensão no lado de baixa do transformador e, por fim, a Figura 83 e a Tabela 20 referem-se à tensão no lado de alta do transformador.

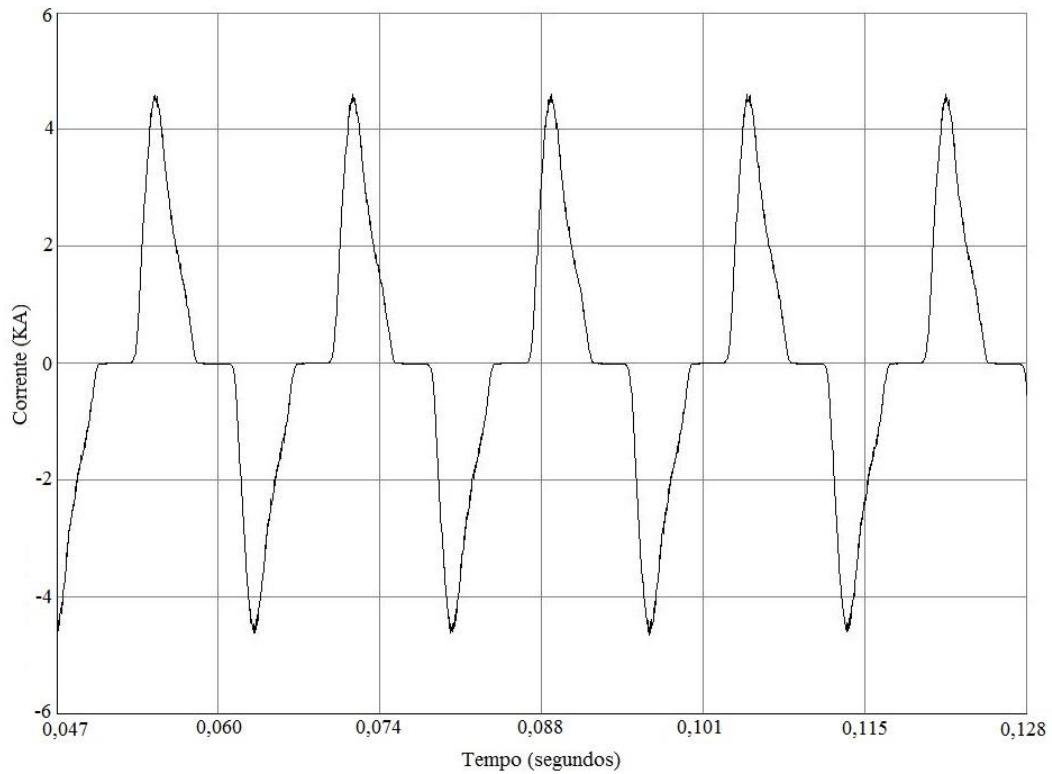


Figura 80: Corrente na carga com filtro híbrido ativo.

Tabela 17: Distorção harmônica da corrente do FAE.

Ordem Harmônica	DHIC (%)
2	0,30
3	48,91
4	0,22
5	18,18
6	0,06
7	9,89
8	0,11
9	1,58
10	0,15
11	1,11
12	0,19
13	1,75
14	0,09
15	0,43
DTI %	52,24

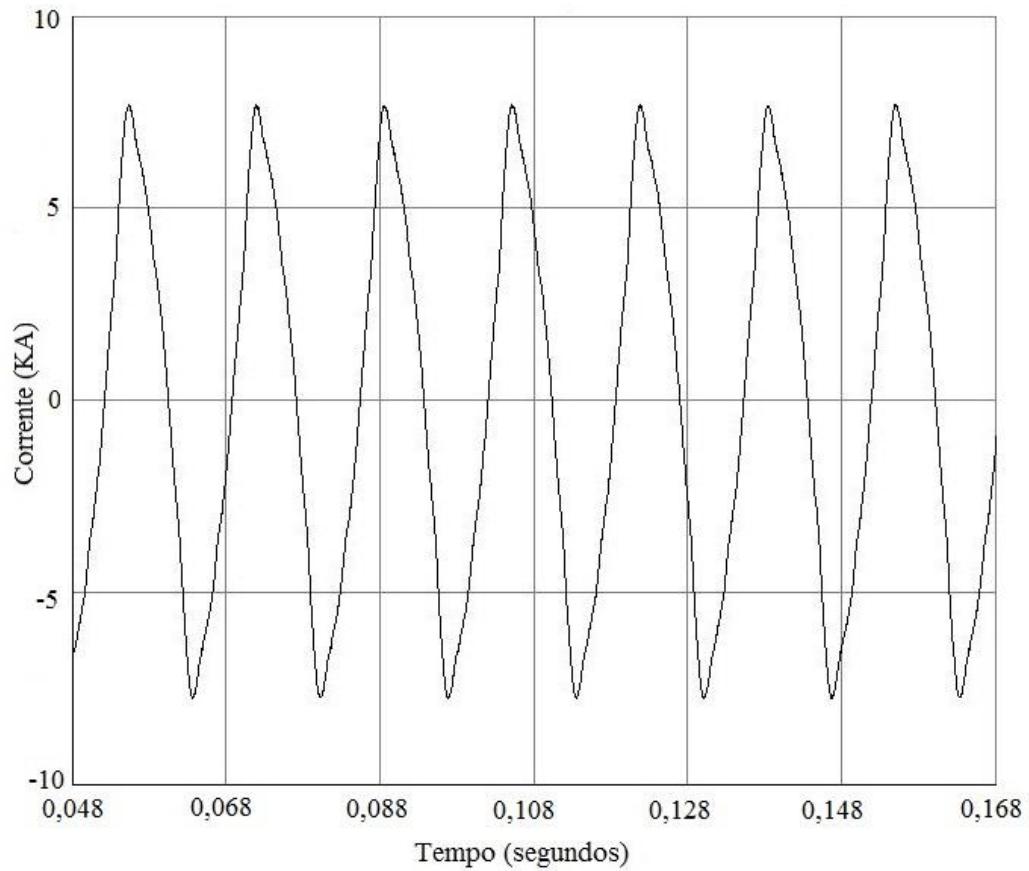


Figura 81: Corrente no lado de baixa do transformador com o filtro híbrido acionado.

Tabela 18: Distorção harmônica da corrente no lado de baixa do transformador com o filtro híbrido acionado.

Ordem Harmônica	DHIC (%)
2	0,29
3	10,41
4	0,09
5	3,62
6	0,04
7	2,77
8	0,06
9	0,32
10	0,09
11	0,18
12	0,07
13	0,55
14	0,00
15	0,17
DTI %	11,05

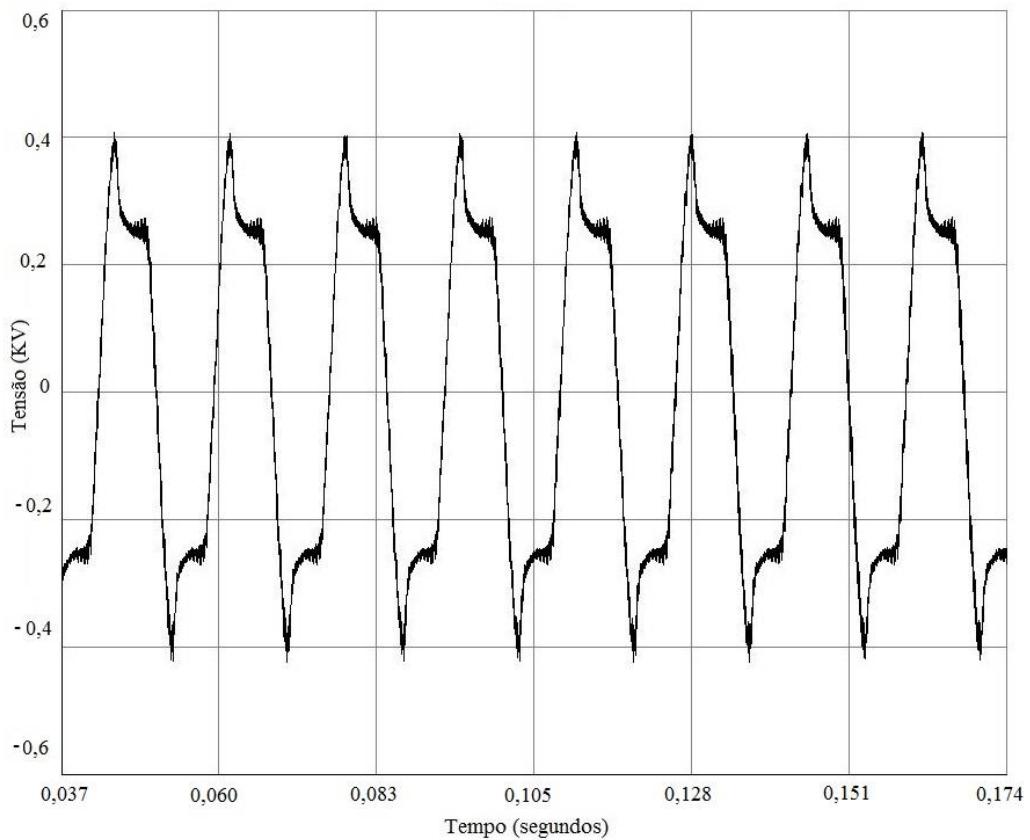


Figura 82: Tensão no lado de baixa com o filtro híbrido acionado.

Tabela 19: Distorção harmônica da tensão com o filtro híbrido acionado.

Ordem Harmônica	DHIT (%)
2	0,11
3	28,70
4	0,07
5	3,52
6	0,04
7	4,02
8	0,10
9	1,46
10	0,20
11	1,75
12	0,22
13	1,22
14	0,02
15	0,01
DTT %	29,03

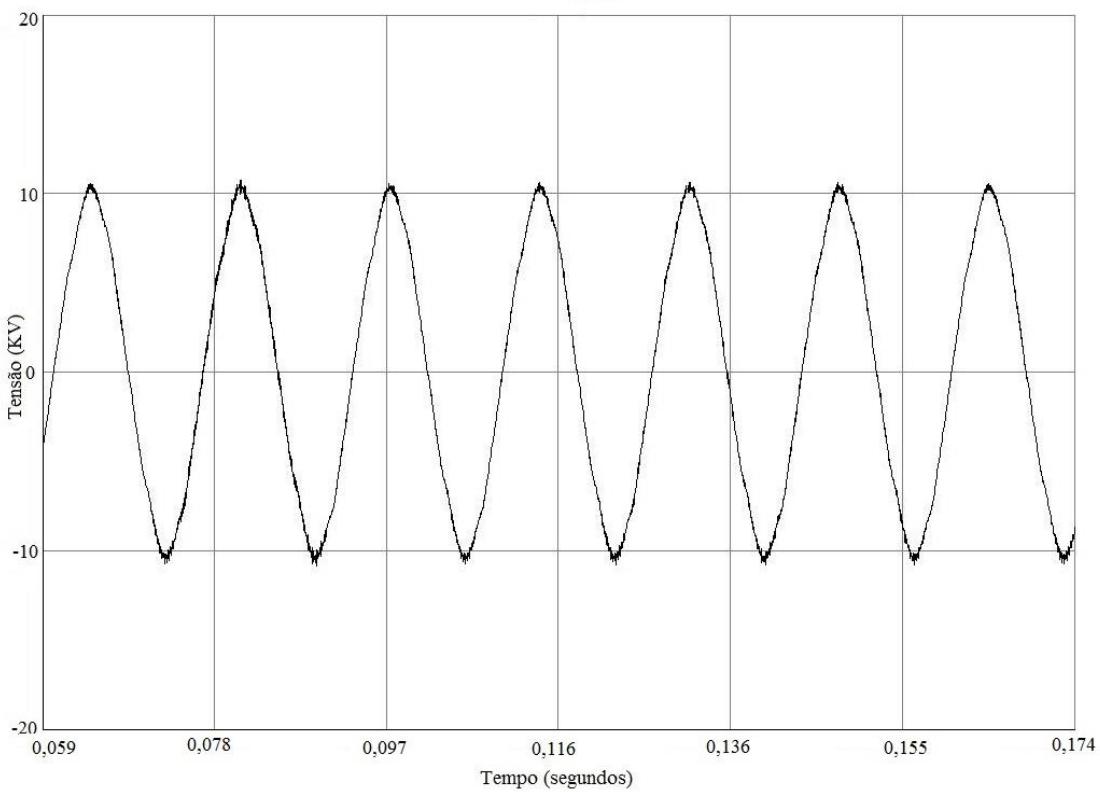


Figura 83: Tensão no lado de alta do transformador com o filtro híbrido acionado.

Tabela 20: Distorção harmônica da tensão no lado de alta do transformador com o filtro híbrido acionado.

Ordem Harmônica	DHIT (%)
2	0,22
3	2,69
4	0,11
5	1,42
6	0,03
7	1,28
8	0,05
9	0,17
10	0,04
11	0,58
12	0,13
13	0,39
14	0,06
15	0,16
DTT %	3,14

O efeito sobre a corrente da carga com o filtro híbrido em operação é o mesmo que quando se insere o filtro ativo. A forma de onda da tensão de alimentação se modifica para uma forma mais próxima da fundamental pura, e a corrente no FAE se altera para seu formato característico.

Na próxima seção será feita uma análise mais criteriosa sobre o efeito sobre o SEP quando da ativação do filtro híbrido.

6.4 Análise do uso das técnicas de mitigação

Assim como já foi mencionado anteriormente, o foco da pesquisa é que o sistema fique com os níveis de distorção harmônica de acordo com o permitido segundo o PRODIST (2017). Neste capítulo será analisado os efeitos do filtro ativo e do filtro híbrido (Modelagem 2) sobre o SEP.

Conclui-se através da Tabela 21 que o sistema antes de acionar os filtros, apresentava distorção harmônica acima do aceitável para os harmônicos de 5^a, 7^a e 9^a ordem, e para a Distorção Harmônica Total da Tensão (DHT_T). A situação mais severa era para o quinto harmônico, assim como esperado pela análise do capítulo 7, no qual o sistema apresentava um pico de ressonância para essa faixa de frequência. Verifica-se então que o FAE implementado inseriu somente correntes de harmônicos ímpares.

Ainda em relação a Tabela 21, verifica-se que a carga não linear injetou uma corrente de quinto harmônico de alta amplitude, ocasionando uma distorção de quinto harmônico da tensão de 17,46%, o que representa quase que o triplo do permitido. Além disso, a distorção total da tensão foi de 19,80%, mais do que o dobro do limite previsto pelo PRODIST (2017).

Tabela 21: Distorção harmônica sem a utilização de filtro.

Ordem Harmônica	PRODIST (%)	SD sem o filtro
2	2	0
3	5	1,79
4	1	0
5	6	17,46
6	0,5	0
7	5	7,49
8	0,5	0
9	1,5	3,23
10	0,5	0
11	3,5	2,15
12	0,5	0
13	3	0,31
14	0,5	0
15	0,5	1,4
DTT %	8	19,80

Tabela 22: Distorção harmônica na rede com o acionamento do FAP.

Ordem Harmônica	PRODIST (%)	SD com o filtro
2	2	0,09
3	5	2,73
4	1	0,11
5	6	2,67
6	0,5	0,12
7	5	1,85
8	0,5	0,05
9	1,5	1,02
10	0,5	0,08
11	3,5	0,73
12	0,5	0,06
13	3	0,61
14	0,5	0,05
15	0,5	0,17
DTT %	8	4,54

Primeiramente, em relação à utilização do filtro ativo, observa-se que o conteúdo harmônico da rede foi significativamente minimizado, respeitando os limites previstos pelo PRODIST (2017). Ao ativar o FAP, o sistema de distribuição ficou com níveis de distorção harmônicas consideravelmente menores, quando comparado ao sistema sem o filtro, assim como descritos na Tabela 22.

No caso da distorção individual de quinto harmônico, observou-se uma queda de 17,46% para 2,67%, o que caracteriza uma redução de 14,79 pontos percentuais. A distorção da componente de sétimo e nono harmônico, que também estavam acima dos limites, tiveram reduções em seus níveis.

A queda da distorção individual de cada harmônico também refletiu sobre a distorção harmônica total da tensão, que sofreu uma redução de 19,83% para 4,54%, caracterizando uma baixa de 15,29 pontos percentuais.

A análise para o desempenho do filtro híbrido é também muito semelhante. Explorando os resultados obtidos na Tabela 23, observa-se novamente que o conteúdo harmônico foi substancialmente diminuído com a implementação do filtro híbrido, respeitando os limites do PRODIST (2017).

Novamente em relação à distorção individual de quinto harmônico, observou-se uma queda de 17,46% para 1,42%, culminando em uma redução de 16,04 pontos percentuais. A distorção da componente de sétimo e nono harmônico também se reduziu a valores inferiores ao limite destacado.

Consequentemente, a distorção harmônica total da tensão sofreu uma redução de 19,83% para 3,14%, caracterizando uma baixa de 16,69 pontos percentuais.

Conclui-se, portanto, que utilizando as duas técnicas de mitigação o efeito de ressonância presente no quinto harmônico foi basicamente anulado. Além disso, todos os outros harmônicos que estavam com níveis de distorção acentuados foram minimizados, sendo que a distorção total caiu drasticamente.

Comparando as duas técnicas de mitigação apresentadas e que foram satisfatórias, é possível verificar que apesar de ambos apresentarem resultados muito semelhantes, os níveis de distorção harmônica na tensão no lado de alta do transformador com a utilização do filtro híbrido ficaram ainda menores.

Pelo fato do filtro ter sido sintonizado no quinto harmônico, houve uma diferença de 1,25% entre a distorção de quinto harmônico do filtro passivo com o filtro híbrido, o que equivale a quase metade do valor apresentado com a utilização do FAP. A distorção total da tensão também ficou menor com a utilização do filtro híbrido, sendo a diferença de 1,4%.

Tabela 23: Distorção harmônica na rede com o acionamento do filtro híbrido (Modelagem 2).

Ordem Harmônica	PRODIST (%)	SD com filtro
2	2	0,22
3	5	2,69
4	1	0,11
5	6	1,42
6	0,5	0,03
7	5	1,28
8	0,5	0,05
9	1,5	0,17
10	0,5	0,04
11	3,5	0,58
12	0,5	0,13
13	3	0,39
14	0,5	0,06
15	0,5	0,16
DTT %	8	3,14

Dessa forma, é possível salientar que em composições do filtro híbrido, no qual o filtro passivo e o ativo operam ambos em paralelo ao PAC, a função do filtro sintonizado é de atenuar a injeção de corrente do filtro ativo ou mesmo auxiliá-lo para a obtenção de níveis de distorções ainda inferiores.

No caso do presente trabalho, as duas técnicas de mitigação comparadas neste capítulo apresentam resultados satisfatórios. Contudo, se os limites do PRODIST forem sendo restringidos, é possível que o filtro híbrido se torne necessário para a hipótese destacada.

7 Conclusões

O sistema de distribuição foi totalmente implementado no RSCAD, tentando respeitar todas as particularidades do sistema real. O FAE modelado também passou por diversas comparações entre os resultados simulados e o que se espera a partir da literatura, a fim de averiguar se o mesmo operava de forma similar.

Foi também implementado neste trabalho uma forma de se calcular a impedância harmônica de um sistema de distribuição utilizando o RSCAD. A partir da análise da impedância harmônica do sistema calculada foi possível observar um pico ressonante no quinto componente harmônico (300 Hz). Foi comprovado tal efeito observando a amplificação harmônica ocorrida no quinto harmônico, facilmente ratificada pelos índices de distorção harmônica presentes na Tabela 21.

O filtro ativo demonstrou ser uma solução conveniente em se tratando de diminuir a distorção harmônica em sistemas de distribuição. Os níveis de distorção individual e total da tensão foram significativamente minimizados, sendo o problema da ressonância mitigado.

O filtro híbrido também segue a mesma linha de pensamento, sendo necessário todo um estudo por trás de sua elaboração. Além disso, foi exposto neste projeto, a partir do filtro híbrido (Modelagem 1) que o mesmo não operou corretamente para a carga em análise, sendo portanto, não satisfatório para todos os casos.

O filtro híbrido exposto na Modelagem 2, assim como o filtro ativo, demonstrou ser uma técnica muito conveniente, demonstrando resultados ainda mais expressivos que a filtragem ativa. Supondo um caso no qual o filtro ativo não consiga reduzir todos os níveis harmônicos de forma satisfatória, o filtro passivo pode ser usado como suporte do FAP, culminando em índices de distorção harmônica ainda menor.

Contudo, a implementação dos filtros não se torna genérica para todos os casos. O filtro, ativo ou híbrido, deve ser inserido necessariamente junto à carga não linear, acoplado ao terminal de baixa do transformador abaixador de tensão. Isso se dá pelo fato do nível de tensão no barramento CC do filtro permanecer sempre maior que a tensão no PAC, assim como melhor detalhado no tópico 4.1.7, o que torna o filtro inviável para tensões muito altas.

Todas as simulações realizadas foram utilizando unicamente o *software* RSCAD. Os filtros foram também todos modelados via *software*. Uma boa alternativa de continuação deste projeto seria construir fisicamente os filtros apresentados (filtro ativo e filtro híbrido Modelagem 2), e a partir da interface física com o RTDS analisar os resultados obtidos com os filtros construídos.

Referências Bibliográficas

- ACHA E., SEMLYEN A., RAJAKOVIC N. **A Harmonic Domain Computacional Package For Nonlinear Problems and its Application to Eletric Arcs.** IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, v. 5, n. 3, July, 1990.
- AKAGI, H. **Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution System.** IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, v. 12, n. 1, January, 1997.
- AZEVEDO, W. V. S.; NEVES, W. L. A.; FERNANDES JR, D. e SOARES, R.M.. **Síntese de redes elétricas via modelo dependente da frequência: estimativa de parâmetros e análise no domínio da frequência.** XVIII Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2010, Bonito, 2010.
- BARBOSA, M. A., **Distorções Harmônicas em Sistemas Elétricos Industriais**, Dissertação de Mestrado nº 53, PPGEE, UFMG, 1988.
- BUSARELLO, T. D. C. **“Modelagem e projeto de filtros híbridos de potência: contribuições à análise de desempenho em redes com distorções”**. Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Campinas, 2013.
- BUSO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. **Comparison of Current Control Techniques for Active Filters Application.** IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, v. 45, n. 5, OCTOBER, 1998.
- CHAQUI A., GAUBERT J., KRIM F., BAMBAULT L. **On the Design of Shunt Active Filter for Improving Power Quality.** IEEE International Symposium on Industrial Electronics, p. 31-37, 2008.
- CPFL - Companhia Paulista de Força e Luz. **GED 110 - Atendimento a Cargas Geradoras de Harmônicos em Sistemas Primários de Distribuição**, 2002.

CURRENT, E. J.; PLIZGA, J. E. and NELSON, H. N. **Harmonic Resonance at a Medium Sized Industrial Plant.** IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, v. 31, n. 4, July/August, 1995.

DA SILVA, N. “**Contribuições ao Estudo, Projeto e Aplicação de Filtros Ativos Híbridos de Potência**”. Tese de Doutorado. Unicamp, Brasil. 2012

FERNANDES, B. C. **Análise e projeto de filtros passivos sintonizados em alimentadores de distribuição.** Trabalho de Conclusão de Curso. Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória. 2008.

FREITAS, V. A. L.. **Análise da Ressonância e Amplificação Harmônica em Redes de Distribuição Primária.** Projeto de iniciação científica. Relatório final (FAPESP processo nº 2013/08472-9). Universidade de São Paulo (USP), São Carlos. Junho, 2015.

GANNET R., SOZIO J. C., BOROYEVICH C., BRADLEY D.. **Application of Synchronous and Stationary Frame Controllers for Unbalanced and Nonlinear Load Compensation 4-leg Inverts.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, p. 1038-1043, 2002.

IEEE Std 1531 – 2003, **IEEE Guide for application and specification of harmonic filters.** 2003.

IZHAR M., HADZER C. M., SYAFRUDIN M., TAIB S., IDRIS S. **Performance for Passive and Active Power Filter in Reducing Harmonics in the Distribution System.** National Power & Energy Conference (PECon). Malaysia, 2004.

JOÓS G., ESPINOZA J. R. **Three Phase Series Var Compensation Based on a Voltage-Controlled Current Source Inverter With Supplemental Modulation Index Control.** IEEE Transactions on Power Electronics, vol:14, p.587-598, Maio, 1999.

KAGAN, N.; OLIVEIRA, C. C. B. e ROBBA, E. J.. **Introdução aos Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica.** São Paulo: Edgard Blücher. 1a edição, 2005.

KUFFEL, R.; GIESBRECHT, J.; MAGUIRE, T.; WIERCKX, R. P.; MCLAREN, P.. **RTDS – A fully digital power system simulator operating in real time.** IEEE WESCANEX '95. Communications, Power, and Computing. Conference Proceedings. Pages 300 – 305. Vol 2. May, 1995.

LEE, T., WANG, Y., LI, J. e GUERRERO, J. “ Hybrid Active Filter with Variable Conductance for Harmonic Resonance Suppression in Industrial Power Systems”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.62, NO 2. Fevereiro de 2015.

LINDEKE, D. **Projeto de um filtro ativo paralelo de 1 kVA usando técnicas de controle analógico e digital.** Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

MARAFRÃO F. P., DECKMANN S. M., POMILIO J. A., MACHADO R. Q.. **Software Based PLL Model: Analysis and Application.** XV Congresso Brasileiro de Automática, 2004.

MARTINS D. C., BARBI I. **Introdução ao estudo dos conversores CC/CA.** Universidade Federal de Santa Catarina, 2005.

MOUCO, A. C. “**Um filtro Híbrido para Conexão em Redes Elétricas sem Transformadores**”. Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Rio de Janeiro, Junho de 2011.

MINAMIZAKI, G. M. **Mitigação de problema de ressonância harmônica de banco de capacitores instalados na rede de distribuição.** Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2011.

NASCIMENTO, R. P do. “**Propostas de procedimentos para projetar filtros harmônicos a partir de um programa de penetração harmônica, incluindo cálculos de desempenho e de suportabilidade**”. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2007.

NUNES R. V. **Análise de Penetração Harmônica em Redes de Distribuição Desequilibradas Devido às Cargas Residenciais e Comerciais com a Utilização do ATP.** Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica da UFMG. Dezembro, 2007.

OLESKOVICZ , M.. **Apostila SEL-5749.** Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica (LSEE) - Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) - Universidade de São Paulo, São

Carlos, 2007. IEEE Std 141-1993, IEEE recommended practice for electric power distribution for industrial plants, 1993.

OLIVEIRA, V. A.; AGUIAR, M. L.; VARGAS, J. B. **Sistemas de Controle: Aulas de Laboratório.** Escola de Engenharia de São Carlos (EESC-USP), 2º Edição, São Carlos, SP, 2013.

OMORI, J. S.. **Aplicação de filtro ativo trifásico em sistemas de distribuição de baixa tensão.** Dissertação de mestrado. Universidade Tecnológica do Paraná campus Curitiba, 2007.

ORTMANN, M. S.. **Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação.** Dissertação de Mestrado Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2008

OZGUN O., ABUR A. **Flicker Study Using a Novel Arc Furnace Model.** IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, v. 17, n. 4, October, 2002.

PAN C. T., CHANG T. Y.. **Na improvement Hysteresis Current Controller for Switchng frequency.** IEEE Transactions on Power Eletronics vol 9, p. 97-104, Jan 1994.

PANDA, A. K.; PATNAIK, S. S. **Analysis of Cascaded Multilevel Inverters for Active Harmonic Filtering in Distribution Networks.** ELETRIC POWER AND ENERGY SYSTEM 66 (2015), 216-226

PIRES, I. A.. **Caracterização de harmônicos causados por equipamentos eletro-eletrônicos residenciais e comerciais no sistema de distribuição de energia elétrica.** Dissertação de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica da UFMG (PPGE). Universidade federal de Minas Gerais. Março de 2006.

POMILIO J.A. **Harmônicos e Fator de Potência: um Curso de Extensão.** FEEC 05/97, Unicamp, Revisão Janeiro de 1997.

POMILIO, J. K. **Filtros Ativos. O Setor Elétrico**, vol 6, p. 25-31, Jun 2007

PONGSRIWAT, C. and PREMRUDEEPREECHACHARN, S. **Harmonic Resonance Assessment in Low Voltage Distribution System.** International Conference on Power System Technology - POWERCON 2004. Proceedings. Singapore, 21-24 November 2004.

PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional): **Módulo 8-Qualidade da Energia Elétrica.** ANEEL Resolução Normativa 641/2014 (Revisão 8): 2017.

PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional): **Módulo 2- Planejamento da Expansão do Sistema de Distribuição.** ANEEL Resolução Normativa 628/2014 (Revisão 5): 2017.

RSCAD – Manuals. **Arc-Furnace.** Cap. 17.

SANKARAN, C.. **Power Quality.** Boca Raton: CRC Press, 2002.

SERRA C. P. **Teoria e Projeto de Filtros.** Editora Cartgraf, 1983

SINGH B., AL-HADDAD K. **A review of active filters for power quality improvement.** IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY ELECTRONICS, v. 46, October, 1999.

TEIXEIRA, D. A.. **Análise das distorções harmônicas - estudo de caso de um sistema industrial.** Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.

WU C.; CHIANG J.; LIAO C.; YANG J.; YEN S. and GUO T. **Investigation and Mitigation of Harmonic Amplification Problems Caused by Single-tuned Filters.** IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, v. 13, n. 3, July 1998.

XU, W.; HUANG, Z.; CUI, Y. and WANG, H. **Harmonic Resonance Mode Analysis.** IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, v. 20, n. 2, April, 2005.