

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

JUAN JOSE PEREZ ALVAREZ

FILTROS HARMÔNICOS PASSIVOS: OTIMIZAÇÃO E ARRANJOS HÍBRIDOS

Ilha Solteira

2016

JUAN JOSE PEREZ ALVAREZ

FILTROS HARMÔNICOS PASSIVOS: OTIMIZAÇÃO E ARRANJOS HÍBRIDOS

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia do Campus de Ilha Solteira – UNESP como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Conhecimento: Automação.

Prof. Dr. Júlio Borges de Souza
Orientador

Ilha Solteira

2016

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

P944f Pérez Álvarez, Juan José.
Filtros harmônicos passivos: otimização e arranjos híbridos / Juan José Pérez Álvarez. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2016
123 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Sistemas Elétricos de Potência, 2016

Orientador: Júlio Borges de Souza
Inclui bibliografia

1. Otimização. 2. Filtros passivos. 3. Harmônicas. 4. Sequência zero. 5. Qualidade de energia .

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

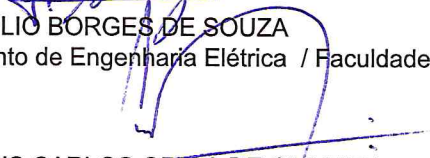
TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: FILTROS HARMÔNICOS PASSIVOS: OTIMIZAÇÃO E ARRANJOS HÍBRIDOS

AUTOR: JUAN JOSE PEREZ ALVAREZ

ORIENTADOR: JULIO BORGES DE SOUZA

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: AUTOMAÇÃO pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. JULIO BORGES DE SOUZA
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. LUIS CARLOS ORTIGA DE OLIVEIRA
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. FERNANDO NUNES BELCHIOR
Faculdade de Ciência e Tecnologia / Universidade Federal de Goiás

Ilha Solteira, 01 de setembro de 2016

DEDICO

À minha mãe **Digna América Álvarez Leiva**, a minha
inspiração, exemplo de vida fundamental para a minha
vida pessoal, espiritual e profissional.

AGRADECIMENTOS

Meus agradecimentos a todos os familiares, amigos, professores e funcionários da FEIS UNESP, que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho. Em especial, dedico meus agradecimentos:

A Deus,

Por ter me dado força e saúde para chegar até aqui;

A minha família, em especial aos meus pais Juan e Digna, às minhas irmãs Joselyne, Wendy e Sharlyne e aos meus sobrinhos Azael, Hanzel e Asaf,

Por todo amor, apoio, confiança e incentivo em todos os momentos;

Ao Prof. Dr. Luis Carlos Origa de Oliveira,

Pelo apoio sempre incondicional, por todo ensinamento, incentivo, confiança e orientação;

Ao Prof. Dr. Júlio Borges de Souza,

Pelo apoio, por todo ensinamento, pelo acompanhamento nas bancas examinadoras, sugestões e incentivo;

Aos meus amigos e colegas do curso,

Pela cumplicidade, ajuda e amizade;

Ao CNPq,

Pela oportunidade e apoio financeiro.

“Do. Or do not. There is no try.”

Master Yoda

RESUMO

Neste trabalho apresenta-se um algoritmo para o dimensionamento de um sistema híbrido de filtragem passivo que considera os filtros ressonantes e os dispositivos eletromagnéticos para mitigação de correntes harmônicas de sequência zero. O objetivo do algoritmo proposto é acrescentar o estudo dos filtros passivos mediante a utilização de métodos de otimização nos modelos matemáticos dos filtros ressonantes e do filtro eletromagnético considerando a interação destes dispositivos com o sistema de distribuição de energia elétrica (SDEE). Os estudos realizados visam aplicar o algoritmo na avaliação de três casos de estudo com diferentes características com o objetivo de verificar: a efetividade dos modelos propostos no cálculo dos parâmetros construtivos das topologias consideradas; o impacto do desequilíbrio das fases no ponto de acoplamento comum (PAC) no dimensionamento e na operação dos filtros passivos estudados; e, por meio da operação conjunta, a eficiência dos filtros medida individualmente, bem como do sistema híbrido de filtragem passivo resultante. Um critério de dimensionamento para o bloqueador eletromagnético usado no algoritmo proposto é também discutido.

Palavras-chaves: Otimização. Filtros passivos. Harmônicas. Sequência zero. Qualidade de energia.

ABSTRACT

This work presents an algorithm for designing a passive filtering hybrid system considering resonant and zero-sequence electromagnetic filters. The proposed algorithm objective is to enrich the study of passive filters by applying optimization methods to the resonant and zero-sequence electromagnetic filter models considering their interaction with the distribution energy system (DER). The obtained results, applying the algorithm on three diverse study cases, indicate: the effectiveness of the proposed models in calculating the parameters of the passive filters studied, the negative impact of phase unbalance in the point of common coupling (PCC) over the designing and operation of the passive filters studied and, through a combined operation, a filter efficiency improvement seen individually and by evaluating the passive filtering hybrid system. A criterion for the zero-sequence electromagnetic blocker used by the proposed algorithm is also discussed.

Keywords: Optimization. Passive filters. Harmonics. Zero sequence. Power quality.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Decomposição de uma forma de onda através da série de Fourier	16
Figura 2 – Filtro Ativo	17
Figura 3 – Faixas de tensão em relação à de referência	24
Figura 4 – Formas de onda de tensão e corrente de uma carga não linear que se comporta como fonte de corrente	32
Figura 5 – Formas de onda de tensão e corrente de uma carga não linear que se comporta como fonte de tensão	32
Figura 6 – Filtros de harmônicos (a) sintonizado simples e (b) de dupla sintonia	33
Figura 7 – Resposta em frequência do filtro de sintonia única com $Q = 5$, $Q = 25$ e $Q = 300$	34
Figura 8 – Filtros amortecidos de (a) primeira ordem, (b) segunda ordem, (c) terceira ordem e de (d) tipo C	34
Figura 9 – Sistema elétrico com presença de corrente de sequência zero	37
Figura 10 – Bobinas principais e auxiliares	38
Figura 11 – Implementação do filtro eletromagnético de sequência zero	39
Figura 12 – Conexão elétrica	39
Figura 13 – Fluxo magnético	42
Figura 14 – Bloqueador eletromagnético	44
Figura 15 – Implementação do bloqueador	45
Figura 16 – Sistema simplificado	49
Figura 17 – Análise ação da fonte J_L^h com $E_s^h = 0$	50
Figura 18 – Resposta em frequência de Z^h	51
Figura 19 – Análise ação da fonte E_s^h , $J_L^h = 0$	52
Figura 20 – Resposta em frequência de Y^h	52
Figura 21 – Resposta em frequência de A^h e B^h	53
Figura 22 – Resposta em frequência de X_a^h e X_s^h	54
Figura 23 – Fontes de alimentação nas sequências	57
Figura 24 – Transformadores nas sequências	58
Figura 25 – Condutores nas sequências	58
Figura 26 – Circuito equivalente em sequência positiva e negativa	60
Figura 27 – Circuito equivalente em sequência 0	61
Figura 28 – Transmitância B_b^h do filtro eletromagnético	63

Figura 29 – Transmitância T^h do filtro eletromagnético ao variar resistência	63
Figura 30 – Circuito equivalente na sequência zero - implementação de sistema híbrido	65
Figura 31 – Decomposição da transmitância T^h no sistema de filtragem híbrido	67
Figura 32 – Circuito equivalente na sequência positiva e negativa - implementação de sistema híbrido	68
Figura 33 – Estrutura do braço n do filtro ressonante	74
Figura 34 – Fluxograma do algoritmo	83
Figura 35 – Tela principal	84
Figura 36 – Entrada de dados	84
Figura 37 – Critérios de avaliação, configuração predeterminada dos filtros passivos	85
Figura 38 – Escolha do método de otimização	85
Figura 39 – Configuração de saída de dados	86
Figura 40 – Avaliação dos resultados obtidos com o SIMULINK	86
Figura 41 – Formas de onda da tensão da carga V_L , Estudo de caso 1	89
Figura 42 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L , Estudo de caso 1	89
Figura 43 – Formas de onda da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 1	90
Figura 44 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 1	90
Figura 45 – Resposta em frequência de B^h , Estudo de caso 1	93
Figura 46 – Formas de onda da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 1	93
Figura 47 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 1	94
Figura 48 – Formas de onda da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 1	94
Figura 49 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 1	95
Figura 50 – Formas de onda da tensão da carga V_L , Estudo de caso 2	99
Figura 51 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L , Estudo de caso 2	99
Figura 52 – Formas de onda da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 2	100
Figura 53 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 2	100
Figura 54 – Resposta em frequência de T^h , Estudo de caso 2	101
Figura 55 – Formas de onda da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 2	102
Figura 56 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 2	102
Figura 57 – Formas de onda da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 2	103
Figura 58 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 2	103
Figura 59 – Formas de onda da tensão da carga V_L , Estudo de caso 3	108

Figura 60 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L , Estudo de caso 3	108
Figura 61 – Formas de onda da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 3	109
Figura 62 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 3	109
Figura 63 – Resposta em frequência de T_{fr0}^h , Estudo de caso 3	112
Figura 64 – Resposta em frequência de B_l^h , Estudo de caso 3	113
Figura 65 – Formas de onda da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 3	113
Figura 66 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 3	114
Figura 67 – Formas de onda da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 3	114
Figura 68 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 3	115

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Limites de distorção de tensão	22
Tabela 2 - Limites percentuais de distorção individuais e total de corrente para sistemas com nível de tensão entre 120V e 69kV	22
Tabela 3 - Valores de placa típicos de capacitores em derivação	23
Tabela 4 - Máxima tensão, corrente e potência reativa de operação	24
Tabela 5 - Índices de conformidade para harmônicos de tensão	25
Tabela 6 - Relação sequência – ordem harmônica	27
Tabela 7 - Comparação do rendimento das restrições de construção	72
Tabela 8 - Dados das correntes da carga	88
Tabela 9 - Dados de dimensionamento do filtro ressonante	91
Tabela 10 - Dados de dimensionamento do filtro ressonante	92
Tabela 11 - Dados das correntes do sistema	96
Tabela 12 - Dados das correntes da carga	98
Tabela 13 - Dimensionamento do filtro eletromagnético, Estudo de caso 2	101
Tabela 14 - Dados das correntes do sistema	105
Tabela 15 - Dados das correntes da carga	107
Tabela 16 - Comparação da implementação individual dos filtros passivos	110
Tabela 17 - Dimensionamento do filtro eletromagnético, Estudo de caso 3	111
Tabela 18 - Dados de dimensionamento do filtro ressonante, Estudo de caso 3	111
Tabela 19 - Dados das correntes do sistema	116

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Supressores de harmônicas	17
1.1.1	<i>Filtros Ativos</i>	17
1.1.2	<i>Filtros Passivos</i>	18
1.2	NORMAS INTERNACIONAIS E NACIONAIS	19
1.2.1	<i>IEEE 1459</i>	19
1.2.2	<i>IEEE 519</i>	22
1.2.3	<i>IEEE 18</i>	23
1.2.4	<i>PRODIST – ANEEL</i>	24
1.3	ESTADO DA ARTE	25
1.4	CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO	29
2	FILTROS RESSONANTES	31
2.1	MODELAGEM MATEMÁTICA DO FILTRO RESSONANTE DE SINTONIA ÚNICA	35
3	DISPOSITIVOS DE MITIGAÇÃO DE SEQUÊNCIA ZERO	37
3.1	FILTRO ELETROMAGNÉTICO DE SEQUÊNCIA ZERO	38
3.1.1	<i>Equacionamento para análise no domínio da frequência</i>	39
3.2	BLOQUEADOR ELETROMAGNÉTICO DE SEQUÊNCIA ZERO	44
3.2.1	<i>Equacionamento para análise no domínio da frequência</i>	45
4	MÉTODOS DE ANÁLISE EMPREGADOS NO ESTUDO DE FILTROS DE HARMÔNICOS	48
4.1	MÉTODOS DE ANÁLISE PARA SISTEMAS EQUILIBRADOS	49
4.1.1	<i>Método das transmitâncias</i>	49
4.1.2	<i>Responsabilidade da distorção harmônica</i>	54

4.2	ANÁLISE DE REDES TRIFÁSICAS DISTORCIDAS, DESBALANCEADAS E DESEQUILIBRADAS	56
4.2.1	<i>Modelagem das impedâncias sequenciais dos elementos do sistema</i>	57
4.2.2	<i>Cálculo de desequilíbrio</i>	59
4.2.3	<i>Expansão do método das transmitâncias sequenciais aplicada ao filtro eletromagnético</i>	60
4.2.4	<i>Operação conjunta do filtro ressonante e o filtro eletromagnético de sequência zero</i>	65
5	MÉTODOS DE OTIMIZAÇÃO APLICADOS AO DIMENSIONAMENTO DE FILTROS PASSIVOS	69
5.1	APLICAÇÃO AOS FILTROS RESSONANTES	69
5.1.1	<i>Restrições de construção do filtro ressonante</i>	70
5.1.1.1	Correção total do fator de deslocamento	71
5.1.1.2	Detuning	71
5.1.1.3	Correção individual do F_{des} do filtro ressonante	71
5.1.2	<i>Restrições operacionais do filtro ressonante</i>	72
5.1.2.1	Distorção harmônica total	73
5.1.2.2	Conformidade da tensão	73
5.1.2.3	Limites operacionais dos capacitores em derivação	73
5.2	APLICAÇÃO AOS DISPOSITIVOS ELETROMAGNÉTICOS DE SEQUÊNCIA ZERO	76
5.2.1	<i>Restrições operacionais dos dispositivos eletromagnéticos</i>	76
5.2.1.1	Conformidade da tensão	76
5.2.1.2	Agravamento do fator de deslocamento na sequência positiva	77
5.2.1.3	Corrente de sequência zero nula	78
5.2.2	<i>Restrição de construção dos dispositivos eletromagnéticos</i>	78
5.3	ALGORITMO DE DIMENSIONAMENTO ÓTIMO DO FILTRO PASSIVO HÍBRIDO	80

5.3.1	<i>Análise de condições iniciais</i>	81
5.3.2	<i>Compensação do desequilíbrio devido à sequência zero</i>	81
5.3.3	<i>Correção do fator de deslocamento de sequência positiva</i>	82
5.3.4	<i>Avaliação da otimização e apresentação de resultados</i>	82
6	SIMULACAO DIGITAL E DISCUSSÃO DE RESULTADOS	84
6.1	ESTUDO DE CASO 1	87
6.1.1	<i>Cálculo do filtro ressonante, comparação de restrição do capacitor</i>	91
6.2	ESTUDO DE CASO 2	97
6.2.1	<i>Cálculo de filtro eletromagnético</i>	101
6.3	ESTUDO DE CASO 3	106
6.3.1	<i>Cálculo individual dos filtros passivos</i>	110
6.3.2	<i>Cálculo do sistema híbrido</i>	110
7	CONCLUSÕES	117
7.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	118
	REFERÊNCIAS	119

1 INTRODUÇÃO

A qualidade de energia elétrica pode ser definida como um conjunto de fronteiras elétricas que permite que qualquer equipamento seja capaz de operar naturalmente e sem perdas significativas no seu rendimento ou expectativa de vida (SANKARAN, 2001). Vários aspectos são considerados neste campo de estudo, como sejam os distúrbios de frequência, transientes e harmônicos nos sistemas de energia.

Devido ao crescimento diversificado da rede elétrica, particularmente no sistema de distribuição de energia elétrica (SDEE), a qualidade de energia elétrica é um tema de muito interesse tanto para as concessionárias quanto para os consumidores. O aumento progressivo das conexões de geração distribuída, ou seja, todos aqueles micro e mini geradores de energia solar e eólica, a implementação de cargas residenciais e industriais que utilizam a eletrônica de potência e, no futuro próximo, a inserção de veículos elétricos no SDEE acrescentam complexidade ao sistema elétrico (RODRIGUES et al., 2013). O fluxo de potência não é mais em um único sentido e o comportamento da rede não é mais senoidal. Portanto, estes detalhes são considerados atualmente na projeção de redes de distribuição.

A distorção harmônica, provocada pela conexão de cargas não lineares na rede tais como inversores, retificadores e conversores que utilizam eletrônica de potência, fornos de arco, entre outros (IEEE 315, 1993), é um parâmetro medido nos pontos de acoplamento comum (PAC) entre o sistema e os consumidores. Este fenômeno pode ter efeitos nocivos para o sistema, afetando tanto as cargas e elementos passivos do sistema conectados próximos ao PAC, como aqueles conectados em pontos remotos devido à sua propagação através da rede. Alguns desses efeitos são os seguintes (ARRILLAGA; EGUÍLUZ, 1994):

- Avarias, falhas e mau funcionamento nas cargas críticas.
- Maiores perdas nos condutores elétricos devido ao aumento do valor rms de corrente.
- No caso dos transformadores, aumento de corrente no neutro causando aquecimento não previsto, aumento de perdas, saturação do núcleo magnético, ressonâncias, ruído audível gerado pelas vibrações nos enrolamentos e redução da vida útil.
- Erros em equipamentos de medição.
- Redução da vida útil das lâmpadas e geração de flicker, que é a flutuação da intensidade luminosa, causados por inter-harmônicos.
- Interferência eletromagnética (EMI) nos equipamentos de comunicações.

- Disparo indevido dos semicondutores de potência em retificadores e reguladores de tensão.
- Falhas e até a possível destruição de dispositivos de chaveamento nos conversores que trabalham com sinais de disparo de tempo limitado devido aos múltiplos cruzamentos por zero e até a inversão de polaridade causados por distorção harmônica de tensão em frequências elevadas.

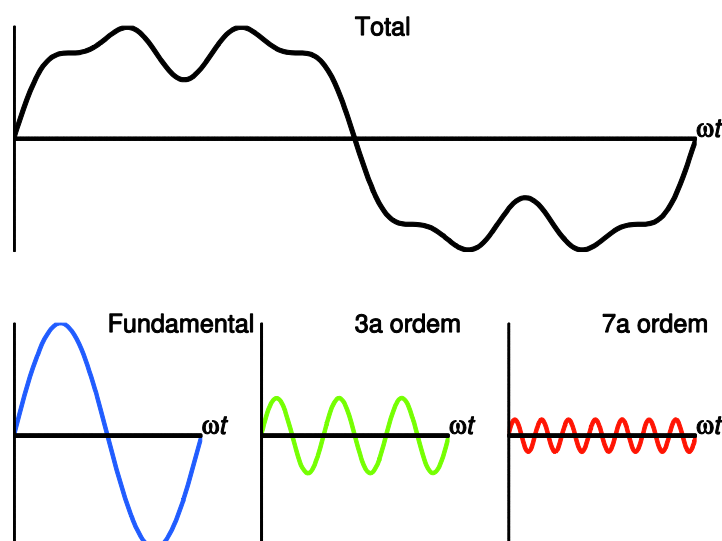
A distorção harmônica é analisada mediante o teorema de Fourier, o qual estabelece que qualquer função, desde que seja periódica e continua em um intervalo T, pode ser representada pela somatória de uma componente constante, uma componente senoidal operando na frequência fundamental e uma somatória de sinais senoidais operando, habitualmente, em frequências múltiplas da fundamental. Deste modo, pode-se expressar a tensão em um sistema poluído por harmônicos através da equação (1).

$$V = V_0 + V_1(\omega t + \phi_1) \cdot \text{sen} + V_2 \cdot \text{sen}(\omega t + \phi_2) \dots + V_n \cdot \text{sen}(\omega t + \phi_n) \quad (1)$$

Onde o subscrito representa a ordem harmônica correspondente.

Ilustra-se na Figura 1 a decomposição da forma de onda de um sinal influenciado pela presença de harmônicos de terceira e sétima ordem aplicando o teorema de Fourier.

Figura 1 – Decomposição de uma forma de onda através da série de Fourier



Fonte: Elaboração do próprio autor.

1.1 SUPRESSORES DE HARMÔNICAS

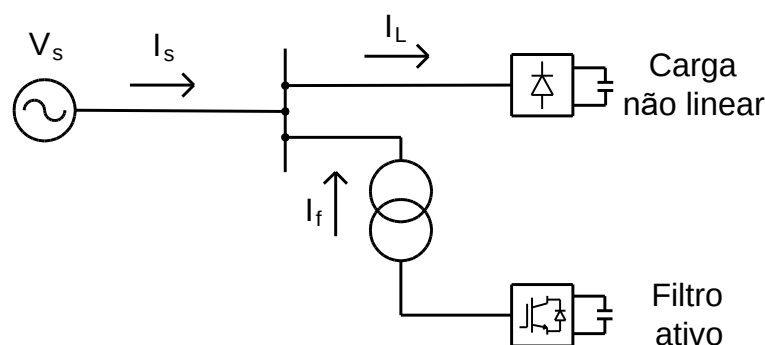
Medidas operacionais são adotadas para reduzir os efeitos dos harmônicos na rede. Contudo, quando essas estratégias são insuficientes para não se atingir os limites recomendados pelas normas precisa-se utilizar equipamentos que atenuem o nível de distorção harmônica. Esses equipamentos são conhecidos como supressores de harmônicas ou de filtros e dispositivos de compensação harmônica.

Os filtros harmônicos podem ser agrupados em duas grandes vertentes: os filtros passivos e os filtros ativos.

1.1.1 Filtros Ativos

O princípio de funcionamento dos filtros ativos consiste em gerar sinais defasados de 180° e com as mesmas amplitudes das componentes harmônicas que devem ser canceladas. Este dispositivo, ao ser conectado em derivação ao sistema, trabalha como um gerador ideal de correntes harmônicas, como é apresentado na Figura 2.

Figura 2 – Filtro Ativo



Fonte: Adaptado de Akagi (2005)

À vista disso, o filtro ativo é considerado como um condicionador de energia, ou seja, não só mitiga o conteúdo harmônico da rede, mas também realiza o controle da potência reativa para a correção do fator de potência e regulação de tensão, o balanceamento de carga e a redução do *flicker* de tensão (AKAGI, 2005). Além disso, os filtros ativos monitoram a rede e se adaptam continuamente às mudanças dos harmônicos nas cargas. Podem mitigar inclusive aquelas componentes harmônicas não periódicas e, ao contrário dos filtros passivos, não provocam ressonâncias com a impedância indutiva do SDEE.

Embora o filtro ativo seja uma solução ideal para diversas questões que prejudicam a qualidade de energia elétrica, estes equipamentos tem uma grande desvantagem que é o custo elevado dos dispositivos de chaveamento requeridos para seu pleno funcionamento. Estes elementos devem ser dispositivos de chaveamento rápido com uma adequada resposta em frequência e de uma grande capacidade de potência e perdas operacionais reduzidas (AKAGI, 2005). O dimensionamento dos filtros ativos não foi considerado no desenvolvimento deste trabalho.

1.1.2 Filtros Passivos

Os filtros passivos, por outro lado, são catalogados em dois grupos principais: os filtros ressonantes, ou sintonizados, e os filtros eletromagnéticos.

Os filtros ressonantes são compostos por elementos resistivos, indutivos e capacitivos arranjados para criar um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas na frequência para o qual foi sintonizado. Algumas das vantagens dos filtros ressonantes são: a compensação de potência reativa para realizar correção do fator de potência, robustez, operação silenciosa, alta confiabilidade operacional e, principalmente, o baixo custo.

A simplicidade para projetar os filtros ressonantes é obscurecida pela interação eventual e desfavorável com o SDEE. Devido a que a impedância do sistema é indutiva e que, nas frequências abaixo da frequência de sintonia, a impedância do filtro é capacitiva, haverá a possibilidade de uma ressonância paralela. A alta impedância devido a uma ressonância paralela poderia amplificar as correntes harmônicas, mesmo se fossem pequenas, gerando sobretensões nas frequências de ressonância. Além disso, as correntes harmônicas fluindo desde o sistema são amplificadas, reduzindo desta maneira a eficiência do filtro projetado.

Os filtros eletromagnéticos são compostos por elementos resistivos e indutivos. Existem duas classificações para estes dispositivos:

- O compensador de harmônicos, o qual tem como objetivo controlar a amplitude e a defasagem das componentes harmônicas mediante o controle do nível de saturação magnética no dispositivo eletromagnético.
- O filtro de sequência zero que, através de um arranjo conveniente de enrolamentos por fase, é projetado para minimizar as componentes de sequência zero das correntes, particularmente, as amplitudes das ordens harmônicas múltiplas de 3, também conhecidas como “*triplens*”.

Os dispositivos eletromagnéticos mostram ser uma solução eficiente e de menor custo, quando comparados com os filtros ressonantes. Contudo, deve-se considerar que estes dispositivos, por ser indutivos, prejudicam o fator de potência e o nível de tensão em regime permanente do PAC.

1.2 NORMAS INTERNACIONAIS E NACIONAIS

A incorporação de cargas não lineares ao sistema elétrico ao longo das últimas décadas levou à criação de normas e recomendações que estabelecem os limites para as injeções de correntes harmônicas. Apresenta-se a seguir uma resenha das definições e aspectos mais relevantes das recomendações a serem utilizadas como base na abordagem dos filtros passivos estudados neste trabalho.

1.2.1 IEEE 1459

As definições dos parâmetros da rede são alteradas devido à influência da distorção harmônica. A norma IEEE Std 1459 estabelece definições da potência elétrica consolidando expressões matemáticas antigas e novas utilizadas para medir e analisar o sistema elétrico nos casos que este seja equilibrado ou desequilibrado e/ou tenha um comportamento senoidal ou não senoidal (IEEE 1459, 2010).

No regime permanente, o valor rms da tensão em um sistema equilibrado e não senoidal é expressada conforme a equação (2).

$$V = \sqrt{V_1^2 + V_H^2} \quad (2)$$

Onde,

O subscrito 1 se refere à parcela fundamental;

V_H descreve a raiz quadrada da somatória das componentes harmônicas da tensão definida pela equação (2).

$$V_H = \sqrt{V_0^2 + \sum_{h \neq 1} V_h^2} \quad (3)$$

Semelhantemente, a equação (4) é utilizada para calcular o valor rms da corrente.

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_H^2} \quad (4)$$

Sendo I_H a raiz quadrada da somatória das componentes harmônicas da corrente definida pela equação (5).

$$V_H = \sqrt{V_0^2 + \sum_{h \neq 1} V_h^2} \quad (5)$$

O índice de distorção harmônica quantifica o efeito dos harmônicos nos sinais de tensão ou de corrente. Expressa-se nas equações (6) e (7) o valor da distorção harmônica individual da tensão (DHI_V) e da corrente (DHI_I) na ordem harmônica h , respectivamente.

$$DHI_{V_h} = \frac{V_h}{V_1} \times 100 \quad (6)$$

$$DHI_{I_h} = \frac{I_h}{I_1} \times 100 \quad (7)$$

Expressa-se nas equações (8) e (9) o valor da distorção harmônica total da tensão (DHT_V) e da corrente (DHT_I), respectivamente.

$$DHT_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H (V_h)^2}}{V_1} \quad (8)$$

$$DHT_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H (I_h)^2}}{I_1} \quad (9)$$

O fator de potência (FP) vê-se prejudicado pela presença de distorção harmônica, como pode ser visualizado na equação (10).

$$FP = \frac{P}{S} = F_{dist} \times F_{des} \quad (10)$$

Onde, F_{des} , conhecido como o fator de deslocamento e descrito na equação (11), representa o cosseno da diferença angular entre a tensão e a corrente na frequência fundamental.

$$F_{des} = \cos \theta_1 = \cos(\beta_1 - \alpha_1) \quad (11)$$

E o fator de distorção (F_{dist}), definido pela equação (12), representa a influência da DHT_I sob o FP. Em um sistema puramente senoidal, o valor do F_{dist} é unitário e o FP é apenas o F_{des} .

$$F_{dist} = \frac{I_1}{I} = \frac{1}{\sqrt{1 + DHT_I^2}} \quad (12)$$

A equação (12) será válida sempre e quando a DHT_V seja menor de 5% e a DHT_I seja maior de 40%. Caso contrário, deve-se considerar a definição de potência aparente para sistemas não senoidais expressada na equação (13), (IEEE 1459, 2010).

$$S = \sqrt{S_1^2 + S_N^2} \quad (13)$$

Onde S_1 representa a potência aparente fundamental calculada por meio da equação (14).

$$S_1 = V_1 \times I_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} \quad (14)$$

Onde P_1 e Q_1 são as potências ativa e reativa fundamental.

A potência aparente não-fundamental, ou S_N , a qual expressa-se na equação (15), é composta pelas seguintes três parcelas: a potência da distorção de corrente D_I , a potência da distorção de tensão D_V e a potência harmônica aparente S_H , calculadas conforme as equações (16), (17) e (18), respectivamente.

$$S_N = \sqrt{D_I^2 + D_V^2 + S_H^2} \quad (15)$$

$$D_I = V_1 \times I_H = S_1 \times \text{DHT}_I \quad (16)$$

$$D_V = V_H \times I_1 = S_1 \times \text{DHT}_V \quad (17)$$

$$S_H = V_H \times I_H = S_1 \times \text{DHT}_I \times \text{DHT}_V \quad (18)$$

Ao considerar o desequilíbrio no sistema, a norma recomenda analisá-lo mediante o teorema de componentes simétricas de Fortescue, o qual será aprofundado nos capítulos posteriores deste trabalho.

Para concluir, a norma IEEE 1459 sugere adicionalmente a concepção de um sistema equivalente virtual que considere em totalidade as perdas do sistema desequilibrado original. O valor rms da corrente equivalente virtual por fase, conhecida como I_e , é definido pela equação (19).

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2}{3}} \quad (19)$$

Onde,

I_n representa a corrente no neutro;

I_a , I_b e I_c são os valores rms das correntes em cada fase.

O valor rms da tensão equivalente por fase, ou V_e , é definido na equação (20).

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{18} [3(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) + V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2]} \quad (20)$$

Sendo,

V_a , V_b e V_c os valores rms das tensões de fase-neutro do sistema;

V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} os valores rms das tensões de fase-fase do sistema.

Para concluir, representa-se na equação (21) a potência aparente equivalente (S_e) produto da tensão e corrente equivalente.

$$S_e = 3V_e I_e \quad (21)$$

1.2.2 IEEE 519

A norma IEEE 519 estabelece padrões para os projetos de sistemas elétricos considerando cargas lineares e não lineares. Nela são definidos valores recomendados para os níveis de distorção harmônica individual e total de tensão e de corrente no PAC em condições de regime permanente. Apresenta-se na Tabela 1 os níveis recomendados de distorção de tensão dependendo do nível de tensão nominal no PAC.

Tabela 1 - Limites de distorção de tensão

Nível de tensão V no PAC	Distorção harmônica individual (%)	Distorção harmônica total DHT (%)
$V \leq 1 \text{ kV}$	5,0	8,0
$1 \text{ kV} < V \leq 69 \text{ kV}$	3,0	5,0
$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	1,5	2,5
$161 \text{ kV} \leq V$	1,0	1,5

Fonte: IEEE 519 (2014)

Apresenta-se na Tabela 2 os níveis recomendados de distorção de corrente baseados no nível de curto circuito no PAC.

Tabela 2 - Limites percentuais de distorção individuais e total de corrente para sistemas com nível de tensão entre 120V e 69kV

I_{CC}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	DTD
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Fonte: IEEE 519 (2014)

A distorção total da demanda (DTD) indica a distorção harmônica da corrente em relação à percentagem da corrente de carga da demanda máxima. A DTD mostra uma melhor perspectiva do impacto da distorção harmônica ao sistema, e.g. em um caso que a DHT for elevada, porém o sistema esteja operando com um nível de carga baixa, seu impacto será também baixo. Quando o sistema opera em carga máxima, o valor da DTD é o mesmo que a DHT.

Além de tudo, esta norma sugere que o controle de harmônicos deve-se distribuir entre a concessionária, tomando conta da redução de distorção de tensão por meio da mudança das características da impedância do sistema, e o consumidor, limitando a emissão de correntes harmônicas ao sistema.

1.2.3 IEEE 18

A norma IEEE 18 estabelece regulamentos e medidas a serem consideradas na implementação e operação dos bancos de capacitores em derivação conectados à rede de distribuição. São tratados temas como: classificação padrão, escolha dos bancos de capacitores em condições de operação normais e anormais, classificação do isolamento com respeito ao nível de tensão, limites de temperatura de operação, tolerância da capacitância e até as configurações típicas dos bancos de capacitores, como é mostrado na Tabela 3.

Tabela 3 - Valores de placa típicos de capacitores em derivação

Tensão rms linha – linha (V)	Potência reativa (kvar)	Número de fases
216	5, 7 1/2, 13 1/3, 20 e 25	1 e 3
240	2,5, 5, 7 1/2, 10, 15, 20, 25 e 50	1 e 3
480, 600	5, 10, 15, 20, 25, 35, 50, 60 e 100	1 e 3

Fonte: IEEE 18 (2013)

Considerando o efeito da distorção harmônica, quanto maior for o nível de DHT_L , menor será o valor do FP e maior a compensação de reativo que o sistema precisará. A reatância capacitiva dos bancos de capacitores utilizados para realizar tal compensação interage com os elementos indutivos do sistema podendo ocorrer ressonâncias e amplificar de maneira geral a distorção harmônica. Este efeito é atenuado instalando indutores de sintonia em série (FERNANDEZ; NAIR, 2007). Aliás, a operação dos capacitores vê-se prejudicada devido ao elevado valor de tensão e corrente produto da distorção harmônica. A norma IEEE 18 estabelece valores recomendados para a operação dos bancos de capacitores nessas condições de contingência, os quais são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Máxima tensão, corrente e potência reativa de operação

Parâmetro	Valor máximo em relação ao valor nominal
Tensão pico	120 %
Tensão rms	110 %
Corrente rms	135 %
Potência reativa	135 %

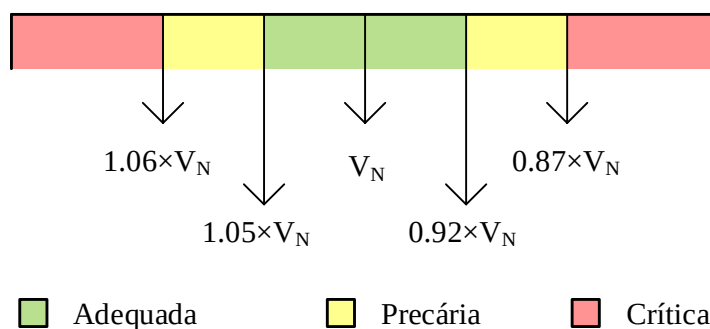
Fonte: IEEE 18 (2013)

1.2.4 PRODIST – ANEEL

Os procedimentos de distribuição elaborados pela ANEEL, conhecidos como PRODIST, são documentos que normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição de energia elétrica. No módulo 8, especificamente, são abordados os tópicos referentes à qualidade da energia elétrica desde a definição da terminologia até a medição e análise de dados dos fenômenos que afetam a integridade da forma de onda de tensão.

A conformidade de tensão elétrica é um dos itens tratados pelo PRODIST, a qual refere-se à comparação do valor obtido por medição em relação aos níveis de tensão definidos como: Adequado, Precário e Crítico. Apresenta-se na Figura 3 as faixas de tensão em regime permanente estabelecidas no PRODIST.

Figura 3 – Faixas de tensão em relação à de referência



Fonte: Adaptado de PRODIST (2016)

Além disso, são estabelecidos valores de referência da distorção harmônica de tensão igual da norma IEEE 519, com a distinção que o PRODIST estabelece valores mais

adequados ao cenário nacional. Mostra-se na Tabela 5 um quadro comparativo destes valores de referência.

Tabela 5 - Índices de conformidade para harmônicos de tensão

Harmônicas de tensão		PRODIST			IEEE 519	
		$V \leq 1\text{kV}$	$1\text{kV} < V \leq 13,8\text{kV}$	$13,8\text{kV} < V \leq 69\text{kV}$	$V \leq 1\text{kV}$	$1\text{kV} < V \leq 69\text{kV}$
Ímpares não de múltiplas de 3	5	7,5	6,0	4,5	5,0	3,0
	7	6,5	5,0	4,0		
	11	4,5	3,5	3,0		
	13	4,0	3,0	2,5		
	17	2,5	2,0	1,5		
	19	2,0	1,5	1,5		
	23	2,0	1,5	1,5		
	25	2,0	1,5	1,5		
	> 25	1,5	1,0	1,0		
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5,0	4,0		
	9	2,0	1,5	1,5		
	15	1,0	0,5	0,5		
	21	1,0	0,5	0,5		
	> 21	1,0	0,5	0,5		
Pares	2	2,5	2,0	1,5		
	4	1,5	1,0	1,0		
	6	1,0	0,5	0,5		
	8	1,0	0,5	0,5		
	10	1,0	0,5	0,5		
	12	1,0	0,5	0,5		
	> 12	1,0	0,5	0,5		
Total		10,0	8,0	6,0	8,0	5,0

Fonte: Elaboração do próprio autor.

1.3 ESTADO DA ARTE

Há muitos anos, diversos métodos de otimização têm sido utilizados para encontrar parâmetros ótimos dos filtros harmônicos, especificamente os ressonantes. A natureza dos modelos matemáticos no domínio da frequência possibilita a identificação dos parâmetros e condições que degradam a eficiência dos filtros (CZARNECKI; GINN, 2000). Desta forma a aplicação de modelos matemáticos e de meta-heurísticas, e.g. o algoritmo genético e o “*simulated annealing*”, no dimensionamento de filtros torna-se viável e, portanto, muito

comum.

A otimização aplicada ao dimensionamento dos filtros passivos tem como objetivo a minimização e redução de qualquer dos seguintes itens:

- Custos de construção e implementação (ALEEM; ELMATHANA; ZOBAA, 2013; MOHAMED et al., 2014).
- Efeitos de harmônicos minoritários sob o rendimento do filtro harmônico (RAVAGNANI, 2004) (GINN; CZARNECKI, 2006).
- Distorção harmônica de tensão (MAZA-ORTEGA; CHURIO-BARBOZA; BURGOS-PAYÁN, 2010).
- Distorção harmônica de corrente (MAHESWARAN, D.; RAJASEKAR; KUMAR, 2014).
- Valor rms da corrente do sistema (MAZA-ORTEGA; CHURIO-BARBOZA; BURGOS-PAYÁN, 2010).
- Redução do fator de potência (ALEEM; ELMATHANA; ZOBAA, 2013; MOHAMED et al., 2014).

Na maioria dos casos, estes objetivos de minimização são utilizados no mesmo problema de otimização, devido que a minimização de um destes parâmetros pode afetar o valor do outro. E.g., para reduzir a DHT_V cada ramo do filtro terá que estar sintonizado exatamente nas frequências dos harmônicos de corrente dominantes, porém, para reduzir a DHT_I causada pelos harmônicos minoritários cada ramo do filtro terá que ser dessintonizado, (GINN; CZARNECKI, 2006). Os modelos matemáticos de Ravagnani (2004), Ginn e Czarnecki (2006) propõem um ponto intermédio mediante o ajuste das capacitâncias e indutâncias de cada ramo, que resulta em qualquer das seguintes condições: Dessintonização das frequências de sintonia em cada ramo (*Detuning*), modificação do nível de compensação da potência reativa total ou a alocação diversa da potência reativa da carga nos braços do filtro. Assim a influência dos harmônicos minoritários no rendimento dos filtros ressonantes pode ser reduzida.

Aleem, Elmathana e Zobaa (2013) definem um modelo computacional que encontra a configuração ótima do filtro ressonante simples utilizando as sub-rotinas FFSQP do FORTRAN para minimizar a DHT_V , a DHT_I ou o custo do filtro. Mohamed et al. (2014) propõe um modelo de otimização semelhante aplicado aos filtros passivos tipo C, considerando os limites operacionais dos capacitores estabelecidos pela norma IEEE 18. O

modelo utiliza o algoritmo genético para maximizar o FP calculado segundo a equação (10). Além disso, foi feita uma análise de custos que mostra as vantagens da implementação dos filtros tipo C comparada aos filtros ressonantes simples. Aleem, Elmathana e Zobaa (2013) e Mohamed et al. (2014) consideram apenas o efeito dos harmônicos característicos, os quais não reduzem a eficiência do sistema de filtragem.

Maza-Ortega, Churio-Barboza e Burgos-Payán (2010) desenvolvem um aplicativo para dimensionamento dos filtros ressonantes simples. O modelo implementado em MATLAB define distintas estratégias de otimização analisando todo o espectro harmônico. O modelo também considera uma restrição que atende o problema do desgaste nos componentes do filtro, o qual modifica consideravelmente o valor da frequência de sintonia.

Por outro lado, ao considerar os desequilíbrios do sistema, há aspectos que deverão ser considerados. Fundamentalmente, um sistema trifásico desequilibrado não pode ser modelado como um circuito simplificado unifilar devido a que os parâmetros em cada fase serão diferentes.

Nestes casos, métodos como a transformação $\alpha\beta\gamma$ de Clarke, o vetor de Park e o teorema de componentes simétricas de Fortescue, são utilizados para representar o sistema desequilibrado como um conjunto de sistemas equilibrados e facilitar sua análise.

O teorema de Fortescue estabelece que qualquer sistema desequilibrado de n fases pode ser representado pela somatória de n sistemas equilibrados. No caso específico em que o sistema seja trifásico, existiriam três sistemas equilibrados conhecidos como componentes simétricas, ou sequências positiva, negativa e zero. Devido ao comportamento angular das componentes simétricas e das frequências harmônicas, é possível definir uma relação entre a sequência e a ordem harmônica. Esta é apresentada na Tabela 6.

Tabela 6 - Relação sequência – ordem harmônica

Sequência	Ordem harmônica								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Positiva	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Negativa	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Zero	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓

Fonte: Buzo (2016) adaptado de Freitas (2011)

Diversas técnicas de otimização são aplicadas na escolha dos bancos de capacitores em condições de desequilíbrio. El-Amin, Duffuaa e Bawah (1995) propõem um método de seleção ótima do local de instalação de capacitores em derivação em condições de desequilíbrio e distorção harmônica. Os critérios de otimização considerados são: a

maximização do fator de potência, minimização de perdas nas linhas e a maximização da eficiência de transmissão de potência ativa. Este método utiliza como restrições as ressonâncias paralelas geradas com o SDEE. Além disso, El-Amin, Duffuaa e Bawah (1995) propõem uma formulação discreta do problema mediante o método de otimização “*Golden Search Method*”, considerando que a potência reativa dos capacitores, ao ser implementados, terá valores discretos.

Masoum et al. (2004) comparam a eficiência de diversas técnicas de otimização aplicadas à escolha ótima de capacitores em derivação. Masoum et al. (2004) propõem um algoritmo para calcular a alocação ótima de capacitores em derivação em um sistema teste IEEE de 18 barramentos com a presença de distorções. Utilizando a técnica de seleção de sensibilidades máximas para encontrar uma solução inicial e o método de variações locais para encontrar a alocação ótima dos bancos de capacitores.

O trabalho apresentado por Balci et al. (2014) focaliza na diferença do cálculo dos capacitores em derivação baseado no fator de deslocamento e no fator de potência. Os autores propõem um método que otimiza o dimensionamento do banco por meio da definição de um sistema equivalente baseado nas normas IEEE 1459 e DIN 40110, considerando como restrições os limites operacionais dos capacitores definidos na norma IEEE 18.

Em virtude de que a impedância dos filtros ressonantes, por causa de sua estrutura de construção, é a mesma para cada sequência, quanto maior for o nível de desequilíbrio de tensão e corrente no PAC menor será o rendimento destes filtros. Neste caso, a solução seria procurar o equilíbrio das três fases mediante a redistribuição das cargas lineares e não lineares. No entanto, o crescente estudo dos dispositivos eletromagnéticos nas últimas décadas indica que estes equipamentos, além de atuar como compensadores, podem ser utilizados como filtros de harmônicos reduzindo o conteúdo harmônico associado a cada sequência, tornando-os em uma opção viável para a substituição dos filtros ressonantes em condições de desequilíbrio.

Oliveira et al. (2015) desenvolvem um modelo matemático para o filtro de sequência zero, composto por um arranjo de bobinas conectadas em zigue-zague e que atua sob as harmônicas “*triplens*” ou múltiplas de três. As equações da impedância do filtro para cada sequência são também definidas no trabalho.

Belchior (2006) define duas estruturas padronizadas para os dispositivos eletromagnéticos: o filtro de sequência zero e o filtro de sequência positiva e negativa, que atua sob o conjunto de harmônicas não múltiplas de três. São também definidos alguns fatores que influenciam o desempenho dos filtros eletromagnéticos.

A análise do filtro de sequência zero foi aperfeiçoada por Buzo (2016), elaborando um modelo matemático para as resistências sequenciais que considera o efeito pelicular e o efeito de proximidade que afetam os condutores elétricos em redes CA trabalhando em frequências diferentes da frequência fundamental. Buzo (2016) também apresenta o modelo matemático do bloqueador eletromagnético, o qual instalado adequadamente com o filtro eletromagnético, reduz enormemente o custo de implementação do sistema de filtragem. Além disso, o dimensionamento da operação conjunta destes dispositivos foi analisado por meio do método das transmitâncias sequenciais, baseado no trabalho do Czarnecki e Ginn (2000). Por último, Buzo (2016) faz uma análise de custos do projeto do filtro considerando as perdas a serem introduzidas no sistema, que são a queda de tensão e a redução do fator de potência.

1.4 CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

A literatura aponta um estudo amplamente desenvolvido dos filtros ressonantes. Apesar de que a aplicação de métodos de otimização no dimensionamento destes equipamentos é comum, nota-se que existe uma ausência das restrições operacionais dos capacitores em uma grande parte dos modelos aplicados aos filtros ressonantes.

No caso do filtro eletromagnético, a modelagem matemática implicando o dimensionamento e a operação do mesmo em um sistema controlado é proposta por Oliveira et al. (2015) e Buzo (2016). Também, o equacionamento para o dimensionamento do bloqueador eletromagnético é proposto por Freitas et al. (2010) e Buzo (2016). Contudo, a operação dos dispositivos eletromagnéticos em condições desfavoráveis e/ou a interação destes com outras topologias de filtros passivos é ainda um campo pouco aprofundado. Além disso, ainda não foram utilizados métodos de otimização para encontrar os parâmetros ótimos dos dispositivos de mitigação dos componentes de sequência zero das correntes.

Com o objetivo de compensar estas lacunas identificadas na literatura, e acrescentar no estudo dos filtros de harmônicos passivos, propõe-se neste trabalho um modelo de programação não linear para o dimensionamento de filtros de harmônicos passivos, considerando os filtros ressonantes simples e os dispositivos de mitigação das componentes de sequência zero das correntes, e analisando o impacto da sua implementação no PAC.

Desenvolve-se um modelo matemático dos filtros ressonantes simples, no domínio da frequência, aplicável em sistemas desequilibrados e distorcidos, que permite avaliar o rendimento do filtro em condições de operação desfavoráveis, considerando as normas IEEE

1459 e IEEE 18 para estabelecer restrições operacionais do fator de potência e dos limites dos capacitores em condições não senoidais e de desequilíbrio de fases.

Logo, um modelo matemático baseado no método das transmitâncias sequenciais para o dimensionamento do filtro e bloqueador eletromagnético, baseado nos trabalhos feitos por Oliveira et al. (2015) e Buzo (2016).

Adicionalmente, realiza-se o estudo de parâmetros para avaliar a eficiência dos filtros passivos operando individualmente e em conjunto.

Por último, apresenta-se um algoritmo e ferramenta baseada em MATLAB que permite ampliar o estudo dos dispositivos eletromagnéticos e dos filtros ressonantes, aplicando os modelos propostos no trabalho, analisando as interações dos filtros passivos com o SDEE e apresentando de maneira gráfica e interativa os resultados obtidos.

2 FILTROS RESSONANTES

Os filtros ressonantes são, em síntese, arranjos de elementos capacitivos, resistivos e indutivos conectados no PAC com o objetivo de reduzir a distorção harmônica mediante a criação de ressonâncias em série ou em paralelo.

Os critérios de dimensionamento e escolha dos filtros ressonantes podem ser resumidos, de acordo com Fuchs e Masoum (2008), nos seguintes itens:

- Número e tipo de elementos: quantidade de filtros passivos e/ou ativos no sistema de filtragem;
- Topologia e conexão ao sistema considerando o tipo de carga não linear: conexão em série, paralelo ou combinação;
- Sistema de alimentação: quantidade de fases e de linhas;
- Nível de potência nominal: baixa, média ou alta;
- Objetivo de compensação: Redução da DHT_V , Redução da DHT_I , compensação de potência reativa, compensação de desequilíbrio das fases ou uma combinação das anteriores.

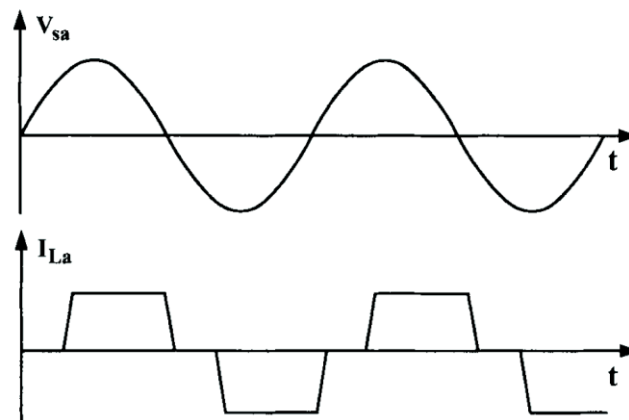
O tipo de conexão dos filtros ressonantes ao sistema dependerá estritamente da natureza das cargas geradoras de harmônicos. Estas cargas não lineares, devido às suas características, podem ser modeladas como: fontes de corrente, fontes de tensão ou uma combinação de ambos tipos.

O primeiro tipo de carga não linear inclui todas as cargas alimentadas em modo de corrente. São representadas como fontes de corrente devido a que suas formas de onda da corrente no lado CA estão distorcidas. Alguns exemplos são os seguintes (BARBI, 2005):

- Os retificadores a tiristor controlados por fase, os quais tem uma indutância no lado CC usada para eliminar o *ripple* de corrente;
- Os sistemas HVDC;
- Os retificadores a diodo, conectados em cargas altamente indutivas.

Neste caso, os filtros de harmônicos, sejam passivos, ativos ou híbridos, serão conectados em paralelo ao sistema. Isto, com o objetivo, especificamente no caso dos filtros ressonantes, de criar um caminho de baixa impedância naquelas frequências para as quais o filtro foi sintonizado. Mostra-se na Figura 4 as formas de onda típicas de tensão e corrente de uma carga não linear operando como uma fonte de corrente harmônica.

Figura 4 – Formas de onda de tensão e corrente de uma carga não linear que se comporta como fonte de corrente



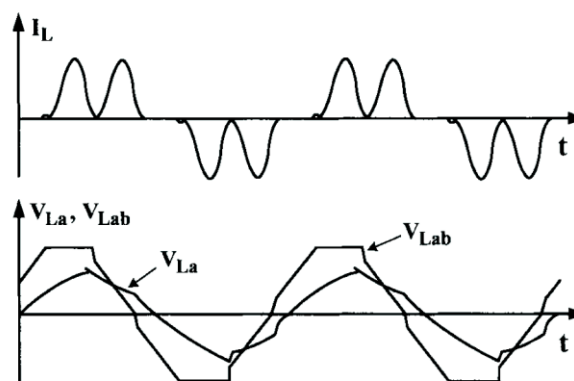
Fonte: Fuchs e Masoum (2008)

O segundo tipo de carga não linear abrange as cargas que são alimentadas em modo de tensão. Alguns exemplos são:

- Os retificadores a diodos com filtros capacitivos no link CC usados no acionamento de motores CA;
- Fontes de alimentação que utilizam retificadores a diodos com filtros capacitivos usados em computadores, carregadores de baterias e em diversos eletrodomésticos.

Estas cargas geram harmônicos de tensão que são influenciados pela impedância do lado CA. Consequentemente são representadas como fontes de tensão. Os filtros de harmônicos são conectados em série ao PAC para mitigar a distorção de tensão provocada por este tipo de cargas. O custo dos componentes do filtro conectado em serie são maiores devido a que devem suportar a corrente total da carga. Apresenta-se na Figura 5 as formas de onda típicas de tensão e corrente de uma carga não linear operando como fonte de tensão.

Figura 5 – Formas de onda de tensão e corrente de uma carga não linear que se comporta como fonte de tensão



Fonte: Fuchs e Masoum (2008)

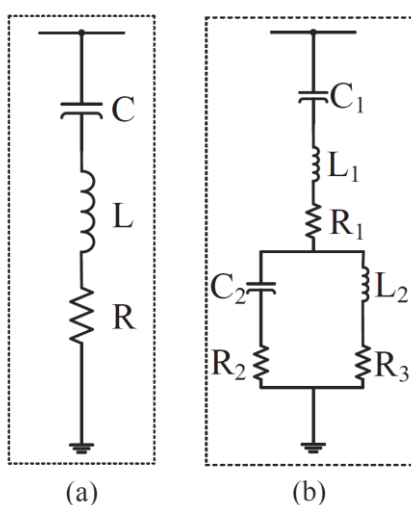
Embora muitas cargas não lineares, que atuem como fontes de tensão harmônica e mesmo aquelas que tem características híbridas, existam no SDEE, na maioria dos casos e por simplicidade, estas cargas são representadas como fontes de corrente. Sendo assim, este trabalho tem como foco o estudo dos filtros conectados em derivação ao PAC.

Os filtros ressonantes podem ser classificados segundo Halpin e Card (2011) em:

- Filtros ressonantes simples ou filtros “*notch*”;
- Filtros de múltipla sintonia, sendo os de sintonia dupla os mais comuns;
- Filtros amortecidos de primeira, segunda e terceira ordem, considerando também uma nova configuração conhecida como filtro tipo C.

Utilizam-se os filtros ressonantes de sintonia única comumente em aplicações envolvendo cargas que geram um conteúdo harmônico menor, já que estes atuam sob frequências específicas. Apresenta-se na Figura 6 os circuitos equivalentes dos filtros simples e de dupla sintonia.

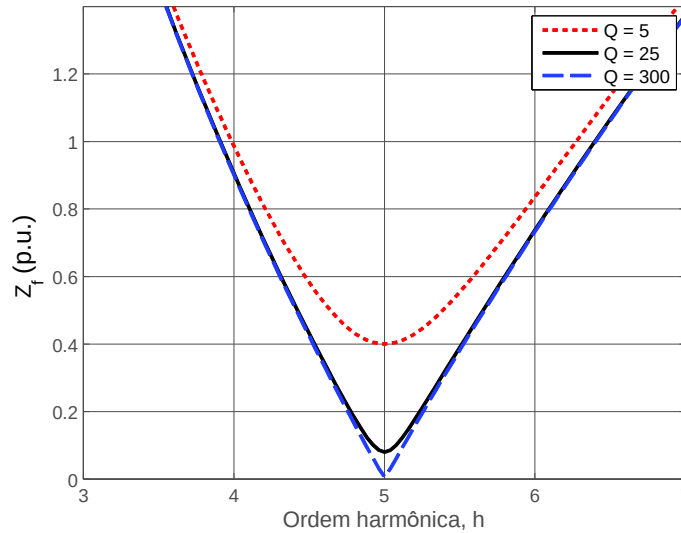
Figura 6 – Filtros de harmônicos (a) sintonizado simples e (b) de dupla sintonia



Fonte: Adaptado de Halpin e Card (2011)

Estas configurações têm valores de resistência determinados pelo fator de qualidade, ou simplesmente Q . Este, é um parâmetro adimensional utilizado para medir o desempenho de um circuito ressonante. O Q indica a perda de energia em relação à energia armazenada pelo sistema. A alteração do fator de qualidade no indutor de sintonia do filtro afeta a precisão, ou faixa de ação, do filtro. Ao elevar o Q , as perdas no circuito serão menores, a largura de banda diminui e a resposta em frequência gerada pela ressonância aumenta. Mostra-se na Figura 7 o efeito da alteração do Q em um filtro de sintonia única.

Figura 7 – Resposta em frequência do filtro de sintonia única com $Q = 5$, $Q = 25$ e $Q = 300$

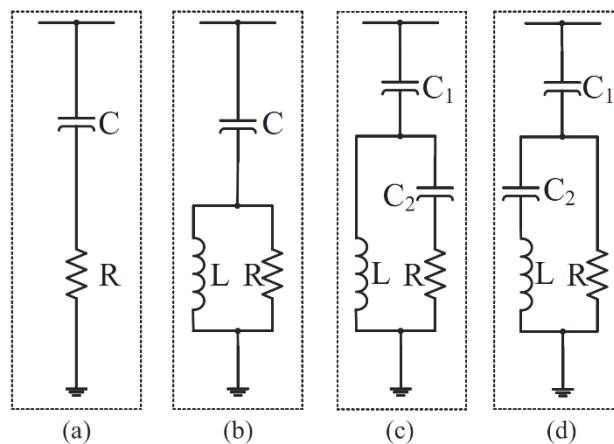


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Em aplicações com níveis elevados de tensão utilizam-se indutores de sintonia com núcleo de ar e o valor típico de Q encontra-se em uma faixa entre 50 e 150. Isto é devido a que o valor rms da corrente do filtro é relativamente baixo. Ao contrário, em aplicações com níveis baixos de tensão o indutor terá um núcleo de ferro e valores típicos de Q entre 10 e 50 (FUCHS; MASOUM, 2008).

O fator de qualidade também está relacionado ao amortecimento nos filtros, já que quanto menor seja Q maior será o amortecimento do circuito ressonante. Esta característica dos circuitos ressonantes é utilizada na construção dos filtros ressonantes amortecidos, que são os de primeira, segunda e terceira ordem e os filtros tipo C. Ilustra-se na Figura 8 as configurações padrões dos filtros amortecidos.

Figura 8 – Filtros amortecidos de (a) primeira ordem, (b) segunda ordem, (c) terceira ordem e de (d) tipo C



Fonte: Adaptado de Halpin e Card (2011)

Estes dispositivos são utilizados para reduzir uma ampla faixa de frequências. O valor típico do Q utilizado nestas configurações está entre 0,5 e 1,5, o qual para reduzir as perdas devido à sua resistência são geralmente sintonizados entre as 11^a e 13^a e/ou 17^a e 19^a ordens harmônicas.

2.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO FILTRO RESSONANTE DE SINTONIA ÚNICA

Inicialmente, além de ter como objetivo de compensação a redução da distorção harmônica da corrente e tensão, no projeto de filtro ressonante tem-se como parâmetro a compensação de reativo para a correção do fator de potência. A equação (22) possibilita o cálculo da reatância capacitiva do filtro (X_{Cfr}), necessária para compensar completamente a potência monofásica reativa da carga (Q_L), onde V_{Lnom} representa o nível de tensão de fase nominal no PAC.

$$X_{Cfr} = \frac{V_{Lnom}^2}{Q_L} \quad (22)$$

Logo, a capacitância e a indutância do filtro são encontradas mediante as equações (23) e (24), respectivamente.

$$C_{fr} = \frac{1}{\omega_s X_{Cfr}} \quad (23)$$

$$L_{fr} = \frac{X_{Lfr}}{\omega_s} \quad (24)$$

Onde X_{Lfr} é a reatância indutiva do filtro e ω_s , descrita na equação (25), representa a frequência de operação do sistema f_s convertida em radianos.

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (25)$$

A frequência de ressonância em radianos provocada pela conexão em serie do capacitor e indutor (ω_0) é definida na equação (26).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{fr} C_{fr}}} \quad (26)$$

Cujo valor também pode ser obtido por meio da equação (27).

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (27)$$

Onde f_0 representa a frequência de sintonia em hertz definida na equação (28).

$$f_0 = h_0 f_s \quad (28)$$

O parâmetro h_0 , ao excluir a presença dos inter-harmônicos na rede, representa a ordem harmônica de sintonia que normalmente é, por convenção, um número inteiro múltiplo da frequência fundamental. Substituindo a equação (28) na (27) obtém-se a equação (29).

$$\omega_0 = 2\pi h_0 f_s \quad (29)$$

Substituindo as equações (23), (24) e (29) na equação (26) define-se X_{Lfr} em função de X_{Cfr} e h_0 conforme à equação (30).

$$X_{Lfr} = \frac{X_{Cfr}}{h_0^2} \quad (30)$$

Por outro lado, o fator de qualidade do indutor (Q_{fr}), que descreve o amortecimento no filtro e o nível de perdas no circuito ressonante, é definido conforme a equação (31).

$$Q_{fr} = \frac{1}{R_{fr}} \sqrt{\frac{L_{fr}}{C_{fr}}} \quad (31)$$

Sendo R_{fr} a resistência em ohms do filtro.

Ao substituir a equação (26) na equação (31) encontra-se (32).

$$Q_{fr} = \frac{\omega_0 L_{fr}}{R_{fr}} \quad (32)$$

Ao simplificar R_{fr} , de acordo com as equações (24), (29) e (30), a equação (32) é reescrita em (33).

$$R_{fr} = \frac{X_{Cfr}}{h_0 Q_{fr}} \quad (33)$$

Finalmente, a impedância do filtro ressonante é representada na equação (34).

$$Z_{fr} = R_{fr} + j(X_{Lfr} - X_{Cfr}) \quad (34)$$

Tanto R_{fr} quanto X_{Lfr} dependem diretamente do valor da frequência de ressonância e da reatância capacitiva do filtro. Considerando isto, a equação (34) é reescrita conforme (35).

$$Z_{fr} = \left(\frac{1}{h_0 Q_{fr}} + j \left(\frac{h}{h_0^2} - \frac{1}{h} \right) \right) X_{frC} \quad (35)$$

E, considerando a equação (22), (35) pode ser reescrita na (36).

$$Z_{fr} = \left(\frac{1}{h_0 Q_{fr}} + j \left(\frac{h}{h_0^2} - \frac{1}{h} \right) \right) \frac{V_{Lnom}^2}{Q_L} \quad (36)$$

Com isto, tem-se um termo que define a impedância do filtro ressonante em função das variáveis h_0 , Q_{fr} e Q_L para as ordens harmônicas h .

3 DISPOSITIVOS DE MITIGAÇÃO DE SEQUÊNCIA ZERO

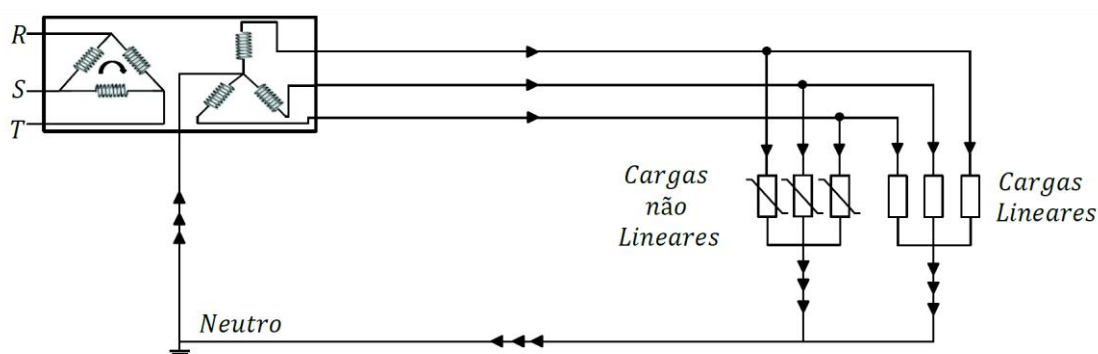
Nos sistemas de distribuição trifásicos de quatro linhas que alimentam cargas lineares monofásicas sempre existirá um nível de desequilíbrio. Portanto, uma pequena percentagem das correntes de fase circulará através do neutro. Esta corrente é conhecida como corrente de sequência zero e encontrada especificamente no lado de baixa tensão dos transformadores conectados em triângulo-estrela no SDEE (TEODORO, 2005).

O valor da corrente de sequência zero tipicamente é pequeno e não causa maiores problemas à rede. No entanto, ao considerar a distorção harmônica gerada pelas cargas não lineares, a corrente no neutro poderia alcançar níveis críticos que poderiam prejudicar o funcionamento de alguns elementos do sistema elétrico, incluindo outras cargas no PAC. Aliás, o elevado valor de corrente de sequência zero poderia provocar os seguintes problemas na rede (OLIVEIRA et al., 2015):

- Sobre aquecimento nos condutores do neutro;
- Falhas em equipamentos causadas pela presença de diferença de potencial entre os condutores do neutro e terra;
- Redução de eficiência, geração de ruídos e sobreaquecimento nas fontes de alimentação ininterrompidas, ou UPS;
- Interferência em redes de comunicações;
- Falhas em dispositivos de proteção.

Como foi apresentado na Tabela 6, existe uma relação entre as harmônicas de ordens múltiplas de três e a distorção harmônica de sequência zero. Portanto, as correntes harmônicas triplens também circulam através do neutro aumentando, assim, o valor rms da corrente no mesmo e provocando sobreaquecimento no primário do transformador, de acordo com a Figura 9.

Figura 9 – Sistema elétrico com presença de corrente de sequência zero



Fonte: Buzo (2016)

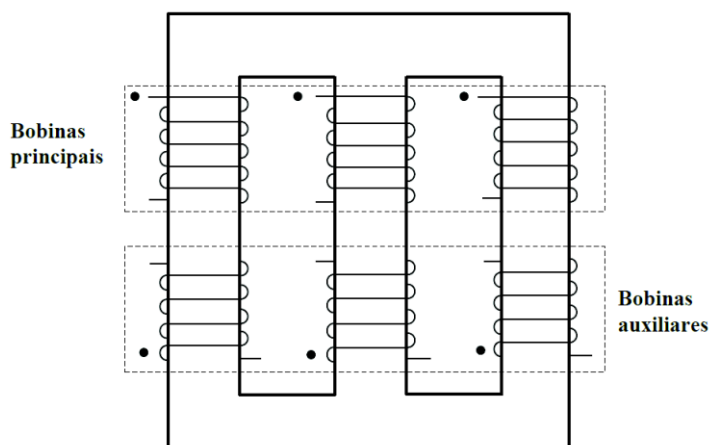
Estratégias de prevenção convencionais são usadas para preservar a operação do SDEE sob a influência das correntes de sequência zero. Estratégias tais como a redução da potência nominal dos transformadores que alimentam as cargas não lineares ou a exclusão do condutor neutro das cargas não lineares na maioria dos casos são substituídas pelo uso de filtros e compensadores de harmônicas (APOLÔNIO; OLIVEIRA; VASCONCELLOS, 2004).

Nesta seção serão discutidos os temas que envolvem a teoria do filtro eletromagnético e o bloqueador eletromagnético, dispositivos propostos por Apolônio, Oliveira e Vasconcellos (2004), Buzo (2016) e Freitas et al. (2010) como alternativa para reduzir a componente de sequência zero da corrente no sistema. Abordando sua modelagem matemática no domínio da frequência, o dimensionamento e a definição dos parâmetros utilizados para medir a eficiência de cada um destes dispositivos.

3.1 FILTRO ELETROMAGNÉTICO DE SEQUÊNCIA ZERO

O filtro eletromagnético define-se consiste em um arranjo de seis bobinas conectadas fisicamente em zigue-zague em um núcleo envolvido de três colunas. As bobinas se agrupam em bobinas principais e auxiliares, como é mostrado na Figura 10, todas estas com o mesmo número de espiras.

Figura 10 – Bobinas principais e auxiliares



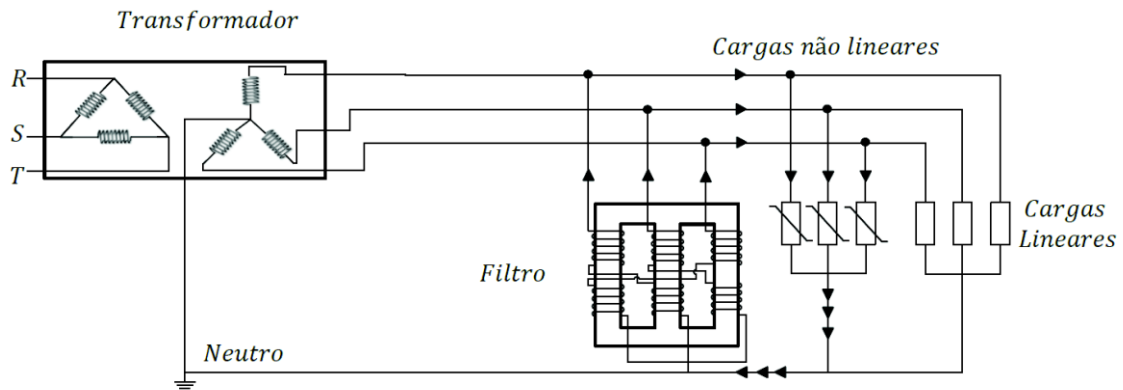
Fonte: Buzo (2016)

Sendo assim, cada coluna do núcleo magnético gera uma força magnetomotriz devido a duas fontes, correspondentes às bobinas principais e auxiliares. Também pode-se observar que as polaridades de ambos grupos de bobinas estão em sentido contrário. Este detalhe influi tanto no sentido do fluxo magnético gerado por cada bobina quanto no sentido das tensões

produto desse fluxo.

A interação do acoplamento magnético das bobinas principais e auxiliares, junto com algumas considerações construtivas e operacionais do filtro, tem com finalidade criar um caminho de baixa impedância na sequência zero, comparada com a impedância do sistema. Portanto, instala-se o filtro eletromagnético em paralelo, conforme a Figura 11, para confinar as correntes harmônicas de sequência zero.

Figura 11 – Implementação do filtro eletromagnético de sequência zero

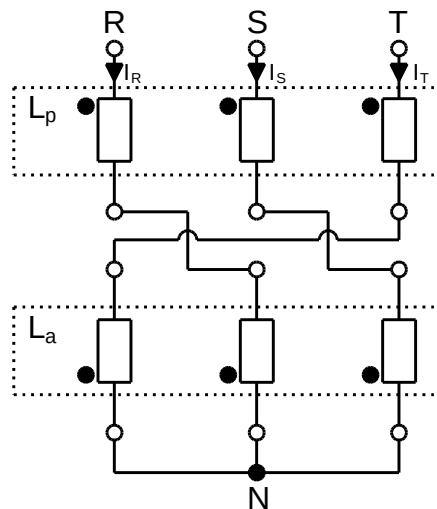


Fonte: Buzo (2016)

3.1.1 Equacionamento para análise no domínio da frequência

Apresenta-se na Figura 12 a conexão elétrica do filtro eletromagnético de sequência zero.

Figura 12 – Conexão elétrica



Fonte: Adaptado de Oliveira et al. (2015)

Desprezando as resistências elétricas do circuito, define-se, de acordo com a equação (37), a tensão nas bobinas principais para uma ordem harmônica h .

$$\begin{bmatrix} V_R^P \\ V_S^P \\ V_T^P \end{bmatrix}^h = j\omega h \cdot \begin{bmatrix} L_{pR} + M_{RS}^{PA} & -M_{RS}^{PP} + M_{RT}^{PA} & -L_{mR} - M_{RT}^{PP} \\ -L_{mS} - M_{SR}^{PP} & L_{pS} + M_{ST}^{PA} & -M_{ST}^{PP} + M_{SR}^{PA} \\ -M_{TR}^{PP} + M_{TS}^{PA} & -L_{mT} - M_{TS}^{PP} & L_{pT} + M_{TR}^{PA} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix}^h \quad (37)$$

Semelhantemente, a tensão nas bobinas auxiliares para uma ordem harmônica h descreve-se na equação (38).

$$\begin{bmatrix} V_R^A \\ V_S^A \\ V_T^A \end{bmatrix}^h = j\omega h \cdot \begin{bmatrix} -L_{mR} - M_{RS}^{AA} & -M_{RT}^{AA} + M_{RS}^{AP} & L_{aR} + M_{RT}^{AP} \\ L_{aS} + M_{SR}^{AP} & -L_{mS} - M_{ST}^{AA} & -M_{SR}^{AA} + M_{ST}^{AP} \\ -M_{TS}^{AA} + M_{TR}^{AP} & L_{aT} + M_{TS}^{AP} & -L_{mT} - M_{TR}^{AA} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix}^h \quad (38)$$

Onde,

Os sobrescritos P e A referem-se ao conjunto de bobinas principais e auxiliares;

V_i^X é a tensão na bobina X conectada à fase i ;

I_i é a corrente da fase i ;

L_{pi} representa a indutância própria da bobina principal da coluna i ;

L_{ai} representa a indutância própria da bobina auxiliar da coluna i ;

L_{mi} representa a indutância mútua entre a bobina principal e auxiliar da coluna i ;

M_{ij}^{XY} é a indutância mútua entre a bobina X da coluna i e a bobina Y da coluna j ;

Obtendo as tensões nas bobinas principais e auxiliares é possível determinar a tensão nas fases R, S e T para uma ordem harmônica específica h por meio a equação (39).

$$\begin{bmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{bmatrix}^h = \begin{bmatrix} V_R^P \\ V_S^P \\ V_T^P \end{bmatrix}^h + \begin{bmatrix} V_R^A \\ V_S^A \\ V_T^A \end{bmatrix}^h \quad (39)$$

Para obter o comportamento sequencial do filtro precisa-se transformar o sistema de componentes de fase em componentes simétricas. Utiliza-se o teorema de Fortescue para realizar a transformação linear dos parâmetros do filtro. Consequentemente, a equação (40) torna-se na equação (41).

$$V_{RST}^h = j\omega h \cdot L_{RST} \cdot I_{RST}^h \quad (40)$$

$$V_{012}^h = j\omega h \cdot T^{-1} \cdot L_{RST} \cdot T \cdot I_{012}^h \quad (41)$$

Onde,

V_{RST} descreve as tensões das fases R, S e T;

I_{RST} descreve as correntes das fases R, S e T;

L_{RST} descreve a matriz de indutâncias próprias e mútuas para as fases R , S e T ;

V_{012} representa as tensões de sequência zero, positiva e negativa;

I_{012} representa as correntes de sequência zero, positiva e negativa.

T refere-se à matriz de transformação de Fortescue, descrita na equação (42).

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \quad (42)$$

Consequentemente, sua inversa T^{-1} é definida pela equação (43).

$$T^{-1} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \quad (43)$$

Sendo, $\alpha = 1 \angle 120^\circ$ e $\alpha^2 = 1 \angle -120^\circ$ operadores que descrevem deslocamento angular.

Com o objetivo de obter o mesmo formato da equação (40), define-se L_{012} , descrita na equação (44), que descreve a matriz de indutâncias do filtro das sequências zero, positiva e negativa na frequência fundamental.

$$L_{012} = T^{-1} \cdot L_{RST} \cdot T \quad (44)$$

A equação (41), devido a (44), passa a ser (45).

$$V_{012} = j\omega h \cdot L_{012} \cdot I_{012} \quad (45)$$

Na prática, a matriz L_{012} é assimétrica e seus elementos são diferentes de zero. A análise desta matriz pode ser simplificada ao fazer as seguintes considerações: desprezar as perdas resistivas e de construção do arranjo; bobinas principais e auxiliares idênticas; e que o núcleo magnético não alcance a região de saturação devido à tensão de alimentação.

Sendo assim, as indutâncias próprias das bobinas principais e auxiliares da coluna i serão representadas por L_f , em conformidade à equação (46).

$$L_f = L_{pi} = L_{ai} \quad (46)$$

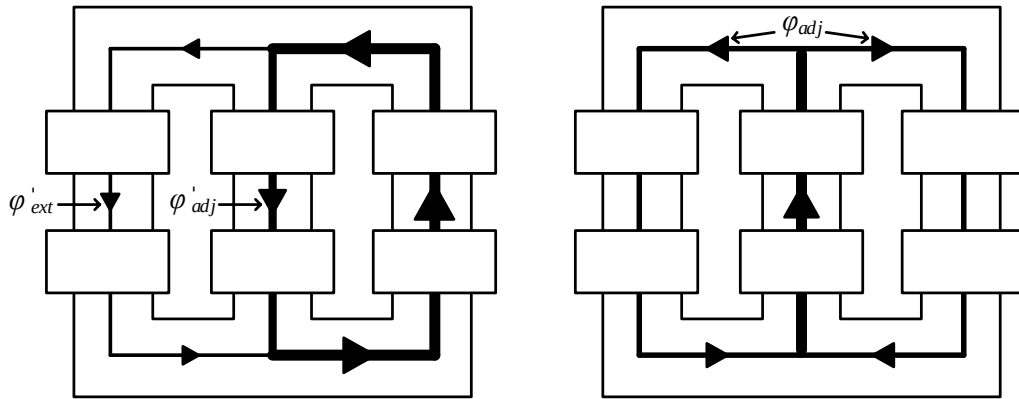
As indutâncias mútuas entre as bobinas de uma mesma coluna i é representada na equação (47) por L_{mf} .

$$L_{mf} = L_{mi} \quad (47)$$

A ação do fluxo magnético de uma bobina sobre as outras provoca uma indutância mútua, cujo valor dependerá do posicionamento da bobina no núcleo com respeito à outra. Portanto, agrupam-se as indutâncias mútuas entre as colunas em três grupos ilustrados na Figura 13:

- Indutâncias mútuas adjacentes devido ao fluxo ϕ'_{adj} entre bobinas das colunas 1 ou 3 e as bobinas da coluna 2, M'_{adj} ;
- Indutâncias mútuas externas devido ao fluxo ϕ_{ext} entre as bobinas das colunas 1 e 3, M_{ext} ;
- E, as indutâncias mútuas adjacentes devido ao fluxo ϕ_{adj} entre as bobinas da coluna 2 e as bobinas da coluna 1 ou 3, M_{adj} .

Figura 13 – Fluxo magnético



Fonte: Adaptado de Buzo (2016)

Considerando que $1 + \alpha + \alpha^2 = 0$ e que M_{adj} , M'_{adj} e M_{ext} podem ser representados em função de uma indutância M , a qual em condições ideais de construção possui o mesmo valor que L_{mf} , tem-se a equação (48) utilizada para determinar a indutância do arranjo na sequência zero L_{f0} .

$$L_{f0} = 2(L_f - L_{mf}) \quad (48)$$

Logo, tem-se a equação (49), que representa as indutâncias nas sequências positiva L_{f+} e negativa L_{f-} , respectivamente.

$$L_{f+} = L_{f-} = 2L_f + 2,5L_{mf} \quad (49)$$

O fator de acoplamento, k_f , entre as bobinas principal e auxiliar da coluna i é definido pela equação (50), considerando que ambas bobinas são idênticas.

$$k_f = \frac{L_{mf}}{\sqrt{L_{pi} \cdot L_{ai}}} = \frac{L_{mf}}{L_f} \quad (50)$$

Em atenção à equação (50), as equações (48) e (49) são rescritas em (51) e (52), respectivamente.

$$L_{f0} = 2L_f(1 - k_f) \quad (51)$$

$$L_{f+} = L_{f-} = L_f(2 + 2,5k_f) \quad (52)$$

Para obter uma modelagem mais exata do filtro eletromagnético precisa-se considerar o efeito resistivo das bobinas. Em conformidade do equacionamento proposto por Buzo (2016), tem-se a matriz resistiva sequencial e simplificada do arranjo, definida pela equação (53).

$$R_{012}^h = \begin{bmatrix} 2R_f & 0 & 0 \\ 0 & 2R_f & 0 \\ 0 & 0 & 2R_f \end{bmatrix}^h \quad (53)$$

Onde, R_f é resistência de uma bobina, desde que as bobinas principais e auxiliares sejam idênticas quanto à seção transversal e o comprimento.

O valor da resistência, do mesmo modo que a indutância, varia ao alterar a frequência devido aos efeitos pelicular e de proximidade. Em resumo, o efeito pelicular, ou “skin effect”, é um fenômeno que acontece nos condutores elétricos submetidos à passagem de corrente alternada. Este, descreve uma não uniformidade da densidade de corrente que aumenta proporcionalmente ao aumento da frequência, aumentando a resistência efetiva do condutor e diminuindo exponencialmente a área transversal útil de condução do centro à superfície. Por outro lado, o efeito de proximidade descreve a não uniformidade da densidade de corrente em um condutor elétrico causada pela influência do campo magnético de condutores próximos. A atuação destes efeitos sob a resistência é descrita na equação (54).

$$R_{CA}^h = R_{CCf} (1 + Y_{Sf}^h + Y_{Pf}^h) \quad (54)$$

Onde,

R_{CA}^h representa a resistência efetiva considerando os efeitos pelicular e de proximidade;

R_{CCf} representa a resistência elétrica do condutor em corrente contínua;

Y_{Sf}^h é o fator de correção do efeito pelicular aplicado ao filtro;

Y_{Pf}^h é o fator de correção do efeito de proximidade aplicado ao filtro.

A atuação destes efeitos citados está relacionada às correntes parasitas, que por sua vez dependem da existência de um campo magnético que varie no tempo. À vista disso, a resistência do filtro eletromagnético para a sequência zero, descrita pela equação (55), não é sujeita a estes efeitos, desde que k_f seja unitário.

$$R_{f0} = 2R_{CCf} \quad (55)$$

As resistências do filtro para as sequências positiva e negativa são definidas na equação (56).

$$R_{f+} = R_{f-} = 2R_{CCf} (1 + Y_{Sf}^h + Y_{Pf}^h) \quad (56)$$

Encontra-se a impedância do filtro, considerando as equações (51), (52), (55) e (56), conforme as equações (57) e (58).

$$Z_{f0}^h = 2R_{CCf} + j2\omega_s hL_f (1 - k_f) \quad (57)$$

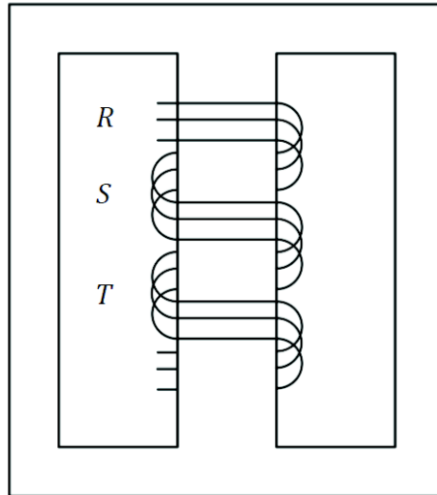
$$Z_{f+}^h = Z_{f-}^h = 2R_{CCf} (1 + Y_{Sf}^h + Y_{Pf}^h) + j\omega_s hL_f (2 + 2,5k_f) \quad (58)$$

Um modelo mais exato do filtro eletromagnético é proposto por Buzo (2016), o qual além do fator de acoplamento considera um fator de conformidade, que quantifica a diferença construtiva entre as bobinas principais e as auxiliares.

3.2 BLOQUEADOR ELETROMAGNÉTICO DE SEQUÊNCIA ZERO

Este dispositivo é composto por um arranjo de três bobinas enroladas, e sobrepostas uma à outra, na coluna central de um núcleo ferromagnético envolvente de três colunas, como mostrado na Figura 14.

Figura 14 – Bloqueador eletromagnético

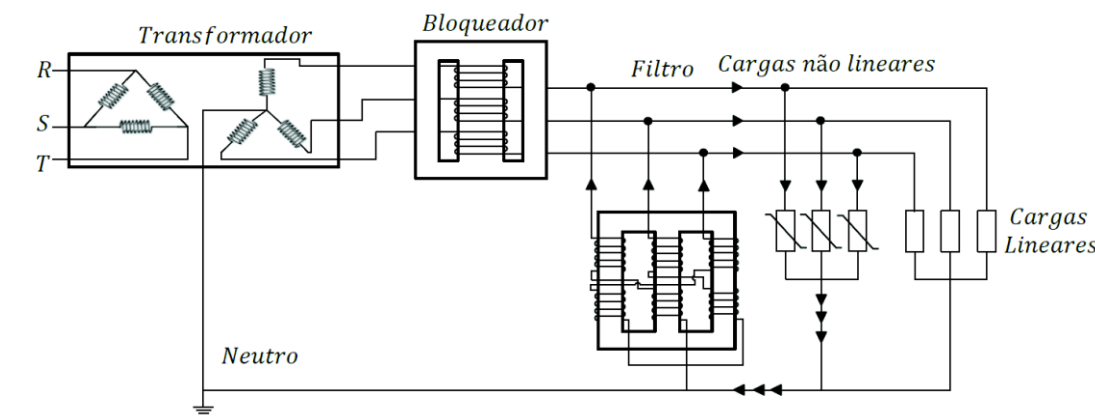


Fonte: Buzo (2016)

O bloqueador eletromagnético tem como objetivo único maximizar a eficiência do filtro eletromagnético ao melhorar o confinamento das correntes de sequência zero.

Este dispositivo é conectado em série ao sistema, conforme a Figura 15, apresentando uma baixa impedância, idealmente um curto circuito, nas sequências positiva e negativa e uma elevada impedância de sequência zero com a finalidade de dificultar a circulação de correntes de sequência zero no sistema.

Figura 15 – Implementação do bloqueador



Fonte: Buzo (2016)

Devido à conexão em série do bloqueador, as bobinas terão que ser projetadas para suportar a corrente total da carga. Também, sendo que as três bobinas se conectam na coluna central do núcleo, recomenda-se uma maior área transversal na coluna central, e menor nas colunas externas, como estratégia de redução de custos e para um melhor confinamento do fluxo magnético.

Na seguinte subseção será discutido o equacionamento matemático do bloqueador eletromagnético no domínio da frequência, definindo de forma simplificada a matriz de indutâncias, resistências e de impedância.

3.2.1 Equacionamento para análise no domínio da frequência

Os enrolamentos do bloqueador eletromagnético estão conectados em cada fase do SDEE. Ao considerar que as bobinas são idênticas, ou seja, com um mesmo número de espiras e comprimento do condutor, é possível simplificar de forma semelhante o cálculo das impedâncias reais e, conseqüentemente, sequenciais do bloqueador (BUZO, 2016).

Como resultado, define-se a equação (59).

$$L_{b0} = L_b + 2L_{mb} \quad (59)$$

Onde,

L_{b0} representa a indutância do bloqueador eletromagnético na sequência zero;

L_b representa a indutância própria das bobinas de cada fase, a qual, ao não ter uma condição de saturação do núcleo magnético, tem um mesmo valor;

E L_{mb} é a indutância mútua produto do acoplamento magnético das bobinas cujo valor, em condições ideais, é o mesmo.

Logo, as indutâncias de sequência positiva e negativa, L_{b+} e L_{b-} , são determinadas por meio da equação (60).

$$L_{b+} = L_{b-} = L_b - L_{mb} \quad (60)$$

O fator de acoplamento k_b entre bobinas das fases i e j do bloqueador é definido pela equação (61).

$$k_b = \frac{L_{mb}}{\sqrt{L_i \cdot L_j}} \quad (61)$$

No caso que o valor do k_b seja unitário, $L_b = L_{mb}$.

Portanto, a equação (59) pode ser rescrito como segue em (62).

$$L_{b0} = L_b (1 + 2k_b) \quad (62)$$

Semelhantemente, (60) é reescrita como (63).

$$L_{b+} = L_{b-} = L_b (1 - k_b) \quad (63)$$

Considerando o efeito resistivo no bloqueador eletromagnético, e, da mesma forma que para o filtro eletromagnético, os efeitos pelicular e de proximidade que alteram o valor da resistência devido ao aumento da frequência, apresenta-se as equações (64) e (65).

$$R_{b0} = R_{CCb} (1 + Y_{Sb}^h + Y_{Pb}^h) \quad (64)$$

$$R_{b+} = R_{b-} = R_{CCb} \quad (65)$$

Onde,

R_{b0} é a resistência do bloqueador na sequência zero;

R_{b+} é a resistência do bloqueador na sequência positiva;

R_{b-} é a resistência do bloqueador na sequência negativa;

R_{CCb} representa a resistência elétrica do condutor em corrente continua;

Y_{Sb}^h é o fator de correção do efeito pelicular aplicado ao bloqueador;

E Y_{Pb}^h é o fator de correção do efeito de proximidade aplicado ao bloqueador.

De acordo com as equações (62), (63), (64) e (65), apresenta-se em (66) e (67) o cálculo das impedâncias de sequência zero, positiva e negativa do bloqueador eletromagnético, respectivamente.

$$Z_{b0}^h = R_{CCb} (1 + Y_{Sb}^h + Y_{Pb}^h) + j\omega_s h L_b (1 + 2k_b) \quad (66)$$

$$Z_{b+}^h = Z_{b-}^h = R_{CCb} + j\omega_s h L_b (1 - k_b) \quad (67)$$

4 MÉTODOS DE ANÁLISE EMPREGADOS NO ESTUDO DE FILTROS DE HARMÔNICOS

O cálculo de correntes e tensões harmônicas nos sistemas elétricos pode ser dividido em métodos no domínio do tempo e no domínio da frequência.

Os métodos no domínio do tempo são utilizados para analisar os transitórios e a estabilidade do sistema em condições de operação senoidais e não senoidais. A interação do sistema, filtros e cargas é analisada por meio de formas de onda de corrente e tensão obtidas por sequências de valores instantâneos medidos em um determinado número de ciclos. Portanto, com os modelos no domínio do tempo pode-se, de maneira precisa, estudar aspectos como a saturação, histereses, transitórios e estabilidade associadas aos transformadores, cargas não lineares e, inclusive, geradores síncronos conectados à rede. No entanto, deve-se considerar que estes métodos requerem um maior esforço computacional por causa da complexidade envolvida na resolução destes modelos.

Por outro lado, os métodos no domínio da frequência analisam os parâmetros do sistema em função de:

- Ordem harmônica, a qual é a relação da frequência harmônica e a frequência fundamental;
- Amplitude, ou valor rms de corrente ou tensão;
- Fase, com respeito à referência no domínio do tempo.

Os métodos no domínio da frequência requerem um esforço computacional menor e facilitam a análise das fontes de distorção e o estudo dos parâmetros que deterioram a eficiência dos filtros harmônicos. Por estes motivos, diversas técnicas de otimização, baseadas nos métodos no domínio da frequência, são apresentados na literatura para encontrar arranjos de filtros de harmônicos adequados para a operação do sistema em condições não senoidais e de desequilíbrio.

Nesta seção são discutidos teorias e métodos no domínio da frequência que servem como base para o desenvolvimento do trabalho. Começando por uma análise simplificada do SDEE, desconsiderando o desequilíbrio e desbalanceamento nas fases, avaliando primeiramente a interação das impedâncias do sistema e do filtro ressonante mediante o método das transmitâncias e, a seguir, discutindo um método para identificação das fontes de distorção harmônica no PAC. Logo, considerando o desequilíbrio e desbalanceamento nas fases, resume-se o equacionamento para calcular o desequilíbrio na rede e expande-se o método das transmitâncias para analisar o sistema através do teorema de componentes

simétricas.

4.1 MÉTODOS DE ANÁLISE PARA SISTEMAS EQUILIBRADOS

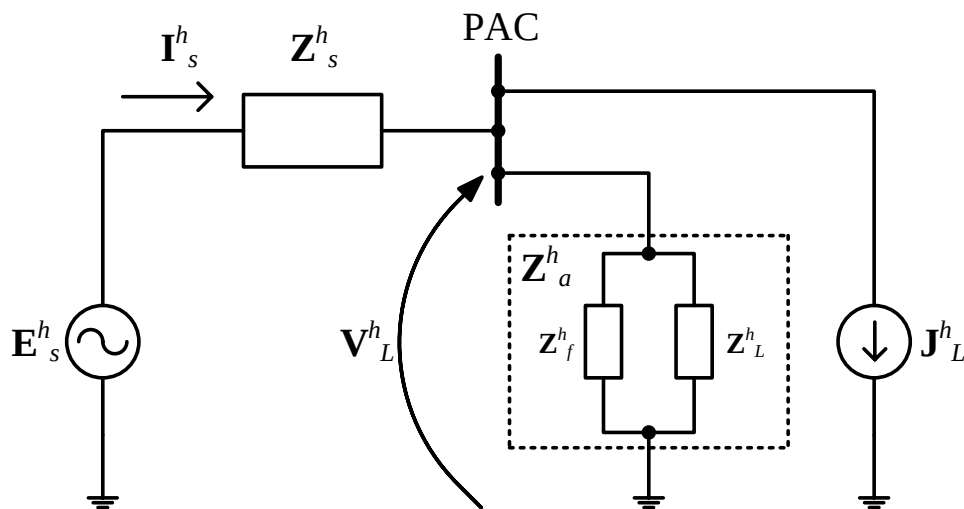
Um sistema trifásico equilibrado e simétrico pode ser estudado como um sistema monofásico, simplificando a análise de cargas lineares e não lineares conectadas em cada fase. Muitos trabalhos utilizam esta simplificação para facilitar o uso de técnicas de otimização aplicadas ao dimensionamento de filtros de harmônicos. Portanto, nesta seção serão discutidos alguns métodos utilizados na análise, no domínio da frequência, da distorção harmônica e dos filtros ressonantes em sistemas equilibrados e distorcidos.

4.1.1 Método das transmitâncias

O método das transmitâncias descrito por Czarnecki e Ginn (2000), baseado no teorema de superposição de fontes, é utilizado para determinar as contribuições de distorção harmônica correspondente ao SDEE e às cargas não lineares conectadas ao PAC. Czarnecki e Ginn (2000) expressam coeficientes de eficiência dos filtros ressonantes em termos de quatro transmitâncias: $\mathbf{A}^h$, $\mathbf{B}^h$, $\mathbf{Y}^h$ e $\mathbf{Z}^h$. Estas são definidas em função das impedâncias do SDEE e do sistema de filtragem implementado no PAC.

Para uma melhor compreensão destes parâmetros, ilustra-se na Figura 16 o seguinte sistema simplificado com referência ao PAC.

Figura 16 – Sistema simplificado



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Onde,

$\mathbf{E}_s^h$ representa as tensões equivalentes harmônicas do SDEE medidas no PAC;

$\mathbf{Z}_s^h$ representa a impedância equivalente do SDEE medida no PAC;

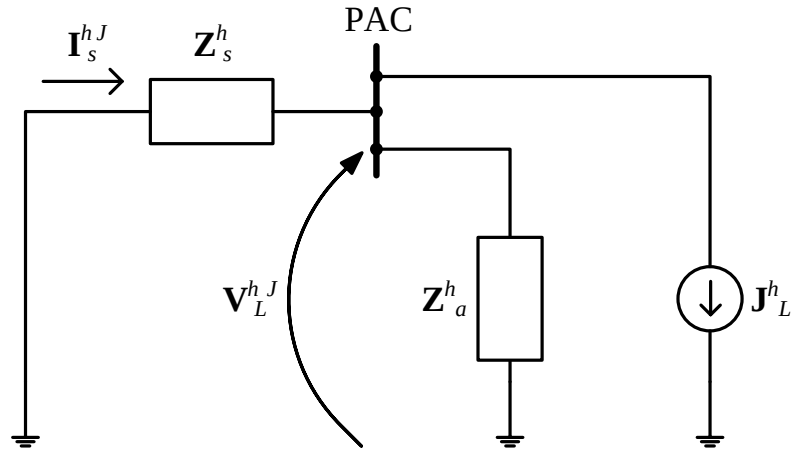
$\mathbf{J}_L^h$ representa o conjunto de cargas não lineares conectadas no PAC representadas como uma somatória de fontes de correntes harmônicas operando na ordem harmônica h ;

E $\mathbf{Z}_a^h$ descreve a impedância vista desde o SDEE resultante do paralelo entre a impedância equivalente das cargas lineares ($\mathbf{Z}_L^h$) e a impedância do filtro ($\mathbf{Z}_f^h$), representada na equação (68).

$$\mathbf{Z}_a^h = \frac{\mathbf{Z}_f^h \cdot \mathbf{Z}_L^h}{\mathbf{Z}_f^h + \mathbf{Z}_L^h} \quad (68)$$

Aplicando o teorema de superposição primeiramente a fonte $\mathbf{E}_s^h$ é colocada em curto-circuito, como é mostrado na Figura 17.

Figura 17 – Análise ação da fonte $\mathbf{J}_L^h$ com $\mathbf{E}_s^h = 0$



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Define-se, conforme a equação (69), a relação entre a corrente harmônica do sistema ($\mathbf{I}_s^{hJ}$) e a fonte de corrente harmônica da carga ($\mathbf{J}_L^h$).

$$\mathbf{I}_s^{hJ} = \mathbf{B}^h \cdot \mathbf{J}_L^h \quad (69)$$

Onde,

O sobrescrito J refere-se à influência de $\mathbf{J}_L^h$;

E $\mathbf{B}^h$ representa a transmitância de corrente calculada mediante a equação (70), em função das impedâncias $\mathbf{Z}_a^h$ e $\mathbf{Z}_s^h$.

$$\mathbf{B}^h = \frac{\mathbf{I}_s^{hJ}}{\mathbf{J}_L^h} = \frac{\mathbf{Z}_a^h}{\mathbf{Z}_a^h + \mathbf{Z}_s^h} \quad (70)$$

Nesta mesma condição, calcula-se a tensão harmônica da carga (V_L^{hJ}) por meio de (71).

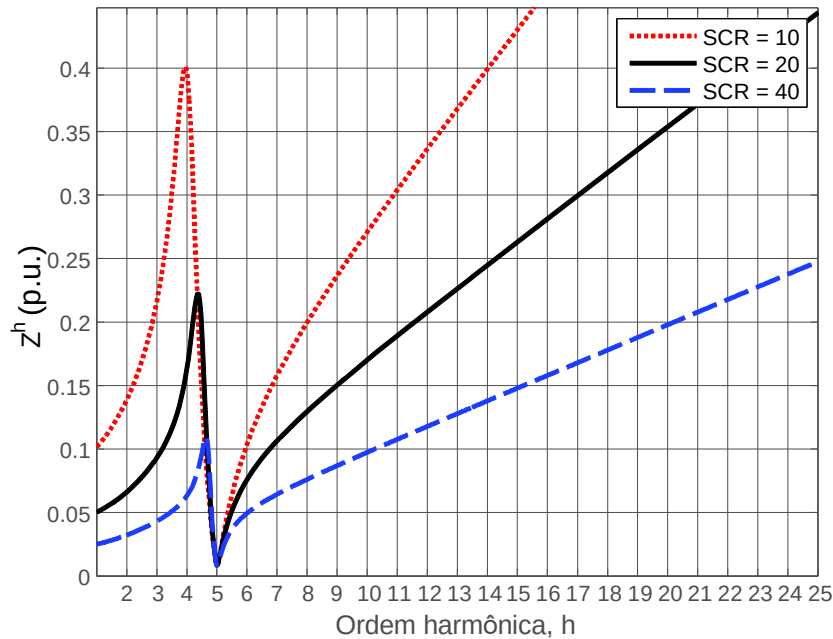
$$V_L^{hJ} = Z^h \cdot J_L^h \quad (71)$$

Sendo a impedância Z^h definida conforme (72).

$$Z^h = \frac{V_L^{hJ}}{J_L^h} = \frac{Z_a^h \cdot Z_s^h}{Z_a^h + Z_s^h} \quad (72)$$

Ilustra-se na Figura 18 a resposta em frequência de Z^h considerando um filtro ressonante sintonizado na 5ª ordem harmônica implementado em sistemas com três diferentes valores da relação do nível de potência de curto-circuito e a potência da carga máxima no barramento (SCR).

Figura 18 – Resposta em frequência de Z^h

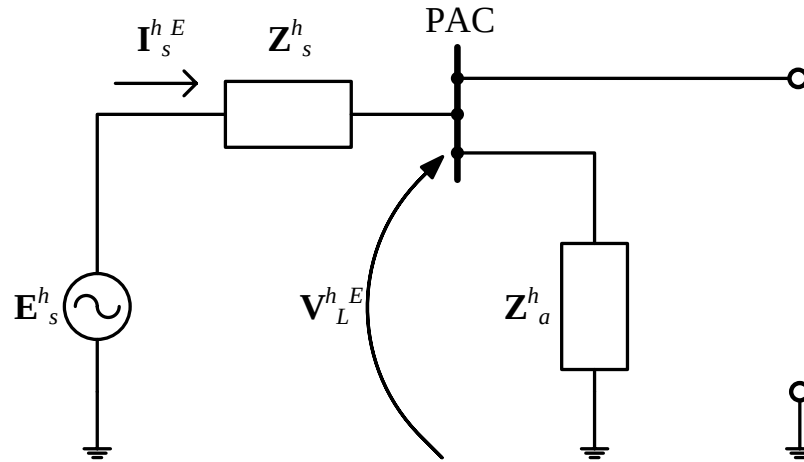


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Para frequências de valor inferior a f_0 , a impedância do filtro ressonante tem um comportamento capacitivo. Portanto nas frequências próximas à frequência de sintonia será gerada uma ressonância paralela entre o filtro e o sistema. Observa-se, também, que quanto menor o valor de SCR do sistema, a configuração do filtro terá uma maior ação sobre o sistema.

Logo, ao colocar J_L^h em circuito aberto e habilitar E_s^h obtém-se o circuito ilustrado na Figura 19.

Figura 19 – Análise ação da fonte $\mathbf{E}_s^h$, $\mathbf{J}_L^h = 0$



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Define-se na equação (73) a corrente harmônica do sistema ($\mathbf{I}_s^{hE}$).

$$\mathbf{I}_s^{hE} = \mathbf{Y}^h \cdot \mathbf{E}_s^h \quad (73)$$

Onde,

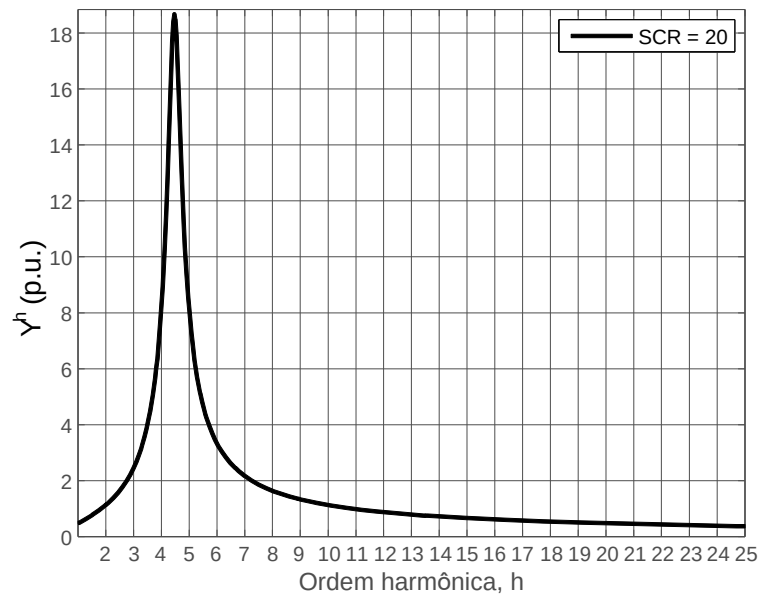
O sobrescrito E refere-se à influência de $\mathbf{E}_s^h$;

E $\mathbf{Y}^h$ representa a admitância definida de acordo com a equação (74).

$$\mathbf{Y}^h = \frac{\mathbf{I}_s^{hE}}{\mathbf{E}_s^h} = \frac{1}{\mathbf{Z}_a^h + \mathbf{Z}_s^h} \quad (74)$$

A resposta em frequência de $\mathbf{Y}$ é apresentada na Figura 20.

Figura 20 – Resposta em frequência de $\mathbf{Y}^h$



Fonte: Elaboração do próprio autor.

O parâmetro $\mathbf{Y}^h$ está diretamente relacionado ao fator de deslocamento medido no PAC. Quando o filtro ressonante compensa o total de potência reativa da carga no PAC, $\mathbf{Y}^h$ na frequência fundamental será numericamente igual ao F_{des} .

Para esta mesma condição, define-se na equação (75) a tensão da carga ($\mathbf{V}_L^{hE}$).

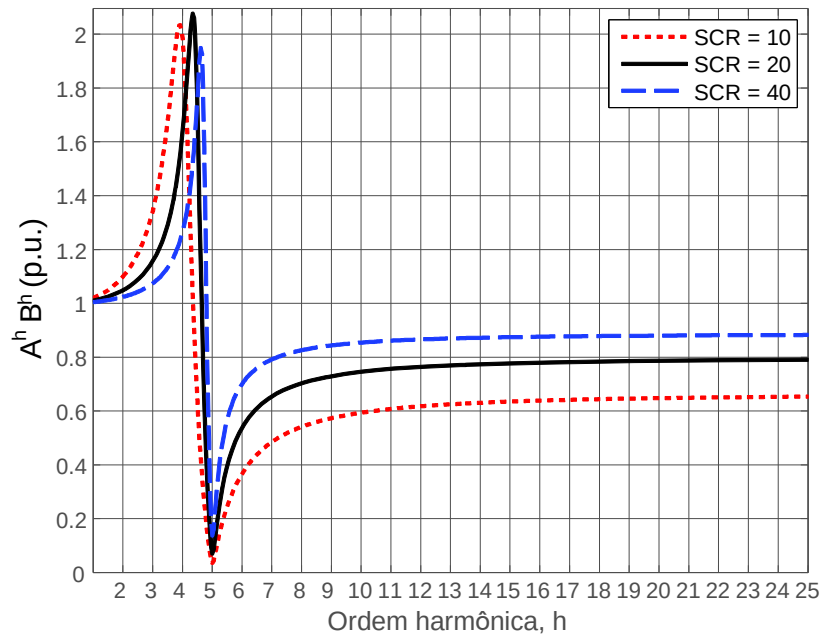
$$\mathbf{V}_L^{hE} = \mathbf{A}^h \cdot \mathbf{E}_s^h \quad (75)$$

Sendo, $\mathbf{A}^h$ a transmitância de tensão definida conforme a equação (76).

$$\mathbf{A}^h = \frac{\mathbf{V}_L^{hE}}{\mathbf{E}_s^h} = \frac{\mathbf{Z}_a^h}{\mathbf{Z}_a^h + \mathbf{Z}_s^h} \quad (76)$$

Conforme as equações (70) e (76), os valores de $\mathbf{A}^h$ e $\mathbf{B}^h$ são numericamente idênticos, porém, são teoricamente distintos. Não obstante, a variação de um desses parâmetros impacta o outro e vice-versa. Apresenta-se na Figura 21 a resposta em frequência de $\mathbf{A}^h$ e $\mathbf{B}^h$.

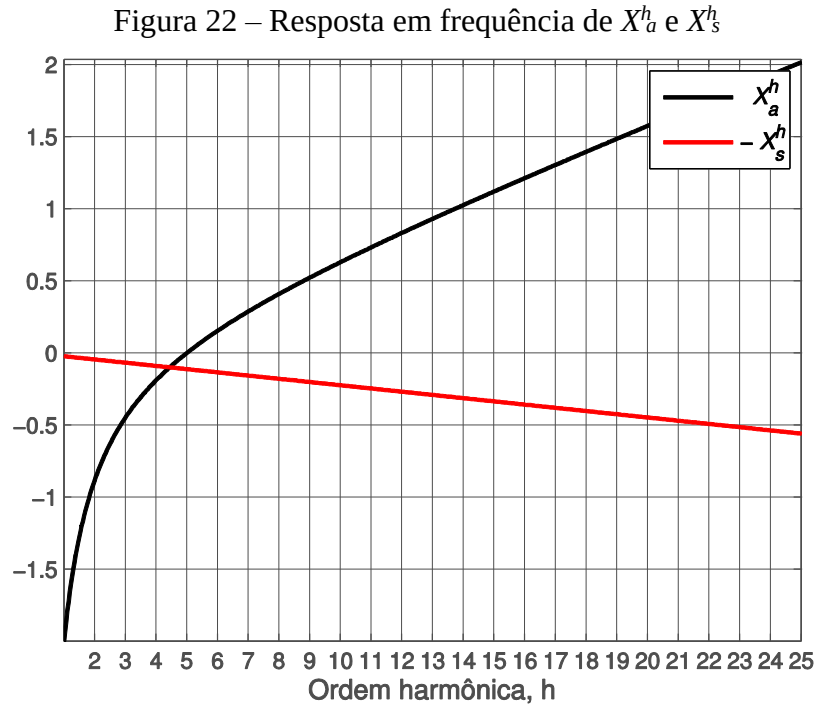
Figura 21 – Resposta em frequência de $\mathbf{A}^h$ e $\mathbf{B}^h$



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Observa-se que quanto menor é o valor de SCR, maior impacto terá a ressonância paralela provocada pelo filtro no sistema. Portanto, os parâmetros $\mathbf{A}^h$ e $\mathbf{B}^h$ são utilizados para medir a atuação do filtro quando conectado ao PAC. Além disso, nota-se que nas frequências onde o valor de $\mathbf{A}^h$ e $\mathbf{B}^h$ supera a unidade, o filtro amplifica a distorção gerada na frequência correspondente, tanto as correntes harmônicas provocadas pela carga como as tensões harmônicas provenientes do sistema.

Os parâmetros definidos por Czarnecki e Ginn (2000) têm como denominador comum a somatória das impedâncias Z_a^h e Z_s^h . Portanto, obtém-se a frequência da ressonância paralela ao avaliar a resposta em frequência da indutância do filtro e do sistema, como é mostrado na Figura 22.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Logo, considerando as equações (71) e (75), calcula-se por meio de (77) o valor rms da tensão da carga no PAC (V_L).

$$V_L = \sqrt{\sum_{n=1}^h |\mathbf{V}_L^{nE} + \mathbf{V}_L^{nJ}|^2} \quad (77)$$

Semelhantemente, calcula-se por meio da equação (78) o valor rms da corrente do sistema (I_s), considerando (69) e (73).

$$I_s = \sqrt{\sum_{n=1}^h |\mathbf{I}_s^{nE} + \mathbf{I}_s^{nJ}|^2} \quad (78)$$

4.1.2 Responsabilidade da distorção harmônica

Conforme a norma IEEE 519, a qualidade da energia elétrica, especificamente o controle da distorção harmônica no PAC, é um tema de interesse mútuo, tanto para a concessionária que a distribui quanto para o consumidor que a utiliza. A concessionária é responsável por manter dentro dos limites a distorção harmônica de tensão e o consumidor é responsável pela distorção de corrente.

Estratégias para determinar a responsabilidade da inserção de distorção harmônica ao PAC foram propostas por Ortiz et al. (2005) e Ortiz et al. (2011). Por meio da aplicação da norma IEEE 1459 é possível determinar através do fluxo de potência ativa harmônica o real responsável da distorção harmônica para cada ordem h no PAC.

A potência ativa resultante de correntes e ou tensões não senoidais, definida na equação (79), é a somatória da potência ativa fundamental P_1 e o conjunto de potências ativas harmônicas P_H .

$$P = P_1 + P_H \quad (79)$$

No entanto, P_H é decomposta em duas parcelas, conforme a equação (80).

$$P = P_1 + P_H^S - P_H^L \quad (80)$$

Onde,

O sobrescrito S representa o subconjunto de ordens harmônicas para o qual $P_H > 0$;

O sobrescrito L representa o subconjunto de ordens harmônicas para o qual $P_H < 0$;

P_H^S representa as potências ativas harmônicas fluindo do sistema ao PAC;

E P_H^L representa as potências ativas harmônicas fluindo das cargas ao PAC.

O conjunto total de harmônicas N é dividido em N^S e N^L , possibilitando os cálculos de DHT^S e DHT^L . Mostra-se o cálculo da tensão harmônica no PAC provocada pelo sistema V_L^S na equação (81), de acordo com (71) e (75).

$$V_L^S = \sqrt{\sum_{h \neq 1}^{N^S} |V_L^{nE} + V_L^{nJ}|^2} \quad (81)$$

Apresenta-se na equação (82), o cálculo da tensão harmônica no PAC provocada pelas cargas V_L^L .

$$V_L^L = \sqrt{\sum_{h \neq 1}^{N^L} |V_L^{nE} + V_L^{nJ}|^2} \quad (82)$$

DHT_V^S e DHT_V^L são determinadas por meio das equações (83) e (84), respectivamente.

$$DHT_V^S = \frac{V_L^S}{V_{L1}} \quad (83)$$

$$DHT_V^L = \frac{V_L^L}{V_{L1}} \quad (84)$$

Sendo V_{L1} a tensão da carga fundamental no PAC.

A DHT_V é definida na equação (85), considerando que DHT_V^S e DHT_V^L , ao trabalhar em diferentes ordens harmônicas, são componentes mutuamente ortogonais.

$$DHT_V = \sqrt{(DHT_V^S)^2 + (DHT_V^L)^2} \quad (85)$$

Outrossim, a corrente harmônica do sistema provocada pela distorção do sistema I_s^S é calculada conforme a equação (86), conforme (69) e (73).

$$I_s^S = \sqrt{\sum_{h \neq 1}^{N^S} |\mathbf{I}_s^{nE} + \mathbf{I}_s^{nJ}|^2} \quad (86)$$

Apresenta-se na equação (87), o cálculo da corrente harmônica do sistema provocada pelas cargas I_s^L .

$$I_s^L = \sqrt{\sum_{h \neq 1}^{N^L} |\mathbf{I}_s^{nE} + \mathbf{I}_s^{nJ}|^2} \quad (87)$$

DHT_I^S e DHT_I^L são determinadas mediante as equações (88) e (89), respectivamente.

$$DHT_I^S = \frac{I_s^S}{I_{s1}} \quad (88)$$

$$DHT_I^L = \frac{I_s^L}{I_{s1}} \quad (89)$$

Sendo I_{s1} a corrente do sistema fundamental.

E a DHT_I é definida na equação (90).

$$DHT_I = \sqrt{(DHT_I^S)^2 + (DHT_I^L)^2} \quad (90)$$

4.2 ANÁLISE DE REDES TRIFÁSICAS DISTORCIDAS, DESBALANCEADAS E DESEQUILIBRADAS

Na prática, o SDEE não é exatamente equilibrado, nem balanceado. Devido à conexão de diversas cargas monofásicas e trifásicas desequilibradas na rede, a análise do sistema torna-se ainda mais complexo. Inevitavelmente, o sistema deve ser analisado fase por fase ou mediante o uso de técnicas que simplificam essa análise.

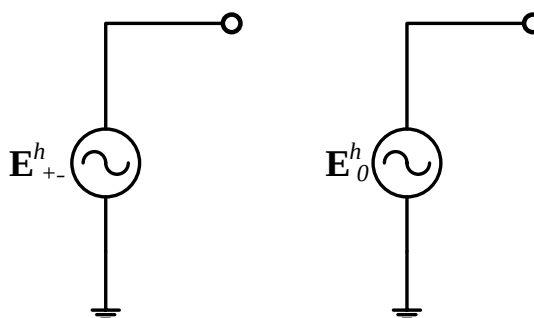
Apresenta-se a seguir a modelagem dos elementos de um sistema desequilibrado aplicando o teorema de Fortescue. Discute-se o impacto do desequilíbrio de tensão e de corrente no sistema elétrico e o cálculo dos índices que descrevem tal impacto. Também, apresenta-se o equacionamento para o dimensionamento do filtro eletromagnético baseado no método das transmitâncias. Por último, analisa-se, por meio do método das transmitâncias, a eficiência do filtro ressonante e o eletromagnético operando em conjunto em um sistema desequilibrado e desbalanceado.

4.2.1 Modelagem das impedâncias sequenciais dos elementos do sistema

Ao aplicar o teorema de componentes simétricas de Fortescue, cada elemento do sistema terá uma representação de impedância que pode variar segundo a sequência, como é descrito a seguir.

A representação sequencial das impedâncias do gerador dependerá estritamente das características do mesmo. O valor da impedância de sequência zero depende do método de aterramento do gerador, porém, este valor, comparado com a sequência positiva ou negativa, é muito menor (e no caso deste trabalho não é considerado). Ao considerar um sistema equilibrado, o gerador terá unicamente uma componente de sequência positiva ou negativa, dependendo do sentido de rotação. Ilustra-se na Figura 23 a representação sequencial um gerador.

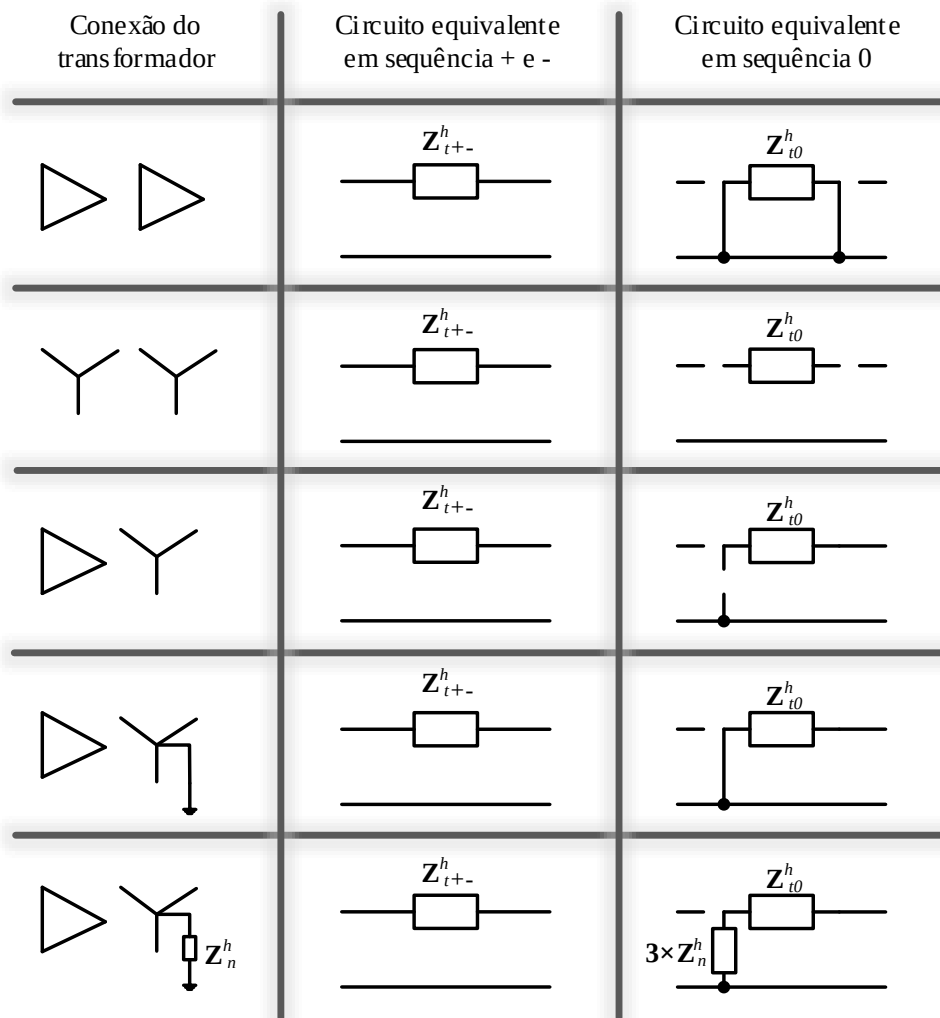
Figura 23 – Fontes de alimentação nas sequências



Fonte: Buzo (2016) adaptado de Oliveira et al. (1996)

No caso dos transformadores de distribuição, o valor das impedâncias de sequência positiva e negativa é o mesmo. Não obstante, o valor da impedância de sequência zero depende estritamente da conexão do transformador. Ilustra-se na Figura 24 as impedâncias sequenciais do transformador correspondentes à sua conexão.

Figura 24 – Transformadores nas seqüências

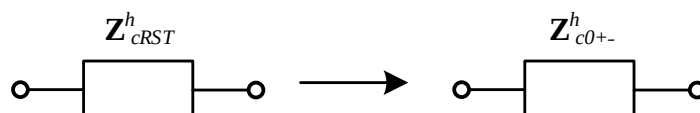


Fonte: Adaptado de Blackburn (1993)

No cenário nacional, a configuração dos transformadores comumente usada no SDEE é delta estrela aterrada. Observa-se na Figura 24 que Z_n representa a impedância do cabo de aterramento, cujo valor, no circuito de seqüência zero, é três vezes maior do que o valor no sistema trifásico real.

No caso das linhas de distribuição e barramentos, a impedância em seqüência positiva e negativa têm o mesmo valor. Na seqüência zero, a impedância considera todos os cabos conectados a terra. Ilustra-se na Figura 25 as impedâncias sequenciais destes elementos.

Figura 25 – Condutores nas seqüências



Fonte: Buzo (2016) adaptado de Oliveira et al. (1996)

4.2.2 Cálculo de desequilíbrio

Existem várias fontes de desequilíbrio no SDEE, entre estas sobressaem as cargas monofásicas distribuídas inadequadamente e as cargas trifásicas desequilibradas.

De maneira geral, o desequilíbrio poderia gerar um aumento de perdas de energia e aumento de riscos de sobrecarga e sobreaquecimento do condutor neutro e de uma fase, comprometendo o desempenho e a vida útil de diversos equipamentos e afetando a qualidade da energia elétrica (TEODORO, 2005). Existem normas internacionais e nacionais que definem parâmetros que avaliam o nível de desequilíbrio na rede. Este parâmetro, conhecido como fator de desequilíbrio de tensão (FD_V), pode ser calculado por meio da equação (91).

$$FD_V = \frac{V_-}{V_+} \times 100\% \quad (91)$$

Sendo V_+ e V_- os valores rms das tensões de sequência positiva e negativa, respectivamente.

O PRODIST, especificamente na seção 5 do modulo 8, estabelece que o FD_V não deve exceder um valor de 2% (PRODIST, 2016). O desequilíbrio de tensão, conseqüentemente, gera um desequilíbrio de corrente, cujo valor é calculado conforme a equação (92).

$$FD_I = \frac{I_-}{I_+} \times 100\% \quad (92)$$

Em que, I_- e I_+ representam o valor rms das correntes de sequência positiva e negativa, respectivamente.

Estes parâmetros consideram unicamente a influência da sequência negativa sob o grau de desequilíbrio, portanto define-se o fator de desequilíbrio devido à corrente de sequência zero (FD_{I0}) na equação (93).

$$FD_{I0} = \frac{I_0}{I_+} \times 100\% \quad (93)$$

Onde I_0 representa o valor rms da corrente de sequência zero, calculado de acordo com a equação (94).

$$I_0 = \frac{1}{3}(I_R + I_S + I_T) \quad (94)$$

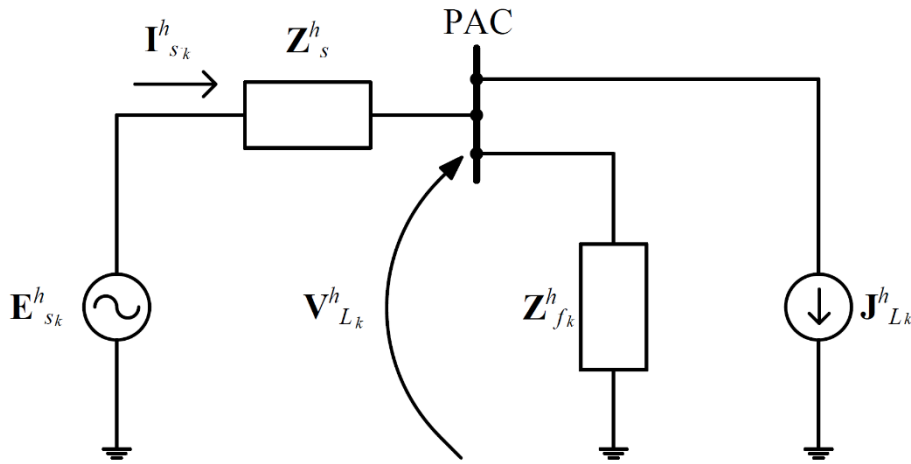
O valor de FD_{I0} encontra-se relacionado ao conteúdo de harmônicas *triplens* no sistema, portanto, este parâmetro é utilizado no dimensionamento dos dispositivos eletromagnéticos para mitigação de sequência zero.

4.2.3 Expansão do método das transmitâncias sequenciais aplicada ao filtro eletromagnético

Buzo (2016) propõe a expansão do método das transmitâncias ao considerar a transformação de componentes simétricas e as representações das impedâncias sequenciais dos elementos da rede mencionadas anteriormente.

Apresenta-se na Figura 26 o circuito equivalente para as sequências positiva e negativa.

Figura 26 – Circuito equivalente em sequência positiva e negativa



Fonte: Adaptado de Buzo (2016)

Em que,

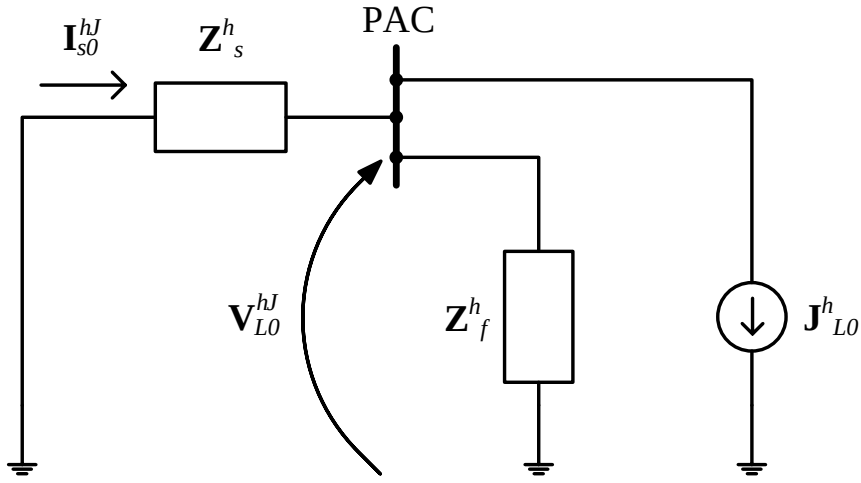
O subscrito k descreve a sequência de operação (positiva ou negativa);

Z_s^h representa unicamente a impedância do sistema ao desprezar o efeito da Z_n^h do aterramento, o qual impacta apenas o valor de sequência zero. No caso em que o bloqueador eletromagnético seja implementado no sistema, Z_s^h será substituído por Z_{sk}^h ;

E Z_{fk}^h representa unicamente a impedância do filtro, devido a que a impedância das cargas lineares é considerada como parte do conjunto de fontes de corrente J_{Lk}^h .

O circuito equivalente na sequência zero é mostrado na Figura 27.

Figura 27 – Circuito equivalente em sequência 0



Fonte: Adaptado de Buzo (2016)

As equações (70), (72), (74) e (76) são reescritas em (95), (96), (97) e (98), respectivamente.

$$\mathbf{B}_k^h = \frac{\mathbf{I}_{sk}^{hJ}}{\mathbf{J}_{Lk}^h} = \frac{\mathbf{Z}_{fk}^h}{\mathbf{Z}_{fk}^h + \mathbf{Z}_s^h} \quad (95)$$

$$\mathbf{Z}_k^h = \frac{\mathbf{V}_{Lk}^{hJ}}{\mathbf{J}_{Lk}^h} = -\frac{\mathbf{Z}_{fk}^h \cdot \mathbf{Z}_s^h}{\mathbf{Z}_{fk}^h + \mathbf{Z}_s^h} \quad (96)$$

$$\mathbf{Y}_k^h = \frac{\mathbf{I}_{sk}^{hE}}{\mathbf{E}_{sk}^h} = \frac{1}{\mathbf{Z}_{fk}^h + \mathbf{Z}_s^h} \quad (97)$$

$$\mathbf{A}_k^h = \frac{\mathbf{V}_{Lk}^{hE}}{\mathbf{E}_{sk}^h} = \frac{\mathbf{Z}_{fk}^h}{\mathbf{Z}_{fk}^h + \mathbf{Z}_s^h} \quad (98)$$

Seguidamente, as equações (69), (73), (71) e (75) são reescritas em (99), (100), (101) e (102).

$$\mathbf{I}_{sk}^{hJ} = \mathbf{B}_k^h \cdot \mathbf{J}_{Lk}^h \quad (99)$$

$$\mathbf{I}_{sk}^{hE} = \mathbf{Y}_k^h \cdot \mathbf{E}_{sk}^h \quad (100)$$

$$\mathbf{V}_{Lk}^{hJ} = \mathbf{Z}_k^h \cdot \mathbf{J}_{Lk}^h \quad (101)$$

$$\mathbf{V}_{Lk}^{hE} = \mathbf{A}_k^h \cdot \mathbf{E}_{sk}^h \quad (102)$$

O valor rms da tensão da carga no PAC relativo à sequência k (V_{Lk}) é calculado conforme a equação (103).

$$V_{Lk} = \sqrt{\sum_{n=1}^h |\mathbf{V}_{Lk}^{nE} + \mathbf{V}_{Lk}^{nJ}|^2} \quad (103)$$

Logo, calcula-se por meio da equação (104) o valor rms da corrente do sistema relativo à sequência k (I_{sk}).

$$I_{sk} = \sqrt{\sum_{n=1}^h |\mathbf{I}_{sk}^{nE} + \mathbf{I}_{sk}^{nJ}|^2} \quad (104)$$

Analisa-se, na Figura 27, a corrente harmônica absorvida pelo filtro na sequência zero $\mathbf{I}_{f0}^h$. Esta corrente é composta pelas parcelas $\mathbf{I}_{f0}^{hJ}$ e $\mathbf{I}_{f0}^{hE}$, cujos valores são obtidos mediante o uso da transmitância $\mathbf{T}_0^h$ e admitância $\mathbf{F}_0^h$, definidas nas equações (105) e (106).

$$\mathbf{T}_0^h = \frac{\mathbf{I}_{f0}^{hJ}}{\mathbf{J}_{L0}^h} = -\frac{\mathbf{Z}_s^h}{\mathbf{Z}_s^h + \mathbf{Z}_{f0}^h} \quad (105)$$

$$\mathbf{F}_0^h = \frac{\mathbf{I}_{f0}^{hE}}{\mathbf{E}_{s0}^h} = \frac{1}{\mathbf{Z}_s^h + \mathbf{Z}_{f0}^h} \quad (106)$$

Aplicando este método na implementação do filtro eletromagnético de sequência zero, obtém-se a seguinte análise:

Inicialmente, $\mathbf{I}_{f0}^h$ é definida por apenas $\mathbf{T}_0^h$ e $\mathbf{J}_{L0}^h$, portanto, $\mathbf{F}_0^h$ terá um valor nulo.

Além disso, pode-se estabelecer uma relação entre as transmitâncias $\mathbf{T}_0^h$ e $\mathbf{B}_0^h$ segundo a Figura 27. Ao considerar a corrente do sistema ($\mathbf{I}_{s0}^{hJ}$), definida conforme a equação (107), pode-se obter (108).

$$\mathbf{I}_{s0}^{hJ} = \mathbf{I}_{f0}^{hJ} + \mathbf{J}_{L0}^h \quad (107)$$

$$\mathbf{B}_0^h = \mathbf{T}_0^h + 1 \quad (108)$$

Logo, de acordo com as equações (95) e (105), define-se (109).

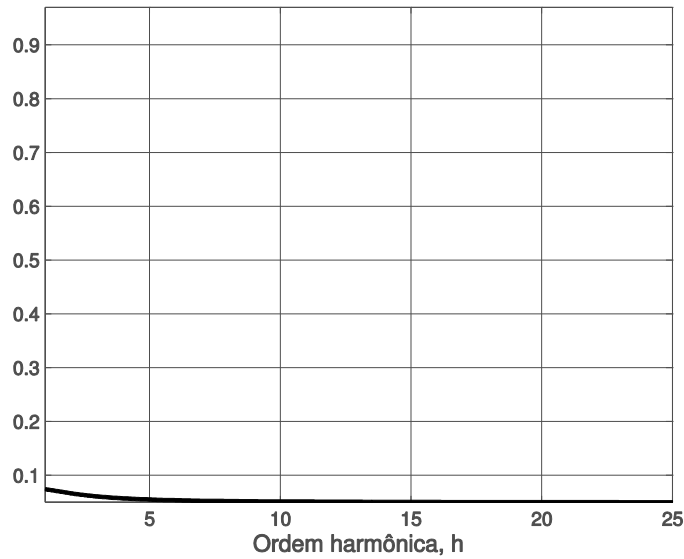
$$\mathbf{T}_0^h = -\mathbf{B}_0^h \cdot \frac{\mathbf{Z}_{s0}^h}{\mathbf{Z}_{f0}^h} \quad (109)$$

Ao substituir a equação (109) na (108) e desprezar o efeito resistivo das impedâncias do sistema e do filtro, obtém-se (110).

$$B_0^{\%} = \frac{X_{f0}}{X_{f0} + X_s} \quad (110)$$

Onde $B_0^{\%}$ representa a percentagem de corrente de sequência zero não absorvida pelo filtro eletromagnético que passa ao sistema. Apresenta-se na Figura 28 a resposta em frequência de $\mathbf{B}_0^h$ de um sistema teste considerando um $B_0^{\%} = 0,05$.

Figura 28 – Transmitância B^h do filtro eletromagnético



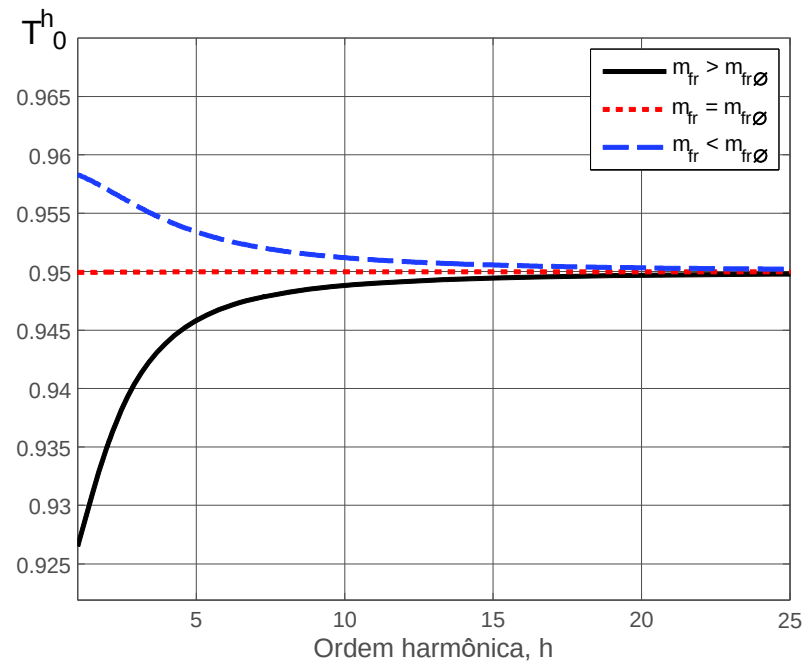
Fonte: Elaboração do próprio autor.

De acordo com a equação (108), a transmitância T^h terá um sinal negativo ao assumir a orientação da corrente do sistema. Considerando unicamente as amplitudes das transmitâncias, define-se o valor de T^h_0 na equação (111).

$$T^h_0 = 1 - B^h_0 \quad (111)$$

Mostra-se na Figura 29 a resposta em frequência de T^h de um sistema teste considerando um $T^h_0 = 0,95$ e alterando o valor da resistência do sistema.

Figura 29 – Transmitância T^h do filtro eletromagnético ao variar resistência



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Observa-se que existe uma perda da ação do filtro eletromagnético nas frequências menores. Isto é devido ao amortecimento provocado pela resistência equivalente entre o filtro e o sistema. A relação entre estas resistências pode ser calculada mediante a equação (112).

$$m_{Rf} = \frac{R_{s0}}{R_{f0}} \quad (112)$$

Existe um valor de m_{Rf} para o qual os efeitos resistivos serão cancelados e o filtro reduzirá exatamente o nível de corrente de sequência zero para o qual foi calculado. Este valor é chamado m_{Rf0} . Para valores menores que m_{Rf0} , a influência da resistência do sistema será predominante e a ação do filtro terá uma amplificação em frequências menores. Caso contrário, a eficiência do filtro aumentará conforme o aumento da frequência.

Define-se a equação (113), que descreve a reatância de sequência zero do filtro (X_{f0}) calculada em função de $B_0^{\%}$ e da reatância do sistema (X_s).

$$X_{f0} = \left(\frac{B_0^{\%}}{1 - B_0^{\%}} \right) \cdot X_s \quad (113)$$

De acordo com a equação (51), X_{f0} pode ser calculada por meio de (114).

$$X_{f0} = 2\omega_s L_f \cdot (1 - k_f) \quad (114)$$

Calcula-se o valor da indutância L_f , baseado nas equações (113) e (114), conforme (115).

$$L_f = \frac{1}{2\omega_s \cdot (1 - k_f)} \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{B_0^{\%}} - 1} \right) \cdot X_s \quad (115)$$

Logo, as equações (57) e (58) são reescritas em (116) e (117).

$$X_{f0} = \left(\frac{1}{\frac{1}{B_0^{\%}} - 1} \right) \cdot X_s \quad (116)$$

$$X_{f+} = X_{f-} = \frac{2 + 2,5k_f}{2 \cdot (1 - k_f)} \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{B_0^{\%}} - 1} \right) \cdot X_s \quad (117)$$

Onde X_{f+} e X_{f-} representam as reatâncias na sequência positiva e negativa.

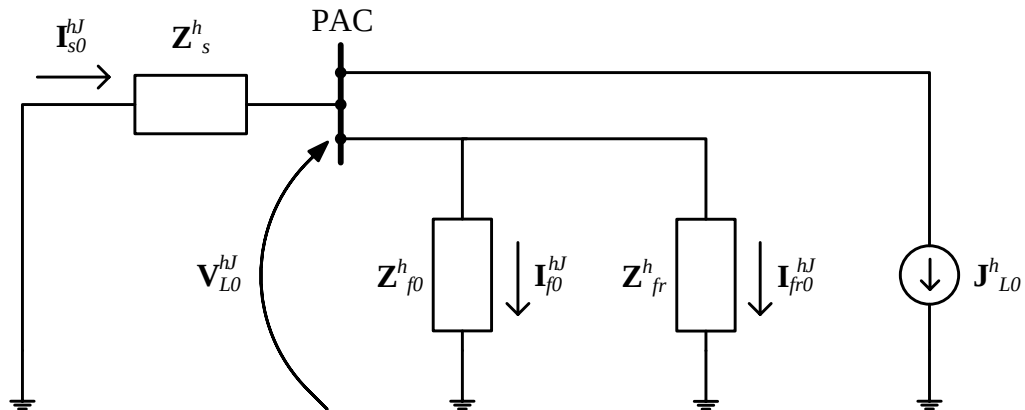
4.2.4 Operação conjunta do filtro ressonante e o filtro eletromagnético de sequência zero

Os filtros de harmônicos passivos têm diversas questões que devem ser consideradas no dimensionamento dos mesmos. O filtro ressonante, ao ter ressonâncias em série e filtrar as harmônicas nas frequências de sintonia, amplifica harmônicas minoritárias próximas às frequências de sintonia devido as ressonâncias em paralelo com o sistema. Por outro lado, o filtro eletromagnético, por ser puramente indutivo, afetará o fator de deslocamento e, consequentemente, o fator de potência. Também existirá uma queda de tensão no PAC causada pela impedância do filtro eletromagnético.

Uma implementação otimizada destas configurações poderia compensar as desvantagens de cada um e maximizar a eficiência da operação em conjunto. Portanto, propõe-se o seguinte equacionamento que permite avaliar o funcionamento individual dos filtros e do sistema híbrido de filtragem.

Ilustra-se na Figura 30 o circuito equivalente na sequência zero da implementação do sistema híbrido de filtragem composto por um filtro ressonante simples e um filtro eletromagnético de sequência zero.

Figura 30 – Circuito equivalente na sequência zero - implementação de sistema híbrido



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Onde,

Z_{fr}^h representa a impedância do filtro ressonante, a qual em condições ideais tem um mesmo valor para todas as sequências;

Z_{f0}^h representa a impedância do filtro eletromagnético na sequência zero;

I_{fr0}^{hJ} é a corrente harmônica de sequência zero fluindo através do filtro ressonante;

I_{f0}^{hJ} é a corrente harmônica de sequência zero fluindo através do filtro eletromagnético;

E $\mathbf{I}_{s0}^{hJ}$ é a corrente harmônica de sequência zero do sistema.

Obtém-se a equação (118) mediante a análise nodal no PAC.

$$\mathbf{I}_{s0}^{hJ} = \mathbf{I}_{fr0}^{hJ} + \mathbf{I}_{f0}^{hJ} + \mathbf{J}_{L0}^h \quad (118)$$

Analisando a tensão harmônica de sequência zero equivalente no PAC ($\mathbf{V}_{L0}^{hJ}$) obtêm-se as equações (119), (120) e (121).

$$\mathbf{V}_{L0}^{hJ} = -\mathbf{Z}_s^h \cdot \mathbf{I}_{s0}^{hJ} \quad (119)$$

$$\mathbf{V}_{L0}^{hJ} = \mathbf{Z}_{fr}^h \cdot \mathbf{I}_{fr0}^{hJ} \quad (120)$$

$$\mathbf{V}_{L0}^{hJ} = \mathbf{Z}_{f0}^h \cdot \mathbf{I}_{f0}^{hJ} \quad (121)$$

Considerando as equações (118), (119), (120) e (121) obtém-se (122).

$$\mathbf{V}_{L0}^{hJ} = -\left(\frac{1}{\frac{1}{\mathbf{Z}_s^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{fr}^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{f0}^h}} \right) \cdot \mathbf{J}_{L0}^h \quad (122)$$

De acordo com as equações (121) e (122), define-se, conforme (123), a transmitância $\mathbf{T}_{f0}^h$ que descreve a proporção de corrente da carga sendo absorvida pelo filtro eletromagnético.

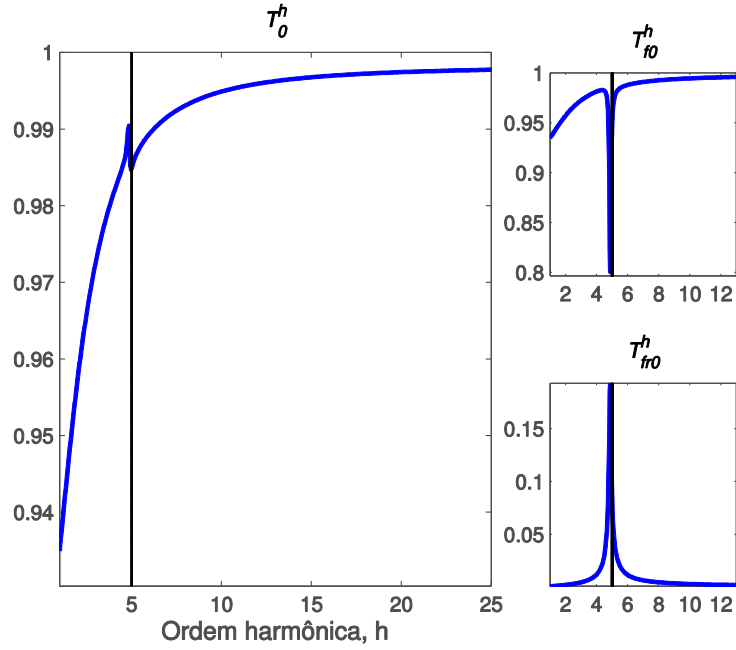
$$\mathbf{T}_{f0}^h = \frac{\mathbf{I}_{f0}^{hJ}}{\mathbf{J}_{L0}^h} = -\frac{1}{\mathbf{Z}_{f0}^h} \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{\mathbf{Z}_s^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{fr}^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{f0}^h}} \right) \quad (123)$$

De acordo com as equações (120) e (122), define-se, conforme (124), a transmitância $\mathbf{T}_{fr0}^h$ que descreve a proporção de corrente da carga sendo absorvida pelo filtro ressonante.

$$\mathbf{T}_{fr0}^h = \frac{\mathbf{I}_{fr0}^{hJ}}{\mathbf{J}_{L0}^h} = -\frac{1}{\mathbf{Z}_{fr}^h} \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{\mathbf{Z}_s^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{fr}^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{f0}^h}} \right) \quad (124)$$

A transmitância equivalente do sistema de filtragem ($\mathbf{T}^h$), composto por um filtro ressonante simples sintonizado na 5ª ordem harmônica ($\mathbf{T}_{fr0}^h$) e um filtro eletromagnético ($\mathbf{T}_{f0}^h$), é apresentada na Figura 31.

Figura 31 – Decomposição da transmitância T^h no sistema de filtragem híbrido



Fonte: Elaboração do próprio autor.

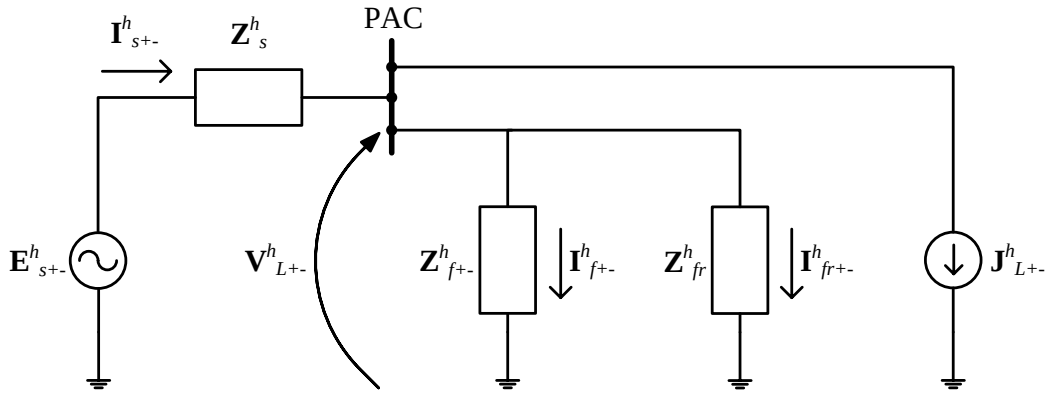
Pode-se observar a atuação do filtro ressonante na 5ª ordem harmônica operando na sequência zero. A Figura 31 mostra que ao analisar unicamente o rendimento do filtro eletromagnético, este vê-se prejudicado pela operação do filtro ressonante, não obstante, a redução da corrente de sequência zero do sistema de filtragem é um tanto maior.

Obtém-se, conforme a equação (125), a transmitância de corrente $\mathbf{B}^h$.

$$\mathbf{B}_0^h = \frac{\mathbf{I}_{s0}^{hJ}}{\mathbf{J}_{L0}^h} = \frac{1}{\mathbf{Z}_s^h} \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{\mathbf{Z}_s^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{fr}^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{f0}^h}} \right) \quad (125)$$

Na Figura 32 é apresentado o circuito equivalente do sistema com a implementação do sistema de filtragem híbrido nas sequências positiva e negativa.

Figura 32 – Circuito equivalente na sequência positiva e negativa - implementação de sistema híbrido



Fonte: Elaboração do próprio autor.

De acordo com a Figura 32, encontra-se o valor das transmitâncias de corrente na sequência positiva ($\mathbf{B}_+^h$) e negativa ($\mathbf{B}_-^h$) conforme as equações (126) e (127).

$$\mathbf{B}_+^h = \frac{\mathbf{I}_{s+}^{hJ}}{\mathbf{J}_{L+}^h} = \frac{1}{\mathbf{Z}_s^h} \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{\mathbf{Z}_s^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{fr}^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{f+}^h}} \right) \quad (126)$$

$$\mathbf{B}_-^h = \frac{\mathbf{I}_{s-}^{hJ}}{\mathbf{J}_{L-}^h} = \frac{1}{\mathbf{Z}_s^h} \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{\mathbf{Z}_s^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{fr}^h} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{f-}^h}} \right) \quad (127)$$

De acordo com a transformação linear da indutância por meio do teorema de Fortescue, descrita na equação(44), define-se o valor da transmitância de corrente nas fases R, S e T ($\mathbf{B}_{RST}^h$) conforme a equação (128).

$$\mathbf{B}_{RST}^h = \mathbf{T} \cdot \mathbf{B}_{012}^h \cdot \mathbf{T}^{-1} \quad (128)$$

O parâmetro $\mathbf{B}_{RST}^h$ é utilizado para avaliar a ação do sistema de filtragem sobre o SDEE em cada fase.

5 MÉTODOS DE OTIMIZAÇÃO APLICADOS AO DIMENSIONAMENTO DE FILTROS PASSIVOS

Devido à complexidade e não linearidade dos modelos matemáticos de filtros passivos propostos nos capítulos anteriores, define-se o dimensionamento destes dispositivos como um problema de otimização não linear restringida, cujo objetivo de minimização dependerá da configuração e das características de cada filtro estudado.

Neste capítulo são tratados os temas referentes aos métodos de otimização aplicados ao dimensionamento dos filtros passivos, nos quais, os modelos matemáticos que descrevem a operação dos filtros são propostos.

Por último, propõe-se uma heurística que avalia o sistema equivalente no PAC e determina uma configuração de filtro passivo de acordo com o estado do sistema. Este algoritmo considera o filtro ressonante, o filtro eletromagnético e, por último, uma configuração híbrida que considera a operação em conjunto de ambos.

5.1 APLICAÇÃO AOS FILTROS RESSONANTES

Em um sistema onde a fonte de tensão do sistema equivalente no PAC esteja distorcida, devido à conexão de cargas não lineares em pontos remotos do SDEE, a DHT da I_s e da V_L terão uma componente influenciada pela distorção da tensão do sistema e outra causada pela distorção da corrente da carga.

Nesta condição, para reduzir a DHT_V o filtro ressonante é sintonizado exatamente nas frequências com amplitudes harmônicas predominantes. Por outro lado, para reduzir a DHT_I , agora afetada principalmente pela distorção da fonte de tensão do sistema, o filtro terá que ser dessintonizado, impactando sua efetividade para reduzir a DHT_V .

Portanto, com o objetivo de encontrar um ponto intermediário entre a minimização da DHT_I e da DHT_V , define-se na equação (129) a seguinte função objetivo.

$$\begin{aligned} \min \\ Z = W_I \cdot DHT_I + W_V \cdot DHT_V \end{aligned} \quad (129)$$

Em que,

W_V e W_I representam os coeficientes de peso ponderados, que priorizam a mitigação da distorção harmônica correspondente à tensão ou à corrente.

Neste caso, consideram-se como variáveis de decisão (x_{frn}), a frequência de sintonia e a compensação de potência reativa em cada braço do filtro ressonante que influenciam diretamente os valores das capacitâncias e indutâncias do filtro.

Logo, as restrições do problema de otimização são divididas em dois grupos: As restrições de construção, que limitam diretamente as variáveis de decisão e estabelecem os critérios de otimização; e as restrições operacionais, que consideram as normas e recomendações aplicadas na operação do filtro.

5.1.1 Restrições de construção do filtro ressonante

Considerando um filtro ressonante de n braços, de acordo com a equação (22), define-se em (130) a reatância capacitiva de cada braço do filtro.

$$X_{Cfrn} = \frac{V_{Lnom}^2}{b_n \cdot Q_L} \quad (130)$$

Em que,

O subscrito n refere-se ao número do braço do filtro;

E b_n representa a percentagem de compensação de potência reativa fornecida pelo braço n do filtro apenas para a frequência fundamental, ou seja, atuando unicamente sobre o F_{des} .

Logo, de acordo com as equações (36) e (130), obtém-se (131), que descreve a impedância do braço n na ordem harmônica h .

$$Z_{frn}^h = \left[\frac{1}{h_0 Q_{frn}} + j \left(\frac{h}{h_0^2} - \frac{1}{h} \right) \right] \cdot \left(\frac{V_{Lnom}^2}{b_n Q_L} \right) \quad (131)$$

Observa-se que o valor da Z_{frn}^h depende de h , V_{L1} e Q_L obtidos previamente ao analisar o sistema equivalente no PAC. O valor da Z_{frn}^h também depende de h_0 , Q_{frn} e b_n , os quais são considerados como elementos de construção do filtro ressonante. Utiliza-se a variação destes últimos para modificar os valores das resistências, indutâncias e capacitâncias do filtro e, consequentemente, encontrar uma configuração ótima do mesmo.

Os métodos utilizados para realizar ditas variações, descritos a seguir, influem na escolha das restrições construtivas consideradas no problema de otimização. Portanto, serão também chamados estratégias de otimização.

5.1.1.1 Correção total do fator de deslocamento

A primeira estratégia de otimização é a variação da correção total do F_{des} , ou a compensação total de reativo, realizada pelo filtro ressonante. Calcula-se por meio da equação (132) o valor de b_n .

$$b_n = \frac{b_T}{n_T} \quad (132)$$

Em que:

b_T descreve compensação total de reativo efetuada pelo arranjo de filtro;

n_T é número total de braços do filtro ressonante.

Observa-se que b_n terá o mesmo valor independentemente do número de braços do filtro.

b_T é calculado considerando os limites superiores e inferiores, b_{Tmin} e b_{Tmax} , descritos na equação (133), os quais representam um estado de sub ou sobre compensação.

$$b_{Tmin} \leq b_T \leq b_{Tmax} \quad (133)$$

5.1.1.2 Detuning

A segunda estratégia é a dessintonização da frequência de sintonia no braço n , também conhecida como “*detuning*”, e tem como finalidade deslocar os picos das ressonâncias paralelas que amplificam harmônicas não características presentes no sistema.

Modifica-se h_{0n} e, conseqüentemente, apenas os valores das indutâncias e resistências do filtro ressonante. O limite do *detuning* é descrito por Δh_{0n} na equação (134).

$$h_{0n} - \Delta h_{0n} \leq h_{0n} \leq h_{0n} + \Delta h_{0n} \quad (134)$$

A aplicação do *detuning* nos filtros ressonantes não é uma pratica recomendada, porém, é necessária, ao considerar a variação devido ao envelhecimento dos parâmetros dos componentes, que afeta o valor de f_0 do filtro (MAZA-ORTEGA; CHURIO-BARBOZA; BURGOS-PAYÁN, 2010).

5.1.1.3 Correção individual do F_{des} do filtro ressonante

A variação individual da correção do F_{des} , ou a alocação diversa da potência reativa nos braços do filtro, é também utilizada para melhorar o rendimento dos filtros ressonantes. Neste caso o valor de b_T permanece fixo e o valor de b_n é calculado individualmente para cada

braço. Os limites de b_n são descritos por b_{nmin} e b_{nmax} na equação (135).

$$b_{nmin} \leq b_n \leq b_{nmax} \quad (135)$$

Apresenta-se na Tabela 7 a comparação do rendimento de um sistema de filtragem dimensionado por meio das restrições de construção aplicadas individualmente e em conjunto e um sistema de filtragem dimensionado por métodos convencionais. O símbolo + representa um aumento percentual na eficiência do filtro com respeito ao parâmetro em questão e o – representa uma redução percentual na eficiência.

Tabela 7 - Comparação do rendimento das restrições de construção

Estratégia de otimização	Fator de potência FP	DHT	
		Tensão da carga V_L	Corrente do sistema I_s
Correção total do F_{des}	+ 0,02 %	– 0,01 %	+ 0,67 %
Correção individual do F_{des}	+ 0,14 %	+ 6,17 %	+ 19,79 %
<i>Detuning</i>	– 0,71 %	– 30,33 %	– 67,44 %
Correção total e individual do F_{des}	+ 0,16 %	+ 7,04 %	+ 20,88 %
<i>Detuning</i> e correção total do F_{des}	– 1,13 %	– 47,22 %	– 98,53 %
<i>Detuning</i> e correção individual do F_{des}	+ 0,19 %	– 1,12 %	+ 27,19 %
<i>Detuning</i> e correção total e individual do F_{des}	+ 0,20 %	+ 0,35 %	+ 28,38 %

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Ao comparar as estratégias individualmente, observa-se que unicamente o *detuning* tem um rendimento menor comparado com os métodos convencional de dimensionamento. A correção individual do F_{des} mostra ter os maiores benefícios na otimização do dimensionamento, ao ter um aumento notável do rendimento nos parâmetros avaliados. Porém, os melhores resultados são obtidos mediante o uso combinado das restrições de construção, especificamente, utilizando as três restrições simultaneamente.

5.1.2 Restrições operacionais do filtro ressonante

As restrições operacionais estão baseadas nas normas internacionais e nacionais. Estas têm como objetivo garantir a operação adequada e segura tanto do filtro dimensionado, quanto dos distintos elementos conectados na rede.

5.1.2.1 *Distorção harmônica total*

No caso da tensão da carga, considera-se o limite do nível de DHT_V estabelecido pelo PRODIST, apresentado na Tabela 5, para sistemas operando com uma tensão menor ou igual a 1 kV, descrito na equação (136).

$$DHT_V \leq 10\% \quad (136)$$

O limite do nível de DHT_I , baseado na norma IEEE 519, o qual depende do nível de SCR no PAC de acordo com a Tabela 2, é descrito na equação (137).

$$DHT_I \leq 20\% \quad (137)$$

Quanto menor o SCR do sistema, menor deve ser a inserção de harmônicos de corrente por parte do consumidor, devido a que o prejuízo na qualidade da energia elétrica dos outros consumidores é maior.

5.1.2.2 *Conformidade da tensão*

O valor rms da tensão no PAC é também uma restrição operacional. A faixa para um nível Adequado de tensão, segundo o PRODIST, apresentada na Figura 3, é descrita na equação (138).

$$0,92 \cdot V_{Lnom} \leq V_L \leq 1,05 \cdot V_{Lnom} \quad (138)$$

A faixa para um nível Precário de tensão é descrita na equação (139), a qual pode também ser considerada, caso for necessário, para relaxar o problema de otimização e poder encontrar a configuração ótima do arranjo do filtro.

$$0,87 \cdot V_{Lnom} \leq V_L \leq 1,06 \cdot V_{Lnom} \quad (139)$$

Fora dessas faixas, o nível de tensão é considerado como Crítico e, portanto, não aceitável.

5.1.2.3 *Limites operacionais dos capacitores em derivação*

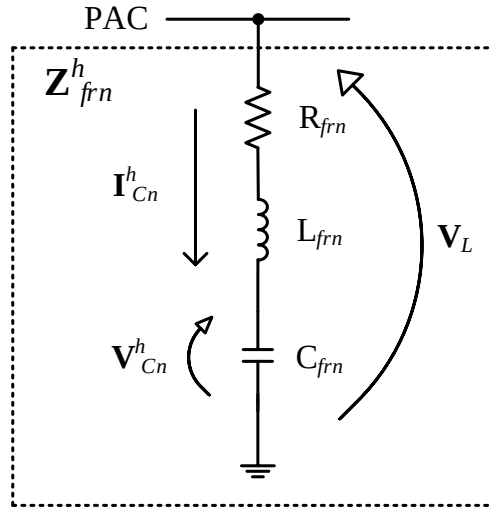
Os valores das tensões, correntes e potência reativa de operação, estabelecidos na norma IEEE 18 e apresentados na Tabela 4, são comparados com os valores de referência que são a tensão nominal de operação (V_{Lnom}), a potência reativa de placa do capacitor (Q_{Cnref}) definida por meio da equação (140) e a corrente rms (I_{Cnref}) definida mediante a equação (141).

$$Q_{Cnref} = 3 \cdot b_n \cdot Q_L \quad (140)$$

$$I_{Cref} = \frac{Q_{Cnref}}{3 \cdot V_{Lnom}} \quad (141)$$

Mostra-se na Figura 33, a estrutura do braço do filtro ressonante utilizada para calcular os limites operacionais dos capacitores.

Figura 33 – Estrutura do braço n do filtro ressonante



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A corrente circulando através do capacitor devido à conexão em série (I_{Cn}^h) é a mesma circulando através da impedância Z_{frn}^h . Esta corrente é calculada por meio da equação (142).

$$I_{Cn}^h = \frac{V_L^h}{Z_{frn}^h} \quad (142)$$

Obtém-se o valor rms da corrente no capacitor (I_{Cn}) mediante a equação (143).

$$I_{Cn} = \sqrt{\sum_{m=1}^h |I_{Cn}^m|^2} \quad (143)$$

Consequentemente, descreve-se na equação (144) o limite máximo da corrente rms no capacitor.

$$\frac{I_{Cn}}{I_{Cnref}} \leq 1,35 \quad (144)$$

Define-se na equação (145) a tensão harmônica no capacitor (V_{Cn}^h).

$$V_{Cn}^h = -j \cdot X_{Cfrn}^h \cdot I_{Cn}^h \quad (145)$$

O valor rms total da tensão V_{Cn} é obtido mediante a equação (146).

$$V_{Cn} = \sqrt{\sum_{m=1}^h |V_{Cn}^m|^2} \quad (146)$$

Descreve-se na equação (147) o limite máximo da tensão rms no capacitor.

$$\frac{V_{Cn}}{V_{Lnom}} \leq 1,10 \quad (147)$$

O valor pico da tensão no capacitor é calculado por meio da equação (148).

$$V_{pCn} = \sum_{m=1}^h (V_{Cn}^m) \quad (148)$$

Descreve-se na equação (149) o limite máximo da tensão pico no capacitor.

$$\frac{V_{pCn}}{V_{Lnom}} \leq 1,20 \quad (149)$$

Obtém-se o valor da potência reativa capacitiva alocada no braço n por meio da equação (150).

$$Q_{Cn} = 3 \cdot I_{Cn} \cdot V_{Cn} \quad (150)$$

Descreve-se na equação (151) o limite máximo da potência reativa no capacitor.

$$\frac{Q_{Cn}}{Q_{Cnref}} \leq 1,35 \quad (151)$$

Finalmente, o modelo de programação não linear para o dimensionamento dos filtros ressonantes é apresentado a seguir:

$$\min Z = W_I \cdot DHT_I + W_V \cdot DHT_V$$

s.a.

$$b_{Tmin} < b_T \leq b_{Tmax}$$

$$h_{0n} - \Delta h_{0n} < h_{0n} \leq h_{0n} + \Delta h_{0n}$$

$$b_{nmin} < b_n \leq b_{nmax}$$

$$DHT_V \leq 10\%$$

$$DHT_I \leq 20\%$$

$$0,92 \cdot V_{Lnom} < V_L \leq 1,05 \cdot V_{Lnom}$$

$$I_{Cn} \leq 1,35 \cdot I_{Cnref}$$

$$V_{Cn} \leq 1,10 \cdot V_{Lnom}$$

$$V_{pCn} \leq 1,20 \cdot V_{Lnom}$$

$$Q_{Cn} \leq 1,35 \cdot Q_{Cnref}$$

5.2 APLICAÇÃO AOS DISPOSITIVOS ELETROMAGNÉTICOS DE SEQUÊNCIA ZERO

Como foi discutido no capítulo 3, o objetivo do filtro e do bloqueador eletromagnético é reduzir o nível de corrente de sequência zero retornando pelo neutro ao sistema. Portanto, define-se a função objetivo descrita na equação (152).

$$\begin{aligned} \min \\ Z = FD_{I0} \end{aligned} \quad (152)$$

Em que, FD_{I0} é o fator de desequilíbrio devido à corrente de sequência zero, anteriormente calculado por meio da equação (93).

Neste caso, as variáveis de decisão a serem consideradas (x_{fn}), com base nas equações (116) e (117), definem-se como k_f e $B_0\%$.

As restrições aplicadas aos dispositivos eletromagnéticos são também agrupadas em restrições de construção e operacionais.

5.2.1 Restrições operacionais dos dispositivos eletromagnéticos

As restrições operacionais são baseadas nas normas e recomendações descritas no capítulo 1.

5.2.1.1 Conformidade da tensão

Utiliza-se o sistema equivalente proposto na norma IEEE 1459 para analisar um sistema com desequilíbrio de tensão e de corrente. O limite da queda de tensão equivalente provocada pelo filtro eletromagnético no PAC, é descrito na equação (153).

$$V'_{Le} - \Delta V_L \leq V_{Le} \quad (153)$$

Em que:

ΔV_L é a percentagem de variação permitida após a instalação do filtro, cujo valor é definido considerando os níveis de tensão Adequado e Precário estabelecidos no PRODIST;

V'_{Le} é o valor rms da tensão equivalente da carga anterior à implementação do filtro eletromagnético;

V_{Le} representa o valor rms da tensão equivalente da carga, definido pela equação (154).

$$V_{Le} = \sqrt{\sum_{m=1}^h (V_{Le}^m)^2} \quad (154)$$

Sendo V_{Le}^h o valor rms da tensão equivalente da carga na ordem harmônica h , calculado por meio da equação (155) em função dos valores rms das tensões da carga sequenciais.

$$V_{Le}^h = \sqrt{(V_{L+}^h)^2 + (V_{L-}^h)^2 + \frac{(V_{L0}^h)^2}{2}} \quad (155)$$

5.2.1.2 Agravamento do fator de deslocamento na sequência positiva

Considera-se também a redução do fator de deslocamento na sequência positiva (F_{des+}) causada pelo filtro eletromagnético, cujo limite é apresentado na equação (156).

$$F'_{des+} - \Delta F_{des+}^{\%} \leq F_{des+} \quad (156)$$

Em que:

F_{des+} é o fator de deslocamento anterior à implementação do filtro eletromagnético;

$\Delta F_{des+}^{\%}$ descreve a percentagem de variação permitida após a instalação do filtro.

Calcula-se a potência ativa na sequência positiva de acordo com a equação (157) e a potência reativa fundamental na sequência positiva conforme a equação (158).

$$P_+^1 = 3 \cdot V_{L+}^1 \cdot I_{s+}^1 \cdot \cos(\beta_+^1 - \alpha_+^1) \quad (157)$$

$$Q_+^1 = 3 \cdot V_{L+}^1 \cdot I_{s+}^1 \cdot \sin(\beta_+^1 - \alpha_+^1) \quad (158)$$

Onde β_+^1 e α_+^1 descrevem os ângulos da tensão e da corrente de sequência positiva na frequência fundamental.

Define-se na equação (159), a potência aparente fundamental de sequência positiva.

$$S_+^1 = \sqrt{(P_+^1)^2 + (Q_+^1)^2} \quad (159)$$

Calcula-se F_{des+} , em base a equação (10), mediante a (160).

$$F_{des+} = \frac{P_+^1}{S_+^1} \quad (160)$$

5.2.1.3 Corrente de sequência zero nula

O k_f unitário, que se traduz em um valor de I_{s0} nulo, é uma condição ideal que improvavelmente acontece devido as perdas de construção do filtro. Para evitar considerar no modelo matemático este ponto de operação, define-se a restrição da corrente de sequência zero nula conforme a equação (161).

$$0 < I_{s0} \quad (161)$$

5.2.2 Restrição de construção dos dispositivos eletromagnéticos

O tamanho do arranjo do filtro eletromagnético depende grandemente da eficiência do mesmo. Determina-se a eficiência, como foi visto no capítulo 4, por meio da transmitância $\mathbf{B}_k^h$, ou mediante $\mathbf{T}_k^h$. Ao considerar os efeitos resistivos do filtro, existirá uma redução considerável da eficiência, ou seja, a magnitude da corrente de sequência zero filtrada pelo arranjo terá um valor menor nas ordens harmônicas menores. Quanto menor for o rendimento do filtro, maior a quantidade de materiais, incluindo os condutores e o núcleo, e, maior será o custo de construção e de implementação (BUZO, 2016).

Consequentemente, com o objetivo de limitar o tamanho do filtro eletromagnético, a função objetivo definida na equação (152) é reescrita conforme (162).

$$\begin{aligned} \min \\ Z = FD_{I0} + C_f^2 \cdot L_f \end{aligned} \quad (162)$$

Em que:

L_f é a indutância equivalente do filtro eletromagnético, definida pela equação (115);

C_f representa o coeficiente de custo da indutância do filtro eletromagnético, o qual terá um valor elevado para forçar a função objetivo a ter como prioridade a redução da indutância do filtro.

Por outro lado, devido à queda de tensão e o agravamento do F_{des+} causados pelo filtro eletromagnético, o valor de $B_0^{\%}$ tende a aumentar. Deve-se evitar a variação excessiva do $B_0^{\%}$ para não prejudicar a eficiência do filtro e aumentar os custos do mesmo.

De acordo com Buzo (2016) a implementação do bloqueador eletromagnético aliviaria a perda de eficiência do filtro, melhorando o rendimento do sistema de filtragem ao modificar a impedância do sistema na sequência zero, afetando levemente a impedância do sistema nas sequências positiva e negativa.

Define-se um critério de implementação para o bloqueador eletromagnético mediante a função objetivo descrita na equação (163).

$$\begin{aligned} \min \\ Z = FD_{10} + C_f^2 \cdot L_f + C_\beta \cdot \beta_f^{\%} \end{aligned} \quad (163)$$

Em que:

C_β representa o coeficiente de custo da variação de $B_0^{\%}$, o qual terá, da mesma forma que o C_f , um valor elevado para forçar a função objetivo a reduzir este parâmetro;

$\beta_f^{\%}$ é uma variável de folga que representa a percentagem de variação de $B_0^{\%}$ com respeito ao valor de $B_0^{\%}$ desejado no dimensionamento inicial do filtro.

A restrição correspondente à $\beta_f^{\%}$ é descrita na equação (164).

$$B_0^{\%} \leq B_{0\min}^{\%} + \beta_f^{\%} \quad (164)$$

$\beta_f^{\%}$ absorve, de certo modo, a variação necessária de $B_0^{\%}$ para atingir as restrições operacionais, não obstante, este parâmetro não poder ter um valor muito elevado. Desta maneira, o valor de $\beta_f^{\%}$ descreve a percentagem de atuação do bloqueador eletromagnético.

Define-se na equação (165) a reatância do bloqueador eletromagnético na sequência zero, aplicando o método das transmitâncias sequenciais e considerando o fator de acoplamento k_b nos enrolamentos.

$$X_{b0} = \left(\frac{1}{\beta_f^{\%} - 1} \right) \cdot X_{f0} - X_s \quad (165)$$

Semelhantemente, calcula-se a reatância do bloqueador eletromagnético nas sequências positiva e negativa conforme a equação (166).

$$X_{b+} = X_{b-} = \frac{(1 - k_b)}{(1 + 2k_b)} \cdot \left[\left(\frac{1}{\beta_f^{\%} - 1} \right) \cdot X_{f0} - X_s \right] \quad (166)$$

Logo, a indutância equivalente do bloqueador é calculada mediante a equação (167).

$$L_b = \frac{1}{\omega_s \cdot (1 + 2k_b)} \cdot \left[\left(\frac{1}{\beta_f^{\%} - 1} \right) \cdot X_{f0} - X_s \right] \quad (167)$$

A resistência sequencial do bloqueador, descrita nas equações (64) e (65), é calculada considerando o fator $m_{fr\emptyset}$. De acordo com a equação (112), analisando a impedância equivalente do sistema resultante da somatória da impedância do sistema original e a impedância do bloqueador, obtém-se a equação (168).

$$R_b = m_{fr\phi} \cdot R_{f0} - R_s \quad (168)$$

Finalmente, o modelo de programação não linear para o dimensionamento do filtro eletromagnético é apresentado a seguir:

$$\min Z = FD_{I0} + C_f^2 \cdot L_f + C_\beta \cdot \beta_f^{\%}$$

s.a.

$$V'_{Le} - \Delta V_L \leq V_{Le}$$

$$F'_{des+} - \Delta F_{des+}^{\%} \leq F_{des+}$$

$$0 < I_{s0}$$

$$B_0^{\%} \leq B_{0min}^{\%} + \beta_f^{\%}$$

5.3 ALGORITMO DE DIMENSIONAMENTO ÓTIMO DO FILTRO PASSIVO HÍBRIDO

Ao ter um valor elevado de desequilíbrio da tensão do sistema e da corrente da carga, a relação de sequência e frequência apresentadas na Tabela 6 é alterada. Consequentemente, a eficiência dos filtros passivos vê-se prejudicada. Por um lado, o filtro ressonante é subdimensionado para atingir um fator de potência equivalente no sistema, e terá um impacto desigual em cada uma das fases do sistema, reduzindo a quantidade de configurações ótimas possíveis que o modelo possa encontrar. Por outro lado, a eficiência do filtro eletromagnético é prejudicada devido que as harmônicas *triplens* não serem unicamente influenciadas pela sequência zero, senão também pelas sequências positiva e negativa.

Embora os modelos matemáticos propostos encontrem o dimensionamento ótimo dos filtros na condição descrita anteriormente, é possível que a configuração obtida não consiga causar uma melhora significativa devido ao valor elevado de desequilíbrio da tensão e da corrente.

Com o objetivo de compensar as perdas do rendimento dos filtros passivos, provocadas pelo desequilíbrio e acentuar as vantagens das estruturas dos filtros passivos, propõe-se um algoritmo para dimensionar uma estrutura de filtro híbrido composto por um filtro eletromagnético e um filtro ressonante de dois braços.

Divide-se o algoritmo em quatro etapas descritas a seguir.

5.3.1 Análise de condições iniciais

Primeiramente, o algoritmo tem uma entrada de dados do PAC. Estes dados são agrupados em dados do SDEE e em dados da carga.

Os dados do SDEE são utilizados para calcular os parâmetros do sistema equivalente utilizado nos modelos propostos.

- O nível de SCR define a robustez de um SDEE (LLANO, 2015). Um SDEE com baixo nível de SCR é considerado fraco. Consequentemente, o impacto das cargas geradoras de harmônicos é maior, igual ao da atuação dos filtros sob este sistema. Calcula-se pela equação (169) o nível de SCR no PAC, em que S_{CC} representa a potência aparente de curto circuito e P_{Lmax} a potência ativa da carga máxima.

$$SCR = \frac{S_{CC}}{P_{Lmax}} \quad (169)$$

- A relação X / R, diferentemente das redes de transmissão, tem um valor menor que 1 nos SDEE, devido aos comprimentos menores das linhas de distribuição (LLANO, 2015).
- A frequência de operação, cujo valor é 60 Hz no Brasil.
- A tensão nominal no PAC.

Consideram-se também os dados da carga obtidos mediante a medição da corrente da carga e da tensão harmônica no PAC.

Logo, definem-se os critérios de avaliação do problema, estabelecendo as prioridades e os coeficientes de peso nos problemas de otimização. Nesta etapa, podem-se alterar os limites operacionais e construtivos nos modelos dos filtros para obter configurações e soluções específicas.

Realiza-se uma avaliação prévia do sistema no PAC por meio do cálculo de DHT_V , DHT_I , F_{des+} , FD_{I-} , FD_{I0} , V_{Le} e I_{se} .

Após da avaliação do sistema, as formas de onda da tensão da carga e da corrente do sistema poderão ser apresentadas como saídas de dados visuais no aplicativo.

5.3.2 Compensação do desequilíbrio devido à sequência zero

A seguir avalia-se o nível de FD_{I0} no PAC. Ao não cumprir com os níveis recomendados ou estabelecidos na primeira etapa, analisa-se o sistema por meio do método

das transmitâncias sequenciais e, após, realiza-se o dimensionamento ótimo do filtro eletromagnético para reduzir o FD_{IO} , sujeito às restrições previamente definidas.

A redução do FD_{IO} afeta diretamente a amplitude das correntes harmônicas *triplens*. Portanto, a implementação do filtro eletromagnético também reduzirá a DHT gerada por essas correntes harmônicas.

5.3.3 Correção do fator de deslocamento de sequência positiva

A seguir avalia-se o F_{des+} e, conseqüentemente, o fator de potência na sequência positiva. Além disso, determinam-se as correntes harmônicas da carga com maior amplitude para escolher as frequências de sintonia relativas.

Ao não atingir os limites estabelecidos do F_{des+} , analisa-se o sistema por meio do método das transmitâncias sequenciais e, após, realiza-se o dimensionamento ótimo do filtro ressonante sujeito às restrições anteriormente descritas.

A implementação do filtro ressonante, além de melhorar o F_{des+} e do fator de potência, e reduzir o conteúdo harmônico no PAC nas frequências de sintonia, também se utiliza para compensar o nível de tensão no PAC.

5.3.4 Avaliação da otimização e apresentação de resultados

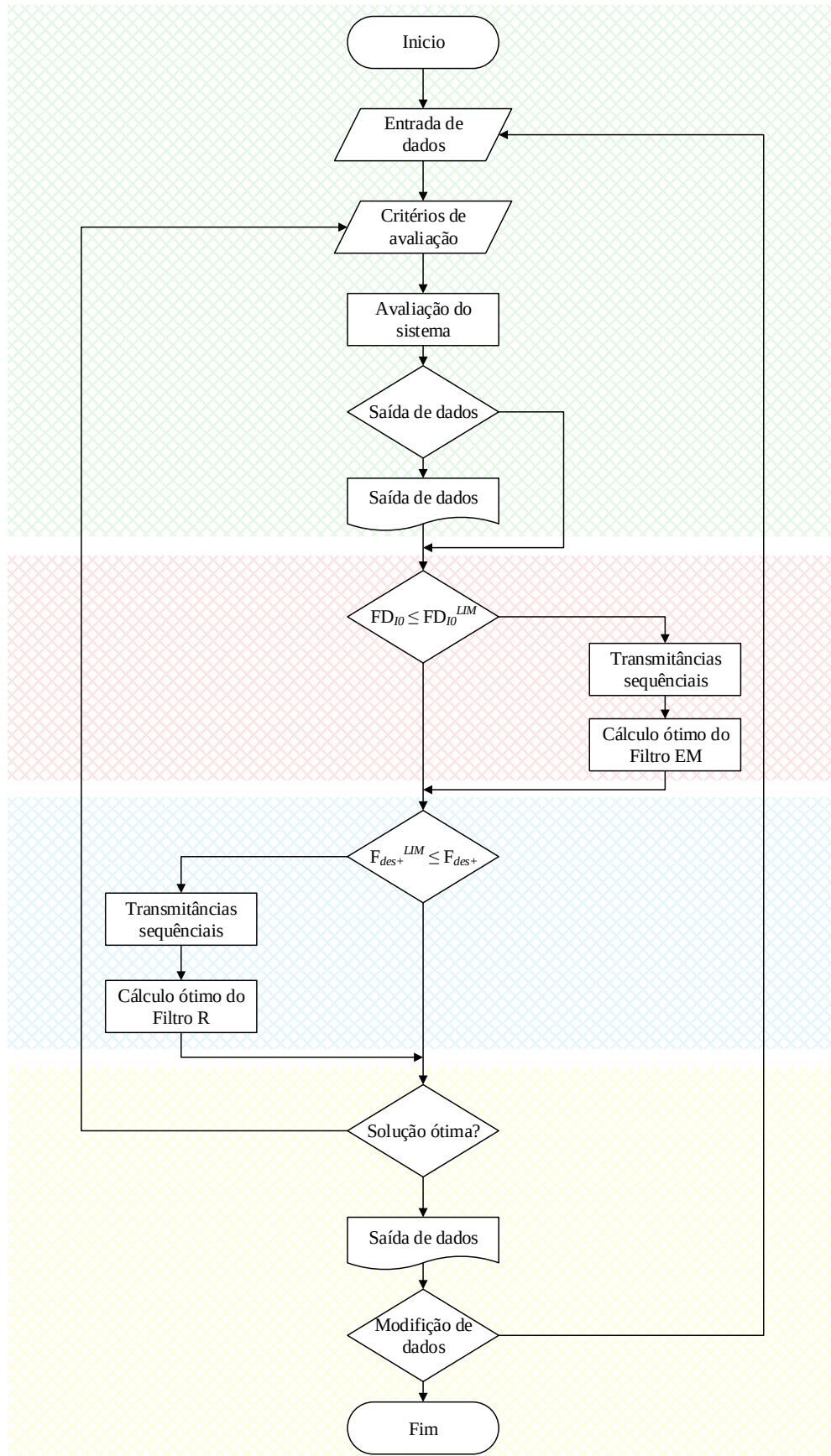
Após a terceira etapa, analisa-se os resultados obtidos com os critérios de avaliação estabelecidos na primeira etapa. Ao não atingir estes limites, o algoritmo retorna à primeira etapa para redefinir os critérios de avaliação e relaxar as restrições dos modelos para tentar encontrar, desse modo, uma configuração ótima.

Pelo contrário, ao atingir os critérios de avaliação estabelecidos, os resultados obtidos são apresentados através de um relatório e diversos gráficos mostrando as formas de onda e os espectros harmônicos das tensões e correntes calculadas após a implementação do sistema de filtragem.

Por último, o algoritmo possibilita a modificação da entrada de dados para redefinir o problema de otimização.

Apresenta-se, na Figura 34, o fluxograma do algoritmo proposto para o dimensionamento ótimo de arranjos de filtros passivos.

Figura 34 – Fluxograma do algoritmo



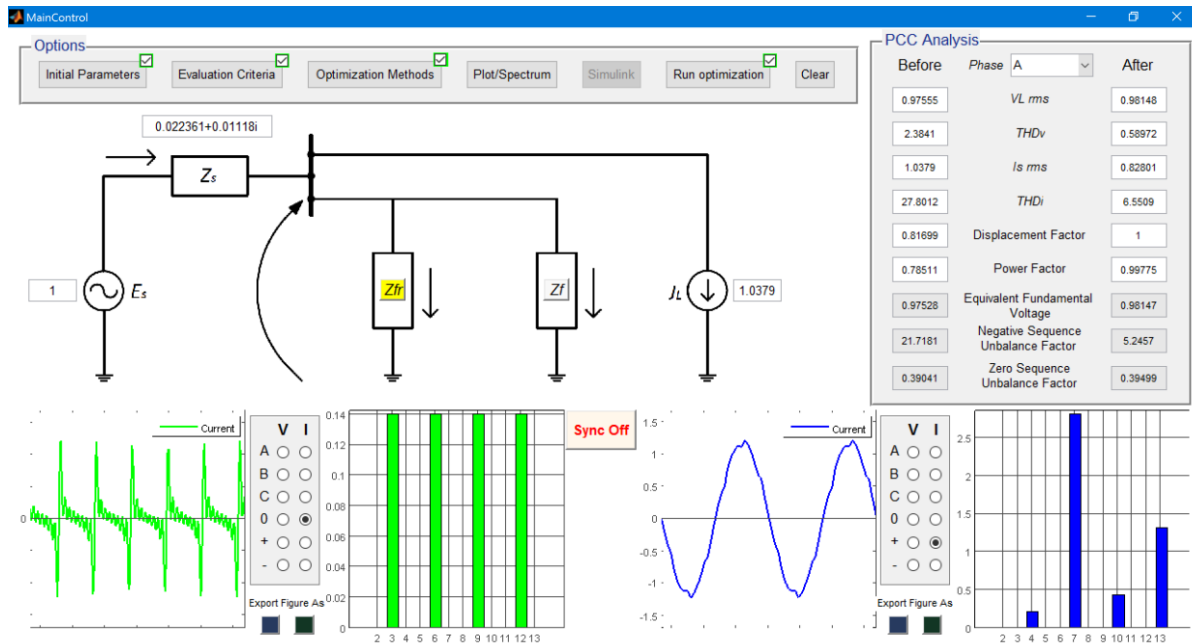
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

6 SIMULACAO DIGITAL E DISCUSSÃO DE RESULTADOS

Uma interface dinâmica baseada no algoritmo proposto no trabalho foi realizada. Este aplicativo utiliza a ferramenta de otimização não linear restringida do MATLAB conhecida como *fmincon* para determinar a solução ótima dos modelos matemáticos.

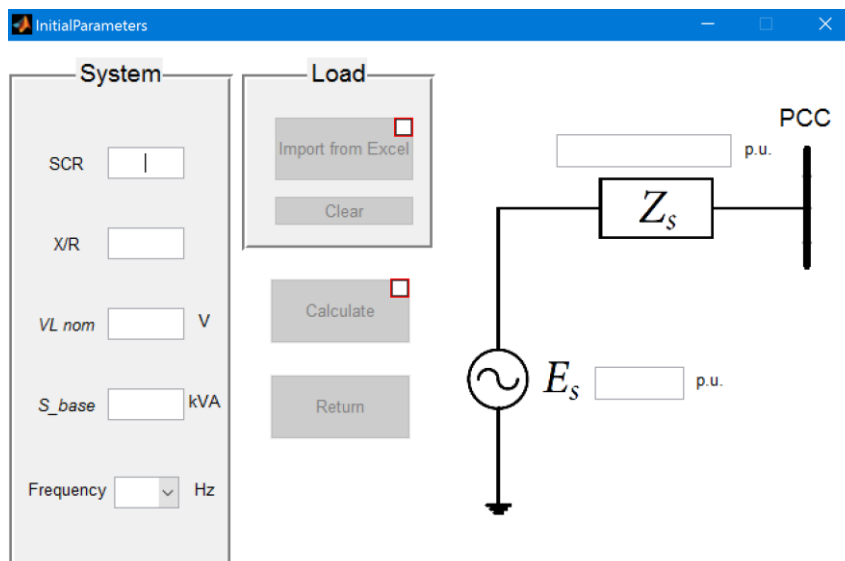
Apresentam-se na Figura 35, Figura 36, Figura 37, Figura 38, Figura 39 e Figura 40 as telas do aplicativo proposto.

Figura 35 – Tela principal



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 36 – Entrada de dados



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 37 – Critérios de avaliação, configuração predeterminada dos filtros passivos

EvalCrit

Constraints definition

System	RHF	EMF
<i>THD_v</i> (%) 5	+ Sequence Fdes min 0.95	0 Sequence FD Limit (%) 5
<i>THD_i</i> (%) 40	bTmin (%) 80	VL variation (%) 10
	bTmax % 105	T%0max 99.99
	h0 variation (%) 80	+ Sequence Fdes variation (%) 10
☒ IEEE 18		
VL limits Acceptable		Return

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 38 – Escolha do método de otimização

OptMeth

Metaheuristics

Fonte: Elaboração do próprio autor.

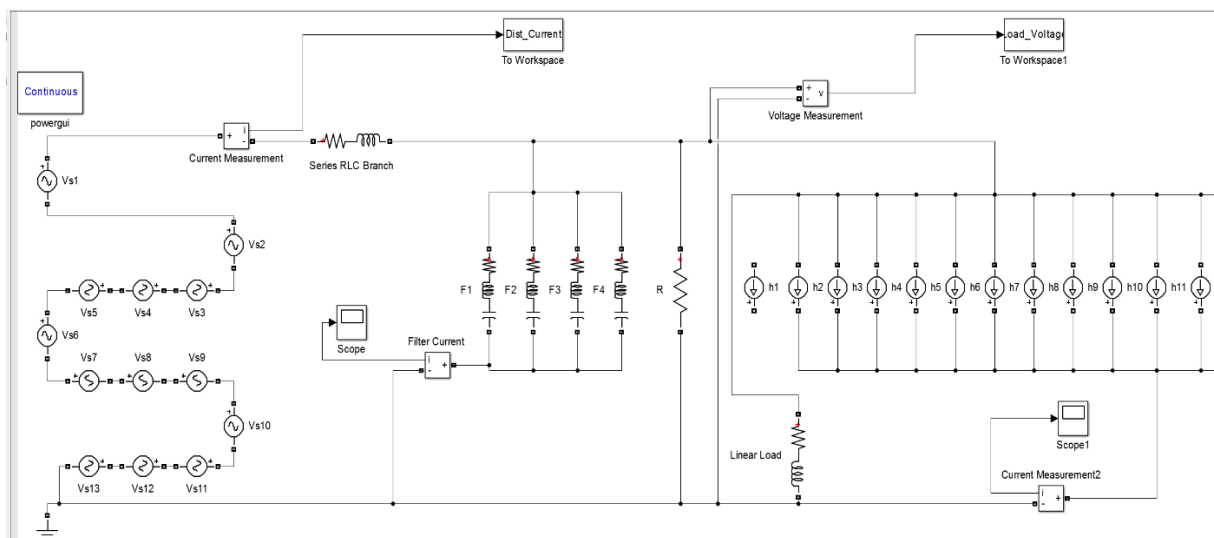
Figura 39 – Configuração de saída de dados

		Phase			Sequence		
		A	B	C	0	+	-
Plot	Voltage	☐	☐	☐	☐	☐	☐
	Current	☐	☐	☐	☐	☐	☐
Harmonic Spectrum	Voltage	☐	☐	☐	☐	☐	☐
	Current	☐	☐	☐	☐	☐	☐

Run Close

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 40 – Avaliação dos resultados obtidos com o SIMULINK



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Logo, o modelo proposto foi aplicado na avaliação de três casos de estudo com as seguintes características:

- O estudo de caso 1 descreve um sistema robusto, com F_{des} reduzido e FD_{I0} baixo.
- O estudo de caso 2 descreve um sistema robusto, com F_{des} elevado e FD_{I0} elevado.
- O estudo de caso 3 descreve um sistema fraco, com F_{des} reduzido e FD_{I0} elevado.

Apresenta-se a seguir a definição detalhada dos casos de estudo e os resultados obtidos após a aplicação do algoritmo proposto do dimensionamento ótimo de filtros passivos.

6.1 ESTUDO DE CASO 1

Dados do sistema

$$SCR = 40$$

$$X/R = 0.5$$

$$V_{Lnom} = 220 \text{ V}$$

$$f_s = 60 \text{ Hz}$$

Considera-se uma $DHI_V = 0,05\%$ nas ordens harmônicas distintas da fundamental.

Dados da carga

$$h = 25$$

Apresenta-se na Tabela 8 os valores rms por unidade das correntes de carga harmônicas nas fases A , B e C , considerando $I_{base} = 6,7 \text{ A}$.

Avaliação preliminar do sistema

Obtém-se os seguintes dados:

$$DHT_{VA} = 2,3841 \%$$

$$DHT_{VB} = 2,3841 \%$$

$$DHT_{VC} = 2,3841 \%$$

$$V_{Le} = 0,9753 \text{ p.u.}$$

$$I_{Le} = 1,0000 \text{ p.u.}$$

$$FD_I = 21,7181 \%$$

$$FD_{I0} = 0,3904 \%$$

$$F_{des+} = 0,8170$$

$$FP_+ = 0,8047$$

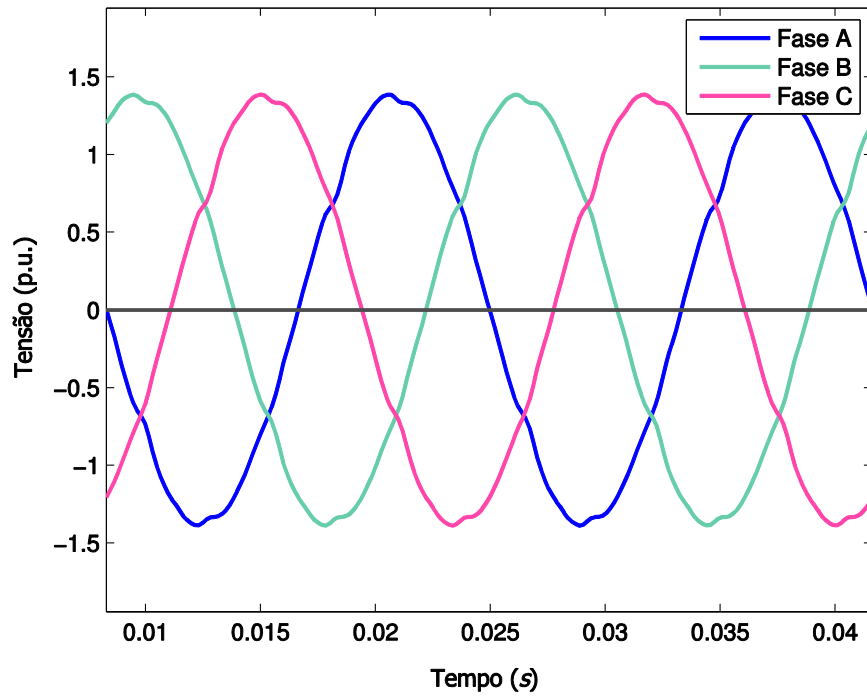
Tabela 8 - Dados das correntes da carga

h	J_A (p.u.)	α_A (°)	J_B (p.u.)	α_B (°)	J_C (p.u.)	α_C (°)
1	1	-35	1	-155	1	85
2	0,0014	-70	0,0014	-310	0,0014	170
3	0,0014	-105	0,0014	-105	0,0014	255
4	0,0014	-140	0,0014	-260	0,0014	340
5	0,2	-175	0,2	-55	0,2	65
6	0,0014	-210	0,0014	-210	0,0014	150
7	0,16	-245	0,16	-5	0,16	235
8	0,0014	-280	0,0014	-160	0,0014	320
9	0,0014	-315	0,0014	-315	0,0014	45
10	0,0014	-350	0,0014	-110	0,0014	130
11	0,09	-25	0,09	-265	0,09	215
12	0,0014	-60	0,0014	-60	0,0014	300
13	0,055	-95	0,055	-215	0,055	25
14	0,0014	-130	0,0014	-10	0,0014	110
15	0,0014	-165	0,0014	-165	0,0014	195
16	0,0014	-200	0,0014	-320	0,0014	280
17	0,019	-235	0,019	-115	0,019	5
18	0,0014	-270	0,0014	-270	0,0014	90
19	0,0091	-305	0,0091	-65	0,0091	175
20	0,0014	-340	0,0014	-220	0,0014	260
21	0,0014	-15	0,0014	-15	0,0014	345
22	0,0014	-50	0,0014	-170	0,0014	70
23	0,0074	-85	0,0074	-325	0,0074	155
24	0,0014	-120	0,0014	-120	0,0014	240
25	0,006	-155	0,006	-275	0,006	325
RMS (A)	6,9541		6,9541		6,9541	
DHT_I (%)	27,8012		27,8012		27,8012	

Fonte: Dados do próprio autor.

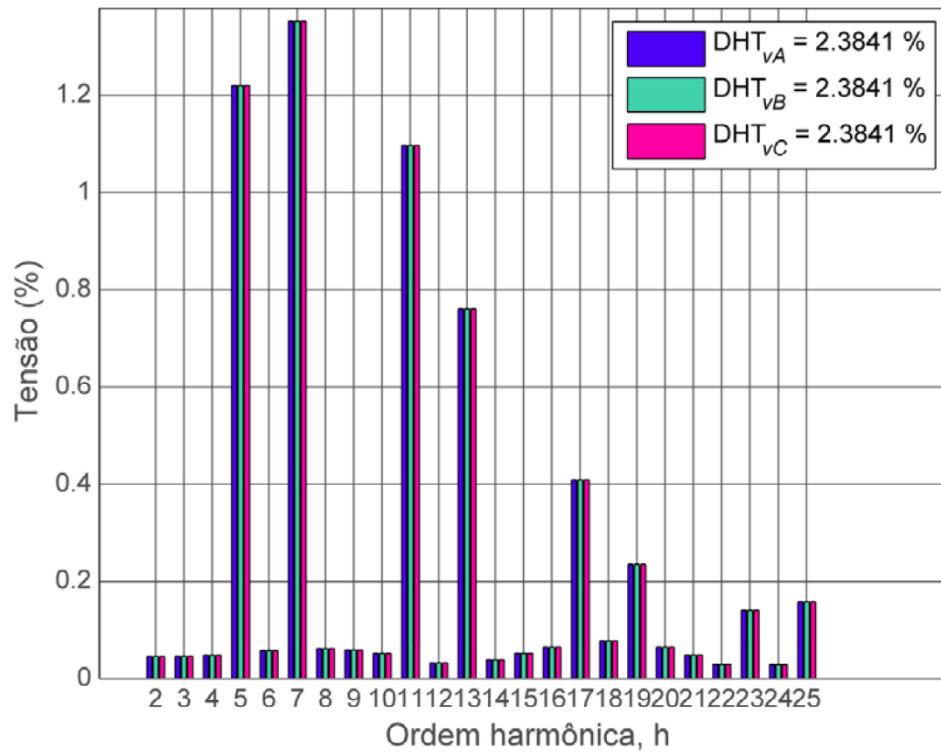
Adicionalmente, apresentam-se as formas de onda e os espectros harmônicos da tensão de carga e da corrente do sistema do estudo de caso 1 na Figura 41, Figura 42, Figura 43 e Figura 44.

Figura 41 – Formas de onda da tensão da carga V_L , Estudo de caso 1



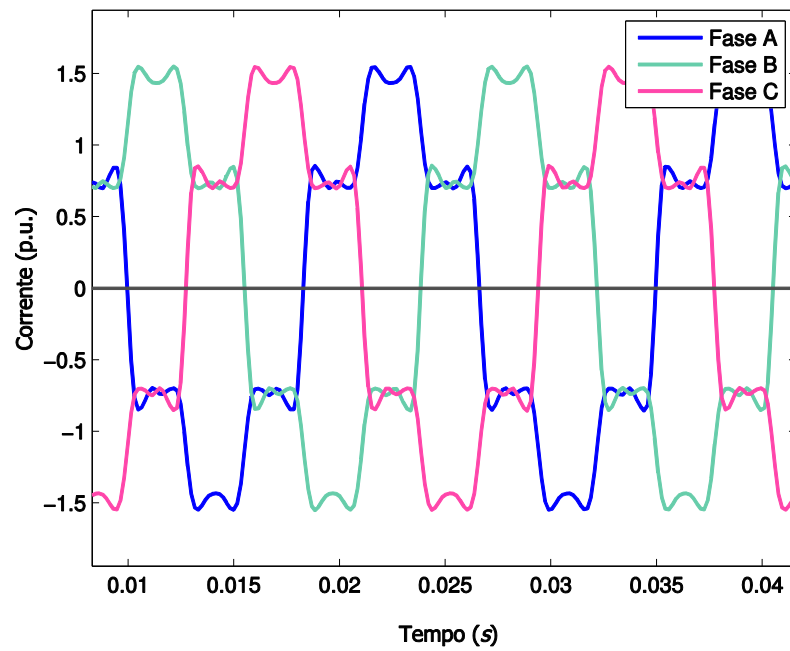
Fonte: Dados da pesquisa do autor

Figura 42 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L , Estudo de caso 1



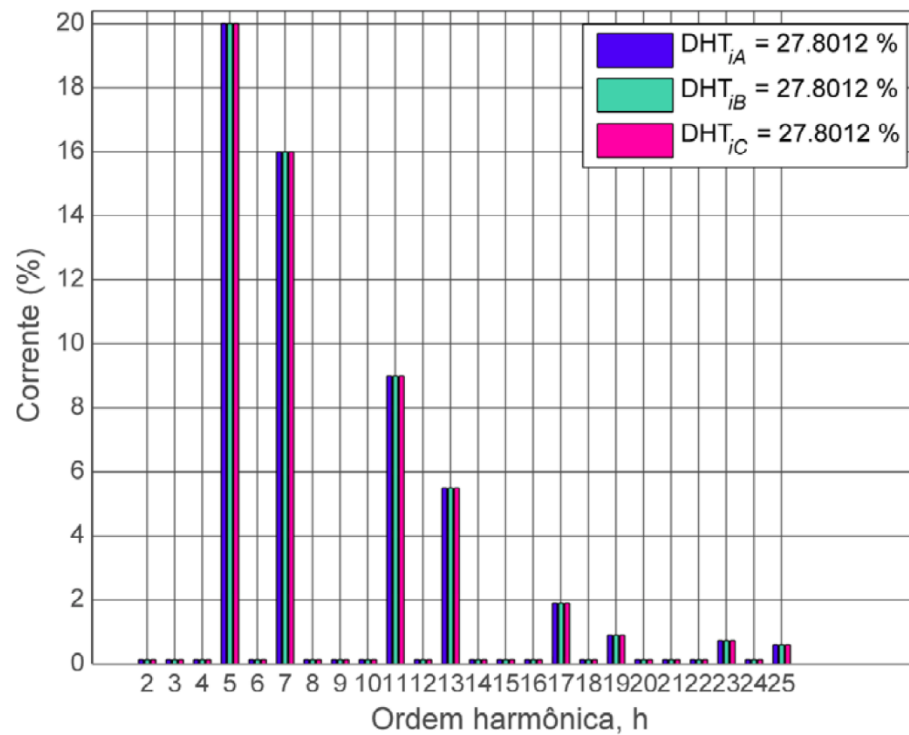
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 43 – Formas de onda da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 1



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 44 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 1



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

6.1.1 Cálculo do filtro ressonante, comparação de restrição do capacitor

Observa-se que, neste caso, o FD_{10} no sistema não supera 1% e as amplitudes das correntes harmônicas *triplens* são quase desprezíveis. Por conseguinte, evita-se a implementação do filtro eletromagnético no PAC.

Tem-se um baixo F_{des+} e amplitudes de correntes harmônicas elevadas na 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordem harmônica. Portanto, calcula-se o filtro ressonante sintonizado nas ordens harmônicas identificadas, para idealmente corrigir o total do F_{des+} por meio do modelo de dimensionamento ótimo de filtro ressonante proposto. Inicialmente, mostra-se na Tabela 9 a descrição dos parâmetros construtivos do filtro obtidos após a otimização, sem considerar as restrições operacionais dos capacitores em derivação.

Tabela 9 - Dados de dimensionamento do filtro ressonante

Parâmetros do filtro	Braço			
	1	2	3	4
Parâmetros de construção				
C_{fr} (μF)	19,4529	11,4351	4,9427	2,7197
L_{fr} (mH)	14,4839	12,6356	11,7923	15,3252
R_{fr} (Ω)	0,5457	0,6648	0,9769	1,5013
h_0	4,9973	6,9783	10,9873	12,9928
Correção de F_{des} (%)	60,5532	35,5953	15,3856	8,4660
Limites operacionais na Fase A				
V_C / V_{Lnom}	1,0295	1,0089	0,9947	0,9914
V_{pC} / V_{Lnom}	1,1397	1,1211	1,0996	1,0887
I_C / I_{Cref}	1,1136	1,2222	1,3632	1,3797
Q_C / Q_{Cref}	1,1943	1,2590	1,3674	1,3760
Limites operacionais na Fase B				
V_C / V_{Lnom}	1,0295	1,0089	0,9947	0,9914
V_{pC} / V_{Lnom}	1,1397	1,1211	1,0996	1,0887
I_C / I_{Cref}	1,1136	1,2222	1,3632	1,3797
Q_C / Q_{Cref}	1,1943	1,2590	1,3674	1,3760
Limites operacionais na Fase C				
V_C / V_{Lnom}	1,0295	1,0089	0,9947	0,9914
V_{pC} / V_{Lnom}	1,1397	1,1211	1,0996	1,0887
I_C / I_{Cref}	1,1136	1,2222	1,3632	1,3797
Q_C / Q_{Cref}	1,1943	1,2590	1,3674	1,3760

Fonte: Dados da pesquisa do autor

Neste caso, a solução ótima é facilmente encontrada, não obstante os capacitores operarem com correntes que superam levemente os valores recomendados na norma IEEE 18.

Apresenta-se na Tabela 10 os parâmetros do filtro obtidos após a otimização considerando nesta ocasião as restrições operacionais nos capacitores.

Tabela 10 - Dados de dimensionamento do filtro ressonante

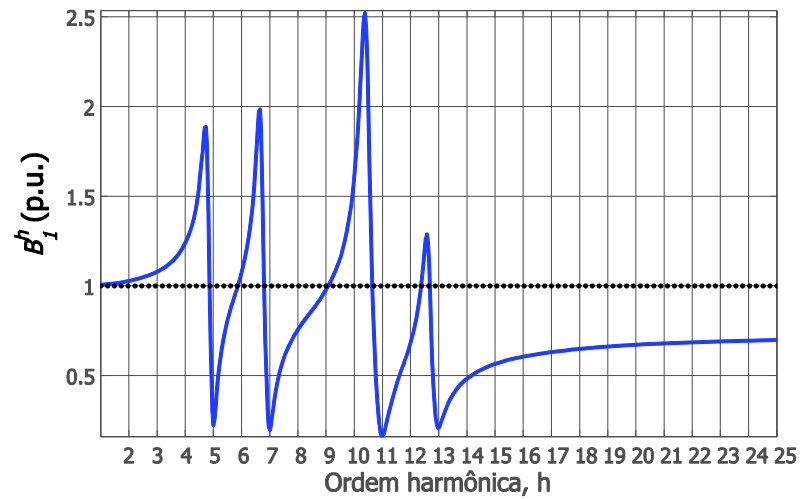
Parâmetros do filtro	Braço			
	1	2	3	4
Parâmetros de construção				
C_{fr} (μF)	15,1965	9,3590	4,9377	2,4787
L_{fr} (mH)	18,5539	15,4425	11,8451	16,9601
R_{fr} (Ω)	0,6988	0,8124	0,9796	1,6544
h_0	4,9955	6,9774	10,9682	12,9372
Correção de F_{des} (%)	47,3036	29,1328	15,3702	7,7158
Limites operacionais na Fase A				
V_C / V_{Lnom}	1,0313	1,0100	0,9933	0,9900
V_{pC} / V_{Lnom}	1,1649	1,1415	1,0988	1,0862
I_C / I_{Cref}	1,1767	1,3092	1,3478	1,3500
Q_C / Q_{Cref}	1,2642	1,3500	1,3500	1,3445
Limites operacionais na Fase B				
V_C / V_{Lnom}	1,0313	1,0100	0,9933	0,9900
V_{pC} / V_{Lnom}	1,1649	1,1415	1,0988	1,0862
I_C / I_{Cref}	1,1767	1,3092	1,3478	1,3500
Q_C / Q_{Cref}	1,2642	1,3500	1,3500	1,3445
Limites operacionais na Fase C				
V_C / V_{Lnom}	1,0313	1,0100	0,9933	0,9900
V_{pC} / V_{Lnom}	1,1649	1,1415	1,0988	1,0862
I_C / I_{Cref}	1,1767	1,3092	1,3478	1,3500
Q_C / Q_{Cref}	1,2642	1,3500	1,3500	1,3445

Fonte: Dados da pesquisa do autor

Observa-se que desta vez a solução ótima se encontra operando dentro da norma.

Apresenta-se na Figura 45 a resposta em frequência de $\mathbf{B}_1^h$ produto da implementação do filtro ressonante composto no PAC.

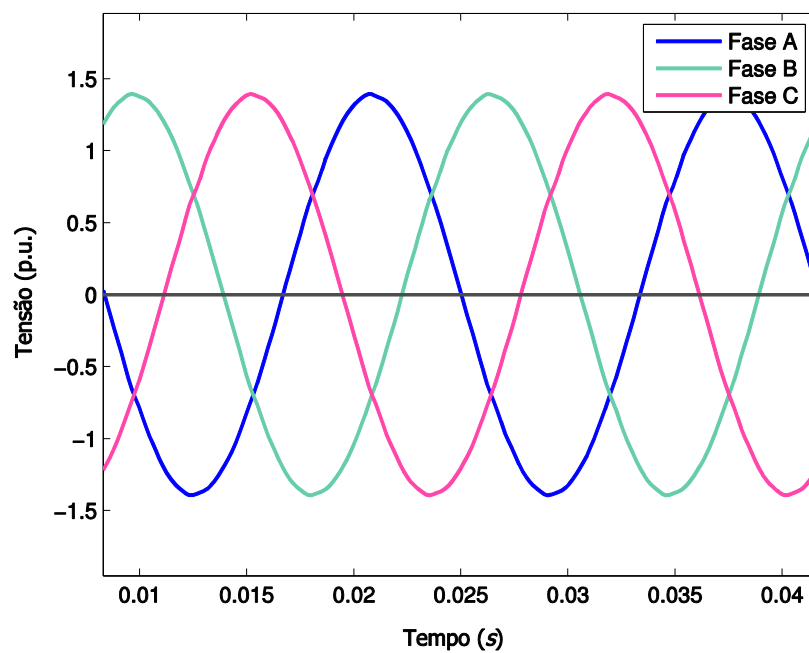
Figura 45 – Resposta em frequência de $\mathbf{B}_1^h$, Estudo de caso 1



Fonte: Dados da pesquisa do autor

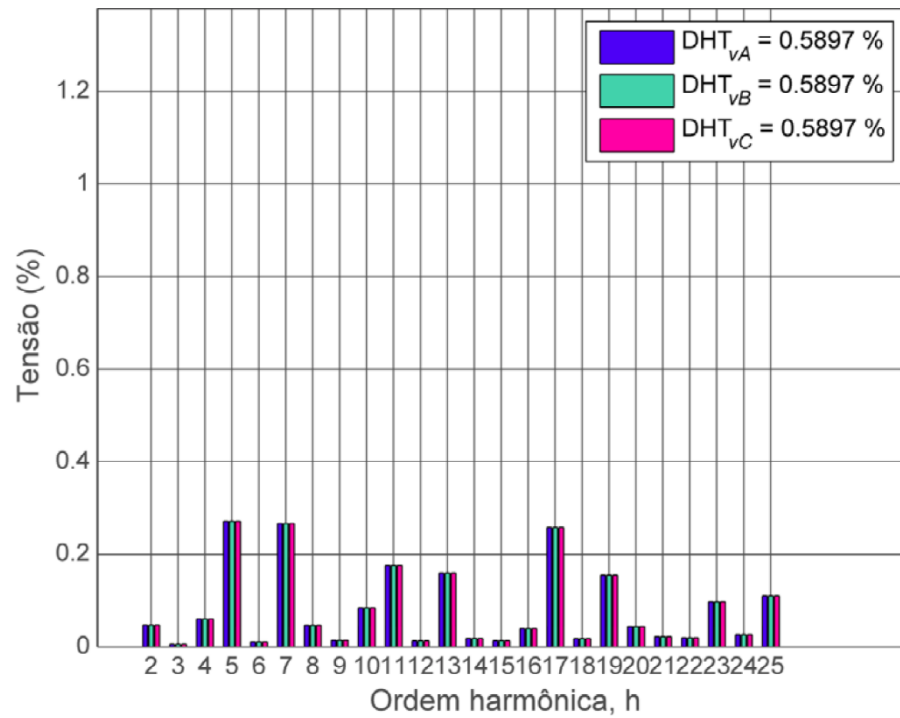
Apresenta-se as formas de onda e os espectros harmônicos da tensão de carga e da corrente do sistema obtidos após a implementação do filtro nas Figuras Figura 46, Figura 47, Figura 48 e Figura 49.

Figura 46 – Formas de onda da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 1



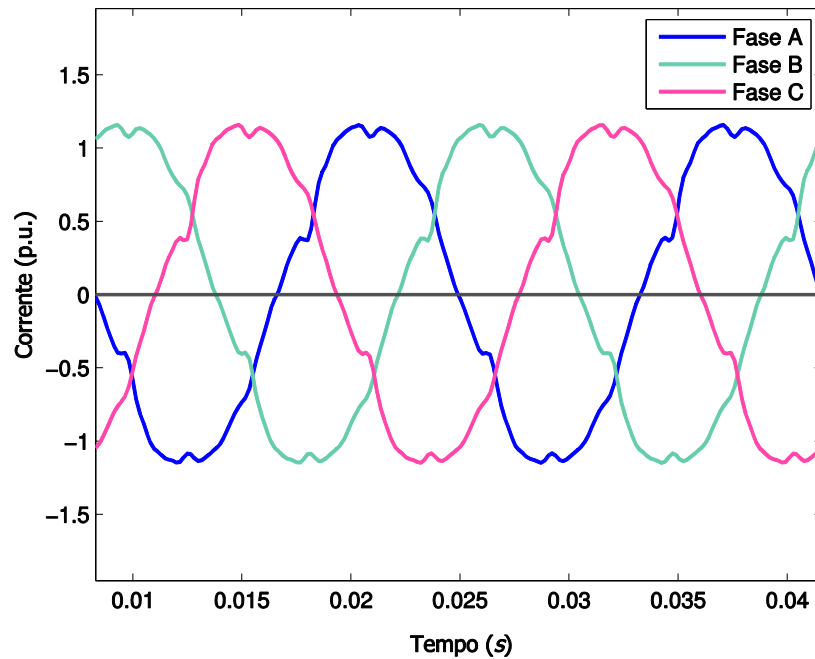
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 47 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 1



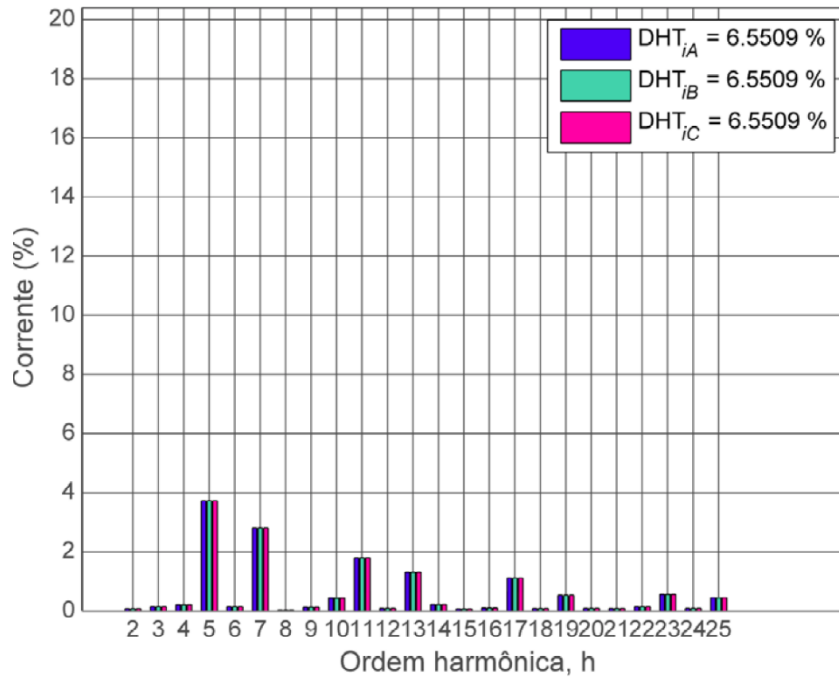
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 48 – Formas de onda da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 1



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 49 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 1



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Observa-se que, o filtro calculado reduz consideravelmente a DHT_V e DHT_I ao atuar sob as amplitudes correspondentes de h_0 . A mitigação de harmônicas não é total devido ao *detuning* necessário para reduzir o impacto no sistema e também, a amplificação de harmônicas minoritárias. O F_{des+} é unitário após a implementação do filtro, porém, o FP_+ , devido à DHT_I restante, tem um valor menor. Nota-se que a diminuição da magnitude de corrente equivalente é causada pela redução da parcela reativa devido à correção de F_{des+} do filtro ressonante. O FD_I foi também reduzido devido a que a 5ª e 11ª ordens harmônicas correspondem à sequência negativa.

Avaliação posterior do sistema

Obtém-se os seguintes dados:

$$DHT_{VA} = 0,5897 \%$$

$$DHT_{VB} = 0,5897 \%$$

$$DHT_{VC} = 0,5897 \%$$

$$V_{Le} = 0,9815 \text{ p.u.}$$

$$I_{se} = 0,8262 \text{ p.u.}$$

$$FD_I = 5,2457 \%$$

$$FD_{I0} = 0,3950 \%$$

$$F_{des+} = 1,0000$$

$$FP_+ = 0,9992$$

Finalmente, apresenta-se na Tabela 11 as correntes do sistema resultante nas ordens harmônicas h .

Tabela 11 - Dados das correntes do sistema

h	I_{sA} (p.u.)	α_A (°)	I_{sB} (p.u.)	α_B (°)	I_{sC} (p.u.)	α_C (°)
1	0,8262	-0,6274	0,8262	-120,6274	0,8262	119,3726
2	0,0009	-56,5130	0,0009	63,4870	0,0009	-176,5130
3	0,0015	-108,2069	0,0015	-108,2069	0,0015	-108,2069
4	0,0021	118,4637	0,0021	-1,5363	0,0021	-121,5363
5	0,0373	133,0291	0,0373	-106,9709	0,0373	13,0291
6	0,0015	146,4022	0,0015	146,4022	0,0015	146,4022
7	0,0281	60,6637	0,0281	-59,3363	0,0281	-179,3363
8	0,0004	-37,1932	0,0004	82,8068	0,0004	-157,1932
9	0,0014	43,8188	0,0014	43,8188	0,0014	43,8188
10	0,0043	36,4920	0,0043	-83,5080	0,0043	156,4920
11	0,0181	-78,3132	0,0181	41,6868	0,0181	161,6868
12	0,0010	-62,9239	0,0010	-62,9239	0,0010	-62,9239
13	0,0131	-122,6455	0,0131	117,3545	0,0131	-2,6455
14	0,0022	-96,2784	0,0022	23,7216	0,0022	143,7216
15	0,0008	-162,7119	0,0008	-162,7119	0,0008	-162,7119
16	0,0011	-131,4767	0,0011	108,5233	0,0011	-11,4767
17	0,0112	129,7398	0,0112	-110,2602	0,0112	9,7398
18	0,0009	91,8520	0,0009	91,8520	0,0009	91,8520
19	0,0054	51,7845	0,0054	-68,2155	0,0054	171,7845
20	0,0010	-22,9776	0,0010	97,0224	0,0010	-142,9776
21	0,0010	-13,4928	0,0010	-13,4928	0,0010	-13,4928
22	0,0015	-64,0932	0,0015	175,9068	0,0015	55,9068
23	0,0057	-84,1152	0,0057	35,8848	0,0057	155,8848
24	0,0010	-118,7252	0,0010	-118,7252	0,0010	-118,7252
25	0,0044	-147,4789	0,0044	92,5211	0,0044	-27,4789
RMS (A)	5,5477		5,5477		5,5477	
DHT_r (%)	6,5509		6,5509		6,5509	

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

6.2 ESTUDO DE CASO 2

Dados do sistema

$$SCR = 30$$

$$X/R = 0,5$$

$$V_{Lnom} = 220 \text{ V}$$

$$f_s = 60 \text{ Hz}$$

Considera-se uma $DHI_V = 0,05\%$ nas ordens harmônicas maiores que a fundamental.

Dados da carga

$$h = 25$$

Apresenta-se na Tabela 12 os valores rms por unidade das correntes harmônicas da carga nas fases A, B e C, considerando $I_{base} = 6,7 \text{ A}$.

Avaliação preliminar do sistema

Obtém-se os seguintes dados:

$$DHT_{VA} = 2,8902 \%$$

$$DHT_{VB} = 2,8902 \%$$

$$DHT_{VC} = 2,8902 \%$$

$$V_{Le} = 0,9691 \text{ p.u.}$$

$$I_{Le} = 1,0000 \text{ p.u.}$$

$$FD_I = 9,5278 \%$$

$$FD_{I0} = 37,0317 \%$$

$$F_{des+} = 0,9972$$

$$FP_+ = 0,9944$$

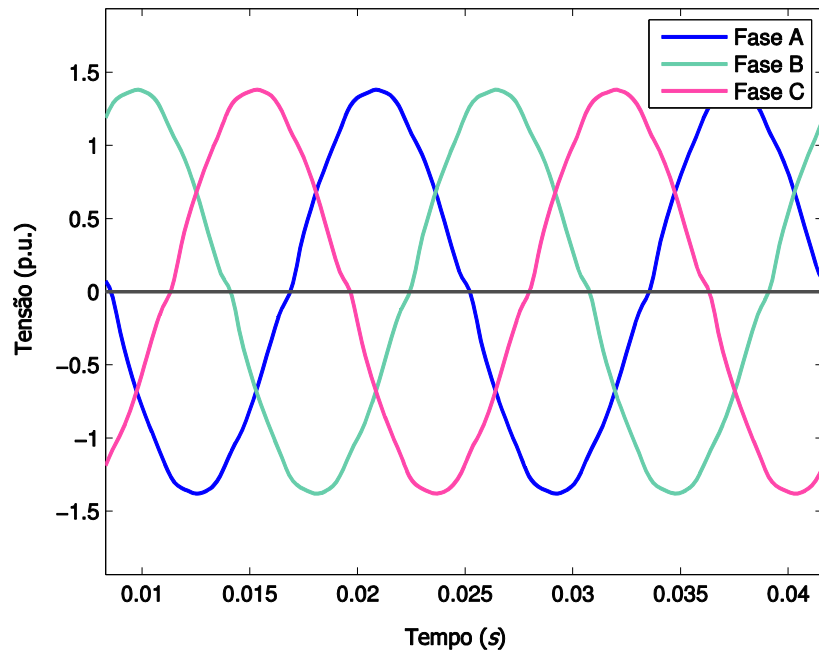
Tabela 12 - Dados das correntes da carga

h	J_A (p.u.)	α_A (°)	J_B (p.u.)	α_B (°)	J_C (p.u.)	α_C (°)
1	1	-5	1	-125	1	115
2	0,0014	-10	0,0014	-250	0,0014	230
3	0,35	-15	0,35	-15	0,35	345
4	0,0014	-20	0,0014	-140	0,0014	100
5	0,09	-25	0,09	-265	0,09	215
6	0,0014	-30	0,0014	-30	0,0014	330
7	0,07	-35	0,07	-155	0,07	85
8	0,0014	-40	0,0014	-280	0,0014	200
9	0,12	-45	0,12	-45	0,12	315
10	0,0014	-50	0,0014	-170	0,0014	70
11	0,03	-55	0,03	-295	0,03	185
12	0,0014	-60	0,0014	-60	0,0014	300
13	0,02	-65	0,02	-185	0,02	55
14	0,0014	-70	0,0014	-310	0,0014	170
15	0,03	-75	0,03	-75	0,03	285
16	0,0014	-80	0,0014	-200	0,0014	40
17	0,0091	-85	0,0091	-325	0,0091	155
18	0,0014	-90	0,0014	-90	0,0014	270
19	0,0082	-95	0,0082	-215	0,0082	25
20	0,0014	-100	0,0014	-340	0,0014	140
21	0,008	-105	0,008	-105	0,008	255
22	0,0014	-110	0,0014	-230	0,0014	10
23	0,006	-115	0,006	-355	0,006	125
24	0,0014	-120	0,0014	-120	0,0014	240
25	0,0014	-125	0,0014	-245	0,0014	355
RMS (A)	7,1924		7,1924		7,1924	
DHT_I (%)	39,0353		39,0353		39,0353	

Fonte: Dados do próprio autor.

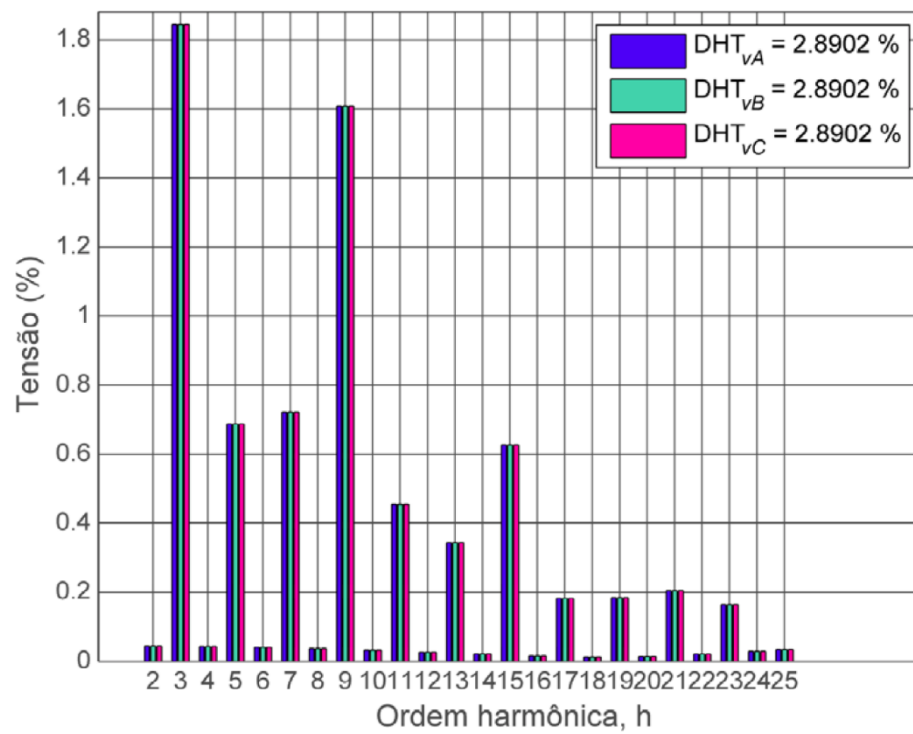
Adicionalmente, apresenta-se as formas de onda e os espectros harmônicos da tensão de carga e da corrente do sistema do estudo de caso 2 na Figura 50, Figura 51, Figura 52 e Figura 53.

Figura 50 – Formas de onda da tensão da carga V_L , Estudo de caso 2



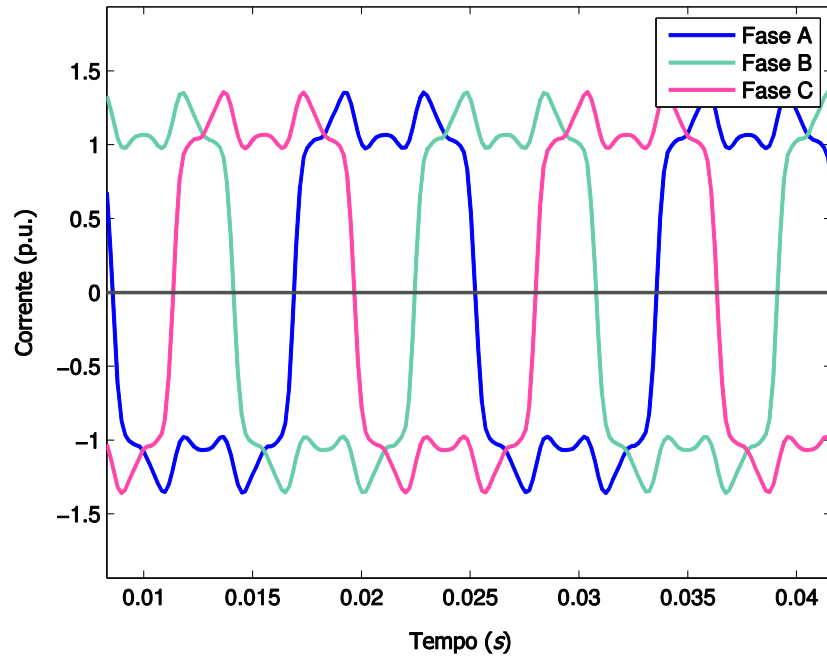
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 51 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L , Estudo de caso 2



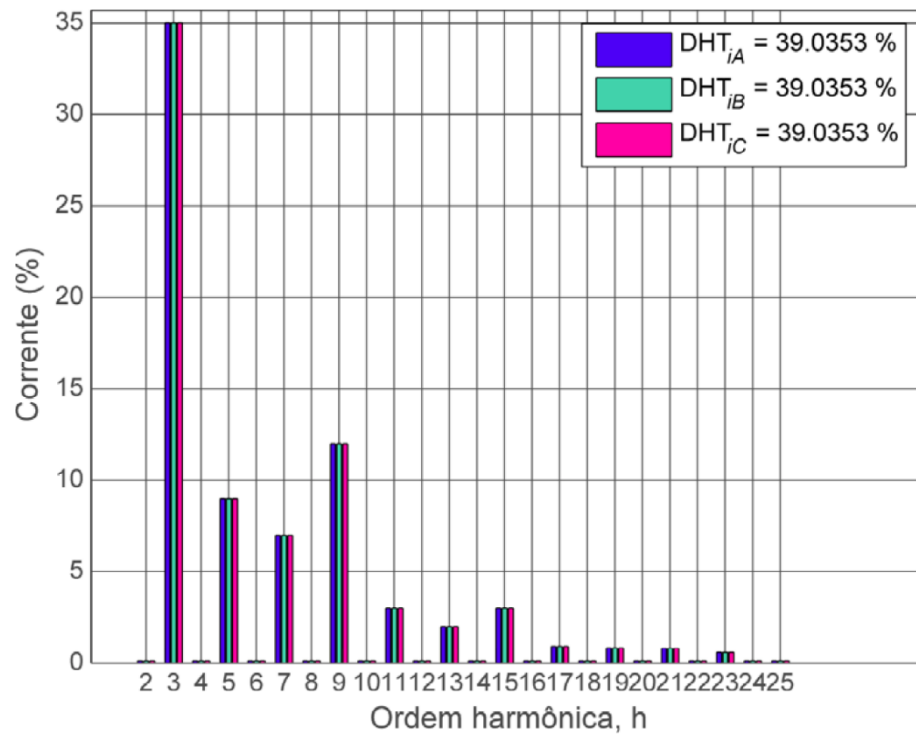
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 52 – Formas de onda da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 2



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 53 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 2



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

6.2.1 Cálculo de filtro eletromagnético

Neste caso, tem-se um F_{des+} quase unitário, um F_{Di} reduzido e um nível de tensão adequado no PAC. Não obstante, o F_{Di0} e as amplitudes das correntes harmônicas *triplens* são elevadas. O filtro ressonante não teria maior impacto ao ser implementado neste sistema. Portanto, obtém-se o arranjo ótimo do filtro eletromagnético com os parâmetros descritos na Tabela 13.

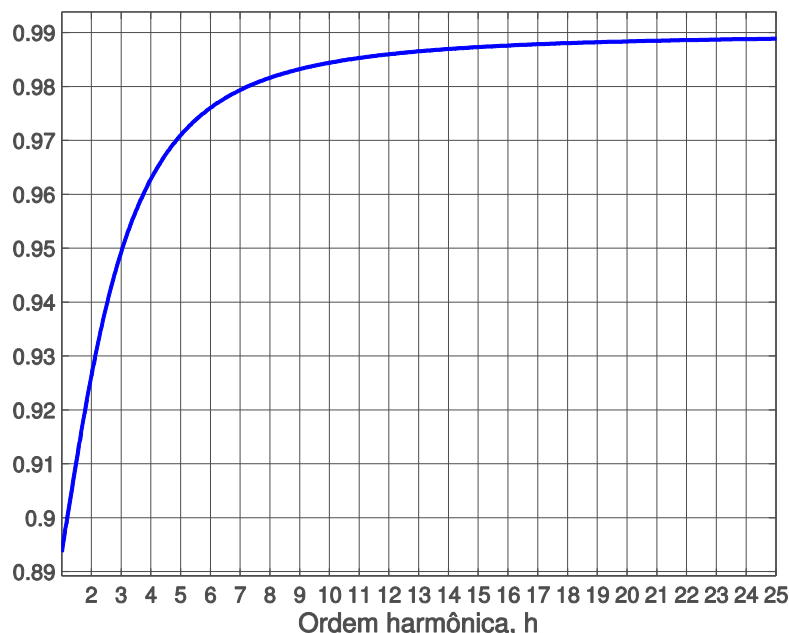
Tabela 13 - Dimensionamento do filtro eletromagnético, Estudo de caso 2

Parâmetros de construção	
L_f (H)	0,0696
R_f (Ω)	0,01
$T_0^{\%}$ (%)	98,9781
$B_{f0}^{\%}$ (%)	0,0219
k_f	0,99986

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Apresenta-se na Figura 54 a resposta em frequência da transmitância T^h resultante após a implementação do filtro eletromagnético.

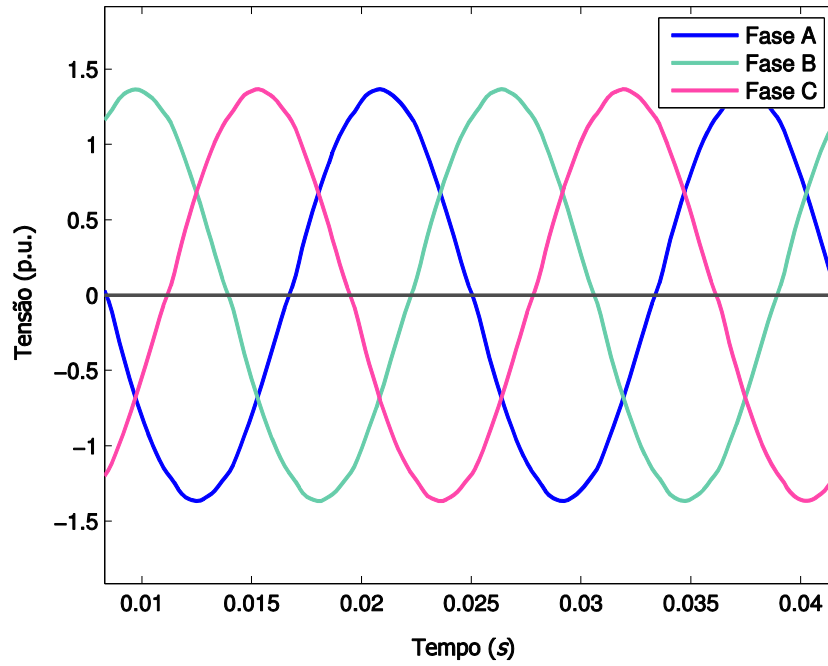
Figura 54 – Resposta em frequência de T^h , Estudo de caso 2



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

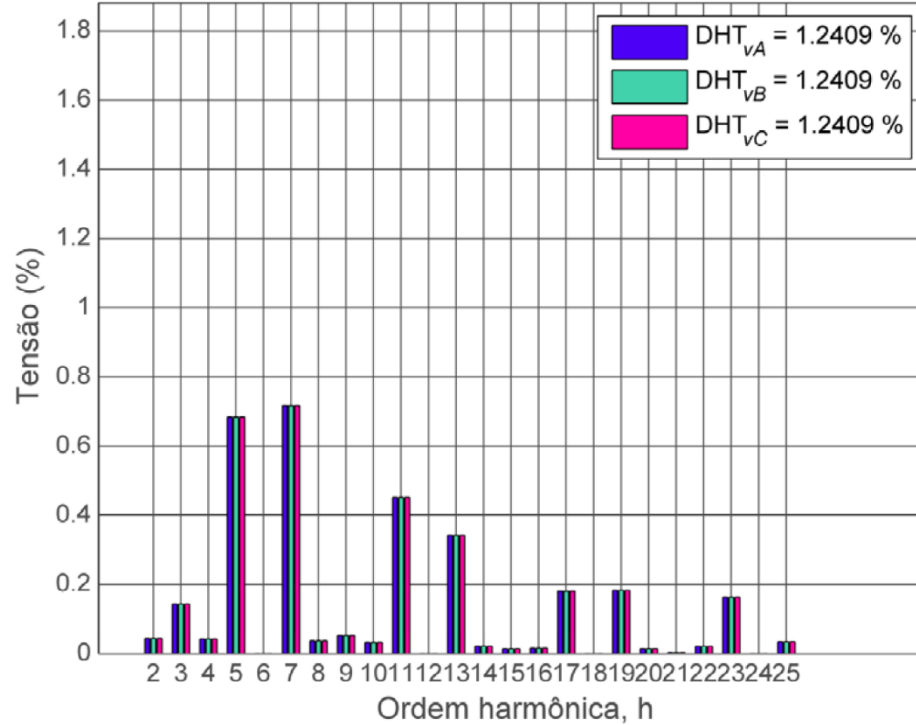
Logo, mostra-se na Figura 55, Figura 56, Figura 57 e Figura 58 as formas de onda e os espectros harmônicos da tensão de carga e da corrente do sistema obtidos após a implementação do filtro.

Figura 55 – Formas de onda da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 2



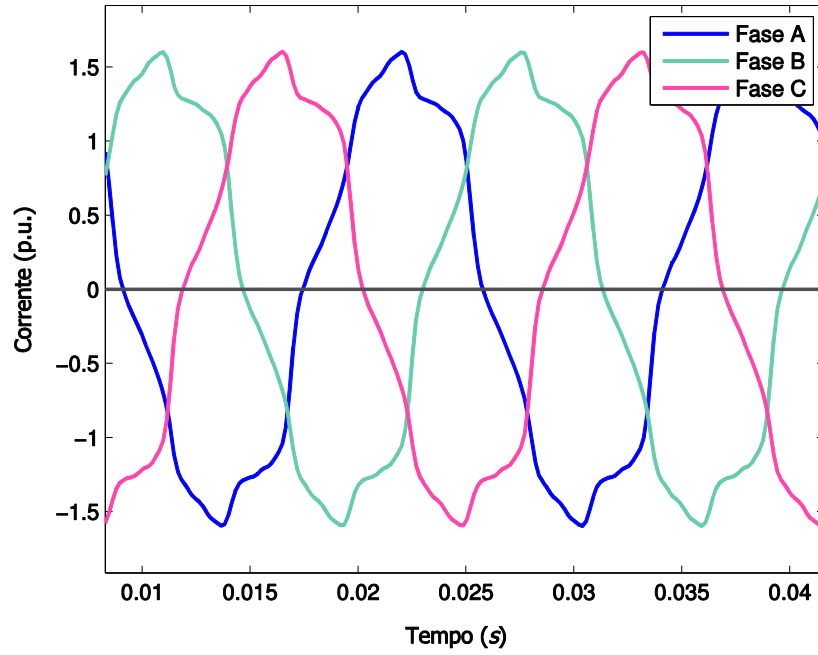
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 56 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 2



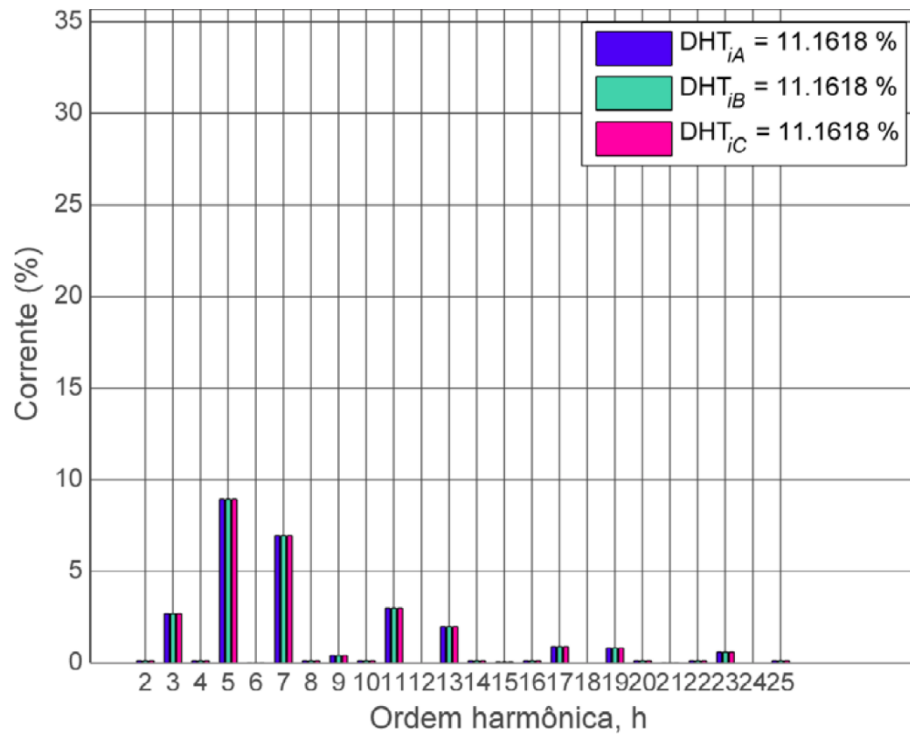
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 57 – Formas de onda da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 2



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 58 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 2



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Obtém-se uma redução considerável do DHT_I e DHT_V ao implementar o filtro eletromagnético no sistema. Porém, por causa das amplitudes das correntes de carga harmônicas de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordem, o nível de DHT_I tem ainda valores elevados.

O F_{des+} , o $FP+$ e o V_{Le} foram prejudicados ao implementar o filtro eletromagnético. Também a I_{se} teve um leve aumento devido à sua característica indutiva.

O FD_I se manteve devido a que o filtro eletromagnético atua idealmente só na sequência zero.

Logo, a redução da corrente do sistema rms de sequência zero desejada na construção do filtro é $T_0^{\%} = 98,9781 \%$, porém, a redução real obtida é $93,3625 \%$ devido à consideração do efeito resistivo no dimensionamento do filtro.

Avaliação posterior do sistema

Obtém-se os seguintes dados:

$$DHT_{VA} = 1,2409 \%$$

$$DHT_{VB} = 1,2409 \%$$

$$DHT_{VC} = 1,2409 \%$$

$$V_{Le} = 0,9633 \text{ p.u.}$$

$$I_{se} = 1,1000 \text{ p.u.}$$

$$FD_I = 8,6174 \%$$

$$FD_{I0} = 2,4550 \%$$

$$F_{des+} = 0,9063$$

$$FP+ = 0,9042$$

Finalmente, apresenta-se na Tabela 14 a corrente do sistema resultante nas ordens harmônicas h .

Tabela 14 - Dados das correntes do sistema

h	I_{sA} (p.u.)	α_A (°)	I_{sB} (p.u.)	α_B (°)	I_{sC} (p.u.)	α_C (°)
1	1,1000	-25,0593	1,1000	-145,0593	1,1000	94,9407
2	0,0014	-13,5734	0,0014	106,4266	0,0014	-133,5734
3	0,0268	-61,8219	0,0268	-61,8219	0,0268	-61,8219
4	0,0014	-21,6998	0,0014	-141,6998	0,0014	98,3002
5	0,0895	-24,8892	0,0895	95,1108	0,0895	-144,8892
6	0,0001	-87,2127	0,0001	-87,2127	0,0001	-87,2127
7	0,0696	-34,9235	0,0696	-154,9235	0,0696	85,0765
8	0,0014	-40,6782	0,0014	79,3218	0,0014	-160,6782
9	0,0039	-103,0425	0,0039	-103,0425	0,0039	-103,0425
10	0,0014	-50,4448	0,0014	-170,4448	0,0014	69,5552
11	0,0298	-54,9589	0,0298	65,0411	0,0298	-174,9589
12	0,0000	-116,0985	0,0000	-116,0985	0,0000	-116,0985
13	0,0199	-64,9670	0,0199	175,0330	0,0199	55,0330
14	0,0014	-70,1470	0,0014	49,8530	0,0014	169,8530
15	0,0006	-128,2192	0,0006	-128,2192	0,0006	-128,2192
16	0,0014	-80,0448	0,0014	159,9552	0,0014	39,9552
17	0,0091	-84,9671	0,0091	35,0329	0,0091	155,0329
18	0,0000	-140,0764	0,0000	-140,0764	0,0000	-140,0764
19	0,0082	-94,9586	0,0082	145,0414	0,0082	25,0414
20	0,0014	-99,8972	0,0014	20,1028	0,0014	140,1028
21	0,0001	-151,9572	0,0001	-151,9572	0,0001	-151,9572
22	0,0014	-109,8453	0,0014	130,1547	0,0014	10,1547
23	0,0060	-114,9365	0,0060	5,0635	0,0060	125,0635
24	0,0000	-163,9902	0,0000	-163,9902	0,0000	-163,9902
25	0,0014	-124,7896	0,0014	115,2104	0,0014	-4,7896
RMS (A)	7,4158		7,4158		7,4158	
DHT_I (%)	11,1618		11,1618		11,1618	

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

6.3 ESTUDO DE CASO 3

Dados do sistema

$$SCR = 20$$

$$X/R = 0,5$$

$$V_{Lnom} = 220 \text{ V}$$

$$f_s = 60 \text{ Hz}$$

Considera-se uma $DHI_V = 0,05\%$ nas ordens harmônicas maiores que a fundamental.

Dados da carga

$$h = 25$$

Apresenta-se na Tabela 15 os valores rms por unidade das correntes harmônicas da carga nas fases A, B e C, considerando $I_{base} = 6,7 \text{ A}$.

Avaliação preliminar do sistema

Obtém-se os seguintes dados:

$$DHT_{VA} = 6,1852 \%$$

$$DHT_{VB} = 5,8615 \%$$

$$DHT_{VC} = 6,5001 \%$$

$$V_{Le} = 0,9502 \text{ p.u.}$$

$$I_{Le} = 1,0018 \text{ p.u.}$$

$$FD_I = 22,4130 \%$$

$$FD_{I0} = 32,3691 \%$$

$$F_{des+} = 0,8629$$

$$FP_+ = 0,8479$$

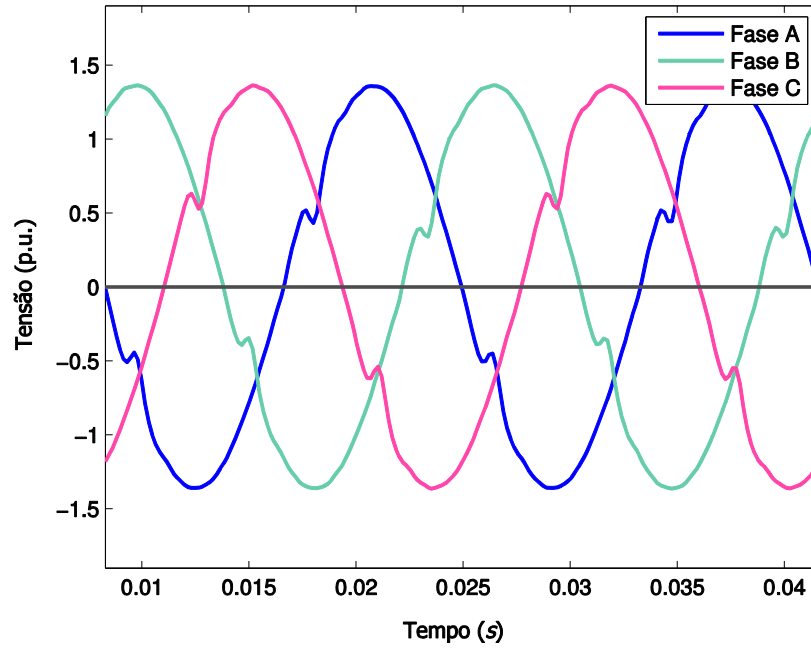
Tabela 15 - Dados das correntes da carga

h	J_A (p.u.)	α_A (°)	J_B (p.u.)	α_B (°)	J_C (p.u.)	α_C (°)
1	1	-30	0,95	-145	1,05	85
2	0,0014	-60	0,00133	-290	0,00147	170
3	0,3	-90	0,285	-75	0,315	255
4	0,0014	-120	0,00133	-220	0,00147	340
5	0,2	-150	0,19	-5	0,21	65
6	0,0014	-180	0,00133	-150	0,00147	150
7	0,16	-210	0,152	-295	0,168	235
8	0,0014	-240	0,00133	-80	0,00147	320
9	0,12	-270	0,114	-225	0,126	45
10	0,0014	-300	0,00133	-10	0,00147	130
11	0,09	-330	0,0855	-155	0,0945	215
12	0,0014	0	0,00133	-300	0,00147	300
13	0,055	-30	0,05225	-85	0,05775	25
14	0,0014	-60	0,00133	-230	0,00147	110
15	0,03	-90	0,0285	-15	0,0315	195
16	0,0014	-120	0,00133	-160	0,00147	280
17	0,019	-150	0,01805	-305	0,01995	5
18	0,0014	-180	0,00133	-90	0,00147	90
19	0,0091	-210	0,008645	-235	0,009555	175
20	0,0014	-240	0,00133	-20	0,00147	260
21	0,008	-270	0,0076	-165	0,0084	345
22	0,0014	-300	0,00133	-310	0,00147	70
23	0,0074	-330	0,00703	-95	0,00777	155
24	0,0014	0	0,00133	-240	0,00147	240
25	0,006	-30	0,0057	-25	0,0063	325
RMS (A)	7,2862		6,9218		7,6507	
DHT_I (%)	42,7372		42,7372		42,7372	

Fonte: Dados do próprio autor.

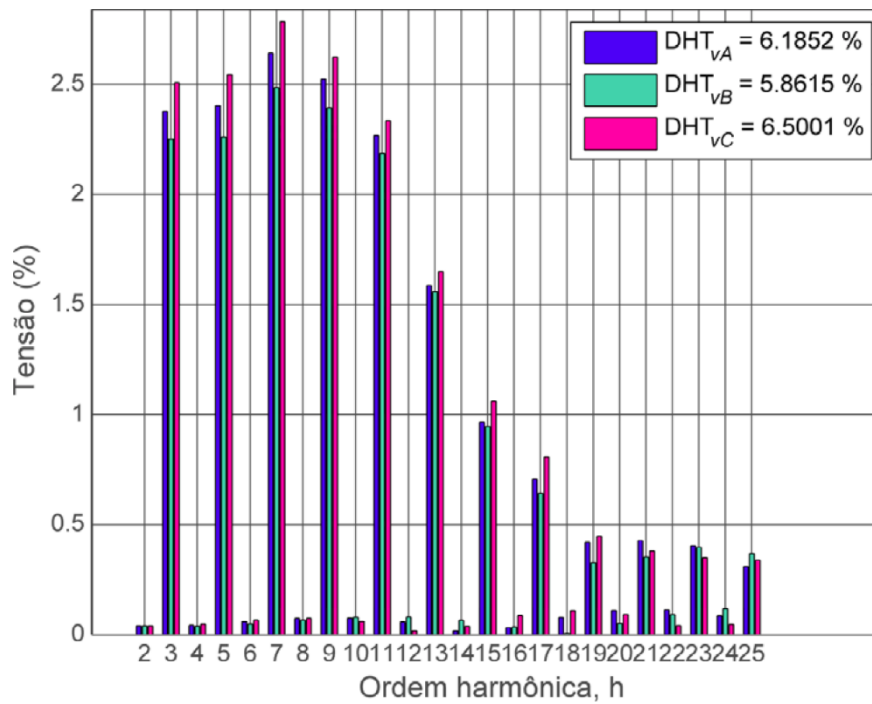
Adicionalmente, apresenta-se as formas de onda e os espectros harmônicos da tensão de carga e da corrente do sistema do estudo de caso 3 na Figura 59, Figura 60, Figura 61 e Figura 62.

Figura 59 – Formas de onda da tensão da carga V_L , Estudo de caso 3



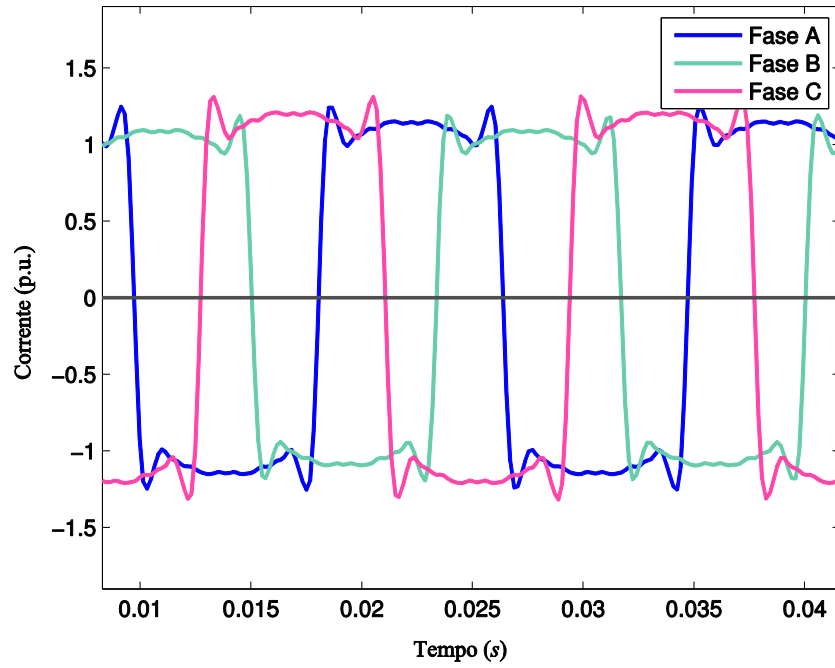
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 60 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L , Estudo de caso 3



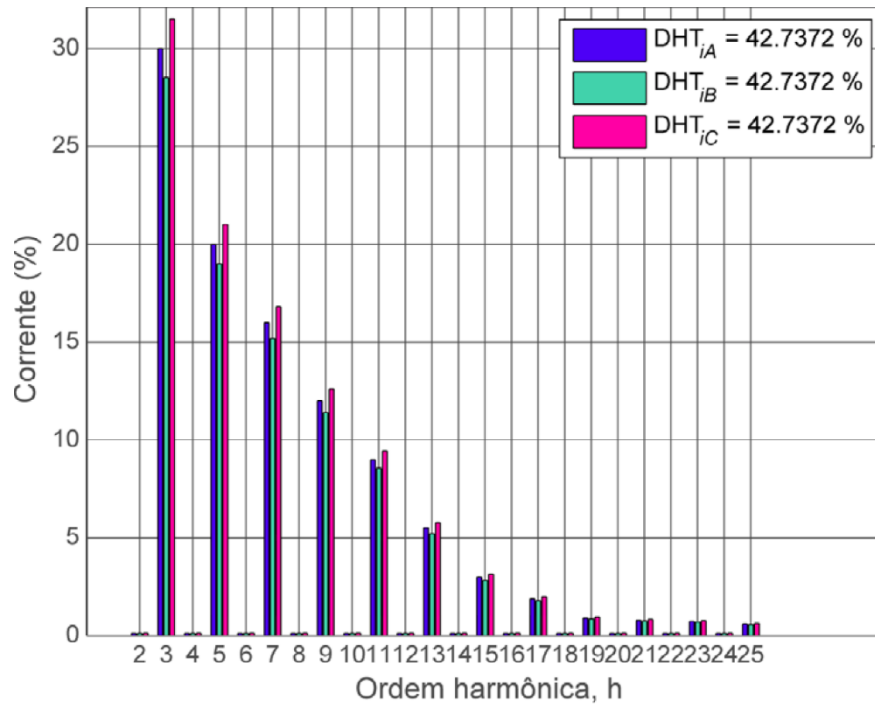
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 61 – Formas de onda da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 3



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 62 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s , Estudo de caso 3



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

6.3.1 Cálculo individual dos filtros passivos

Apresenta-se na Tabela 16 os dados obtidos implementando os filtros passivos individualmente neste estudo de caso.

Tabela 16 - Comparação da implementação individual dos filtros passivos

Parâmetro avaliado	Sem filtragem de harmônicas	Com Filtro Ressonante	Com Filtro Eletromagnético
FD_I (%)	22,4130	23,2784	20,2688
FD_{I0} (%)	32,3691	34,2089	1,8003
F_{des+}	0,8629	0,9926	0,7777
FP_+	0,8479	0,9857	0,7663
V_{Le} (p.u.)	0,9502	0,9585	0,9461
DHT_{VA} (%)	6,1852	4,5921	4,9270
DHT_{VB} (%)	5,8615	4,3558	4,6766
DHT_{VC} (%)	6,5001	4,8307	4,9643
I_{Le} (p.u.)	1,0018	0,8879	1,1018
DHT_{IA} (%)	42,7372	41,8948	27,2582
DHT_{IB} (%)	42,7372	40,3156	24,3775
DHT_{IC} (%)	42,7372	43,3974	24,7918

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Observa-se que o desbalanceamento das correntes harmônicas da carga no PAC tem um prejuízo grave na eficiência dos filtros passivos.

Inicialmente, o filtro ressonante, nestas condições, não consegue uma melhora significativa nos níveis de DHT_I e DHT_V . O F_{des+} , como é esperado, aumenta, porém não é unitário. Os valores de FD_I e FD_{I0} são aumentados.

No caso do filtro eletromagnético, a corrente de sequência zero é compensada. Não obstante, a redução das amplitudes das correntes harmônicas triplens é prejudicada devido ao desequilíbrio nas fases. O filtro eletromagnético, a diferença do filtro ressonante, reduz um nível significativo de DHT_I , porém, o F_{des+} e FP_+ vê-se afetado.

6.3.2 Cálculo do sistema híbrido

Utiliza-se o algoritmo proposto para calcular um arranjo passivo ótimo para este estudo de caso. Devido ao nível elevado de FD_{I0} , apresenta-se na Tabela 17 os dados construtivos do filtro eletromagnético.

Tabela 17 - Dimensionamento do filtro eletromagnético, Estudo de caso 3

Parâmetros de construção	
L_f (H)	0,1431
R_f (Ω)	0,01
$T_0^{\%}$ (%)	95,4692
$B_{f0}^{\%}$ (%)	3,5308
k_f	0,9995

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Logo, calcula-se um filtro ressonante composto, sintonizado apenas na 5ª e 7ª ordem harmônica, priorizando as correntes harmônicas com amplitude maior. Foram substituídos dois braços do filtro ressonante composto, sintonizados na 3ª e 9ª ordem harmônica, pelo filtro eletromagnético. Apresenta-se na Tabela 18 os dados do arranjo correspondente.

Tabela 18 - Dados de dimensionamento do filtro ressonante, Estudo de caso 3

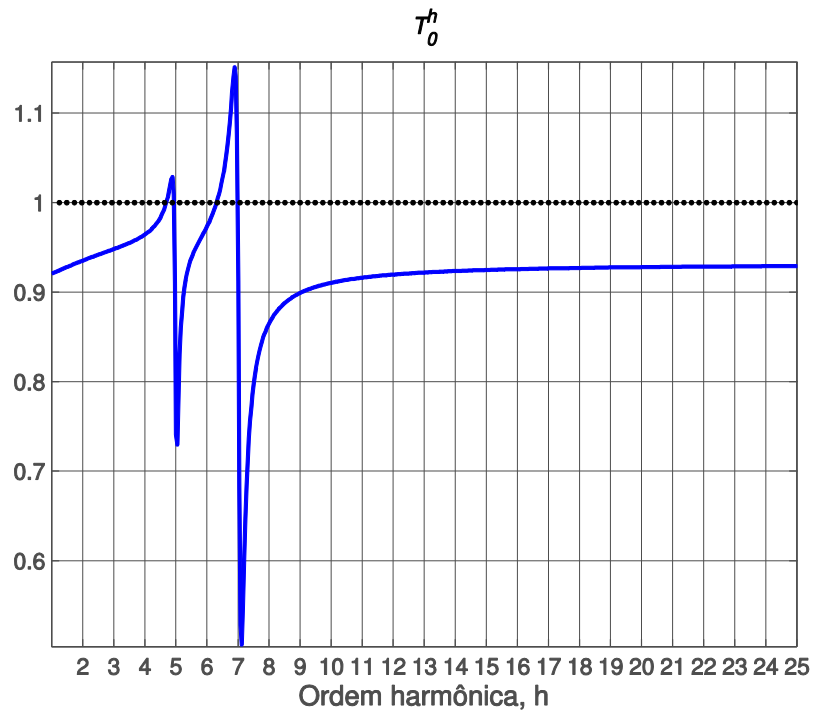
Parâmetros do filtro	Braço	
	1	2
Parâmetros de construção		
C_{fr} (μ F)	14,4068	21,0328
L_{fr} (mH)	19,5368	6,6810
R_{fr} (Ω)	0,7365	0,3565
h_0	4,9999	7,0762
Correção de F_{des} (%)	41,8416	61,0854
Limites operacionais na Fase A		
V_C / V_{Lnom}	1,0169	0,9828
V_{pC} / V_{Lnom}	1,1908	1,0627
I_C / I_{Cref}	1,2744	1,0270
Q_C / Q_{Cref}	1,3500	1,0298
Limites operacionais na Fase B		
V_C / V_{Lnom}	1,0068	0,9805
V_{pC} / V_{Lnom}	1,1438	1,0704
I_C / I_{Cref}	1,1220	1,0297
Q_C / Q_{Cref}	1,1767	1,0302
Limites operacionais na Fase C		
V_C / V_{Lnom}	1,0074	0,9805
V_{pC} / V_{Lnom}	1,1673	1,1057
I_C / I_{Cref}	1,1785	1,1265
Q_C / Q_{Cref}	1,2366	1,1270

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A implementação do filtro eletromagnético e, conseqüentemente, a redução do FD_{10} no sistema, acrescenta flexibilidade na operação do filtro ressonante. Portanto, pode-se observar que nesta condição os capacitores do filtro operam fora dos seus limites operacionais. O grau necessário do *detuning* para encontrar a configuração do filtro ótima é também diminuído.

A resposta em frequência da transmitância T_{fr0}^h do filtro eletromagnético após a implementação do sistema de filtragem é ilustrada na Figura 63.

Figura 63 – Resposta em frequência de T_{fr0}^h , Estudo de caso 3

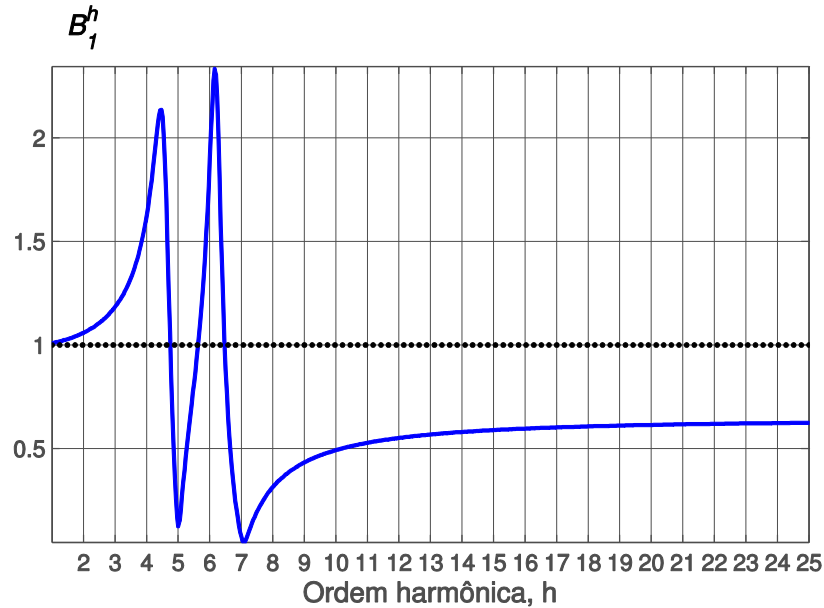


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Observa-se que existe uma ressonância paralela entre o filtro ressonante e o eletromagnético, que favorece a redução da corrente de sequência zero do filtro eletromagnético nas frequências menores. Também, nota-se que nas frequências de sintonia do filtro ressonante, bem como na sequência zero, o filtro ressonante tem uma impedância baixa comparada com o sistema e reduz uma percentagem considerável da corrente de sequência zero.

Mostra-se na Figura 64 a resposta em frequência da transmitância B_1^h após a implementação do sistema de filtragem.

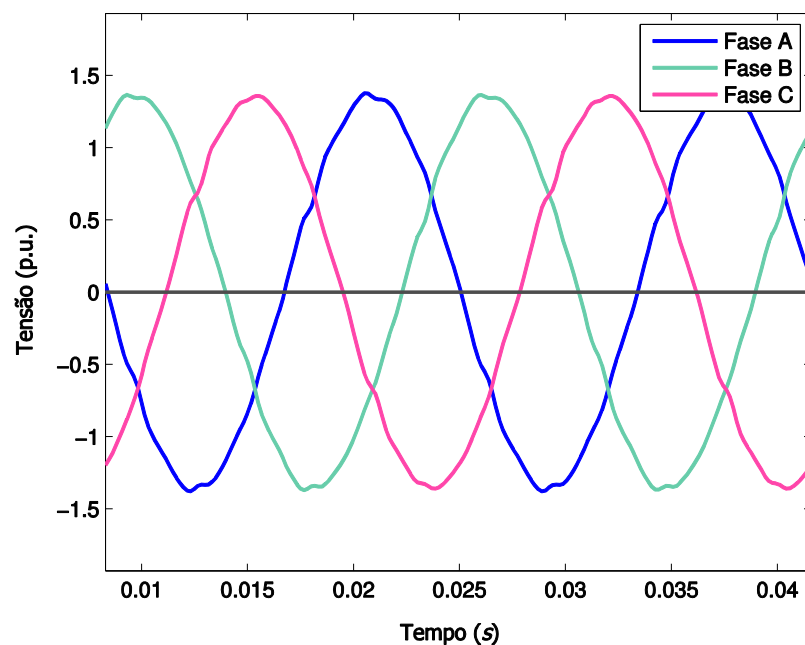
Figura 64 – Resposta em frequência de B_1^h , Estudo de caso 3



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

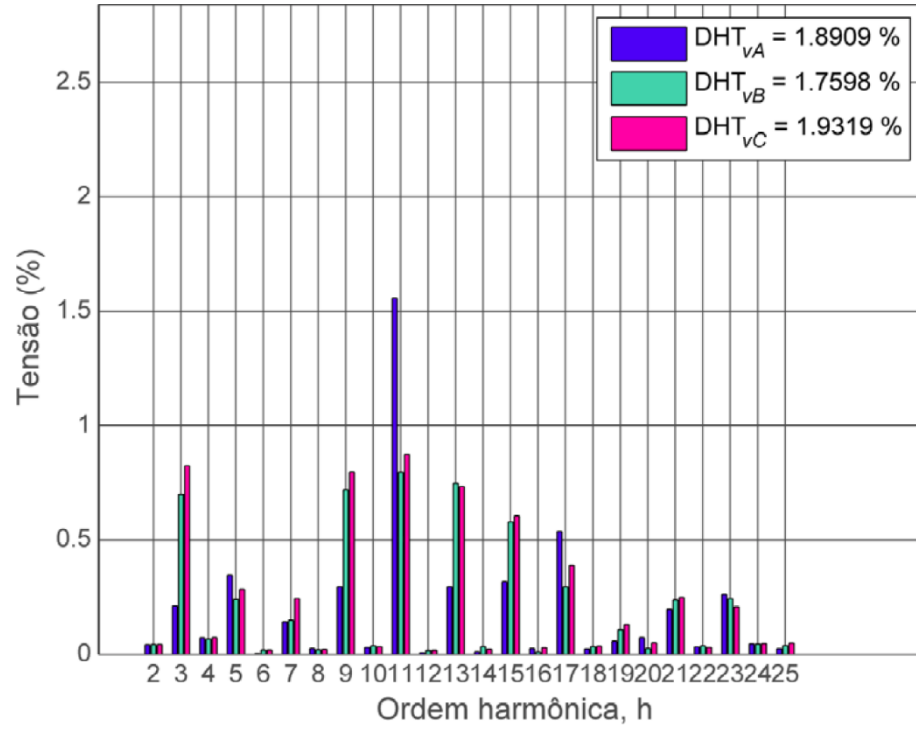
Observa-se que nas frequências superiores às frequências de sintonia do filtro ressonante composto, o amortecimento do sistema de filtragem é maior devido à resistência e indutância do filtro eletromagnético, provocando uma maior redução das amplitudes nestas frequências elevadas. Logo, apresentam-se as formas de onda e os espectros harmônicos da tensão de carga e da corrente do sistema obtidos após a implementação do filtro nas Figura 65, Figura 66, Figura 67 e Figura 68.

Figura 65 – Formas de onda da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 3



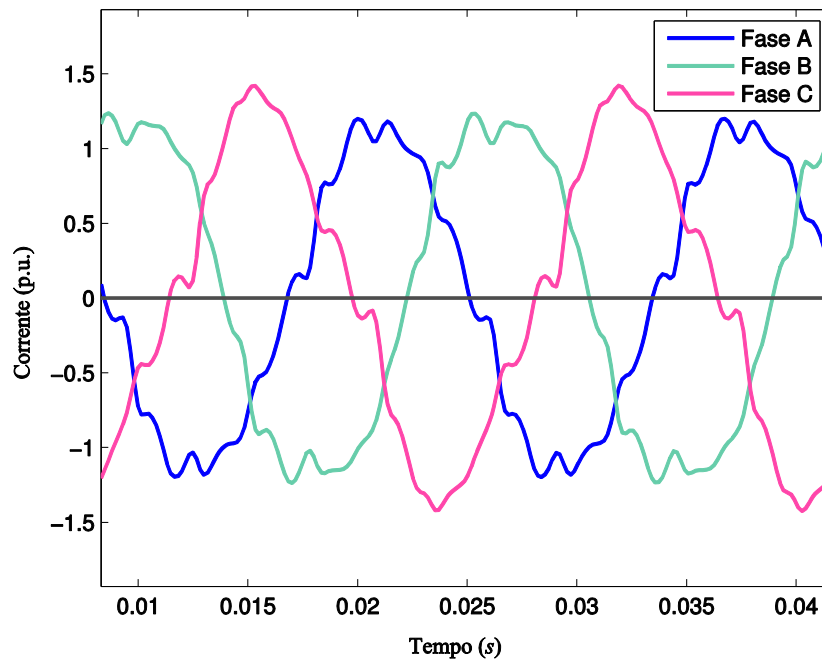
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 66 – Espectro harmônico da tensão da carga V_L após otimização, Estudo de caso 3



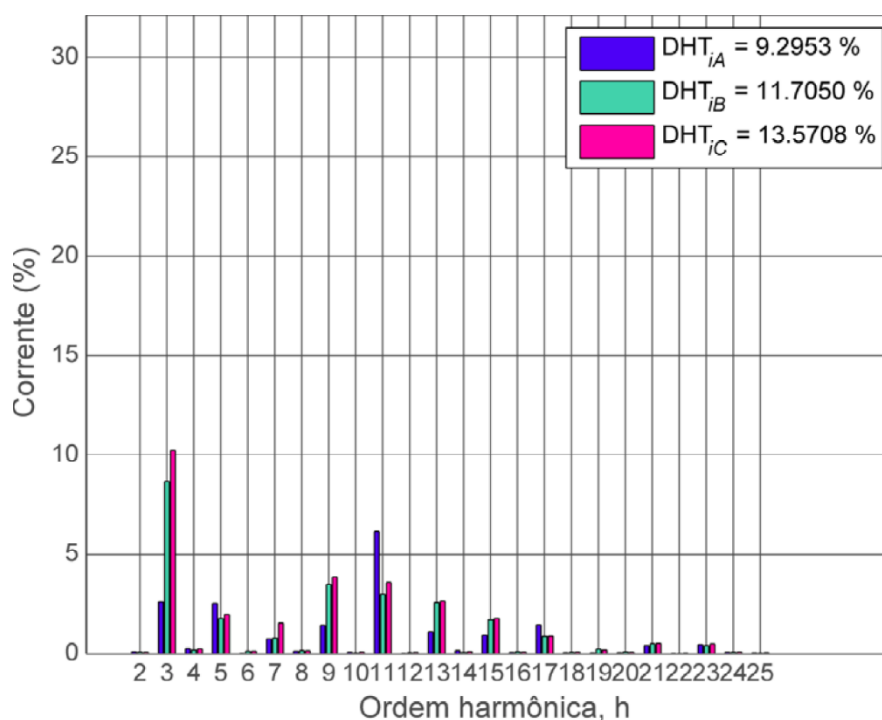
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 67 – Formas de onda da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 3



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 68 – Espectro harmônico da corrente do sistema I_s após otimização, Estudo de caso 3



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Observa-se que a DHT_I e a DHT_V têm uma redução significativa. O nível de tensão não foi afetado e I_{se} diminuiu devido à compensação de reativo do filtro ressonantes composto.

O FD_I tem um valor menor devido à sintonia do filtro ressonante na 5ª ordem harmônica.

O filtro eletromagnético reduz efetivamente o nível do FD_{I0} .

Avaliação posterior do sistema

Obtém-se os seguintes dados:

$$DHT_{VA} = 1,8909 \%$$

$$DHT_{VB} = 1,7598 \%$$

$$DHT_{VC} = 1,9319 \%$$

$$V_{Le} = 0,9595 \text{ p.u.}$$

$$I_{se} = 0,8768 \text{ p.u.}$$

$$FD_I = 10,9390 \%$$

$$FD_{I0} = 2,2869 \%$$

$$F_{des+} = 0,9978$$

$$FP_+ = 0,9948$$

Finalmente, apresenta-se na Tabela 19 a corrente do sistema resultante nas ordens harmônicas h .

Tabela 19 - Dados das correntes do sistema

h	I_{sA} (p.u.)	α_A (°)	I_{sB} (p.u.)	α_B (°)	I_{sC} (p.u.)	α_C (°)
1	0,8231	-4,9665	0,9006	-121,2499	0,9040	111,9847
2	0,0011	-42,7085	0,0009	87,7963	0,0009	-171,7944
3	0,0261	-99,3962	0,0867	-5,5906	0,1023	-169,9135
4	0,0026	86,1646	0,0019	-30,4526	0,0025	-138,4512
5	0,0254	148,0782	0,0178	-65,0705	0,0197	8,9017
6	0,0003	158,9784	0,0013	-115,4051	0,0013	59,9672
7	0,0075	27,9303	0,0080	-93,2308	0,0155	120,5654
8	0,0014	-89,2678	0,0017	31,9278	0,0015	163,2102
9	0,0144	95,5070	0,0349	-169,6428	0,0387	7,3606
10	0,0009	-70,2050	0,0005	173,1794	0,0009	72,5427
11	0,0615	33,9727	0,0300	-154,0781	0,0359	-140,7040
12	0,0003	6,0767	0,0007	103,2181	0,0007	-91,8110
13	0,0112	-35,6466	0,0258	-126,1735	0,0264	66,5252
14	0,0017	-68,1751	0,0007	77,7778	0,0012	132,4882
15	0,0094	-84,6257	0,0171	16,1566	0,0179	171,6545
16	0,0007	-95,9923	0,0011	150,6180	0,0009	2,5906
17	0,0146	-146,2082	0,0089	64,6143	0,0090	2,2497
18	0,0006	-175,4202	0,0009	-70,1370	0,0009	75,4729
19	0,0006	-179,2402	0,0024	72,0471	0,0020	-124,6465
20	0,0007	139,4191	0,0011	5,6824	0,0008	-135,0462
21	0,0042	93,8512	0,0051	-155,3866	0,0053	-21,2077
22	0,0003	-79,9377	0,0002	148,8983	0,0004	56,0175
23	0,0046	26,3913	0,0042	-85,8341	0,0050	155,1803
24	0,0009	3,2048	0,0008	120,8903	0,0009	-119,0901
25	0,0005	-62,9915	0,0004	103,4538	0,0006	-34,8190
RMS (A)	5,5389		6,0755		6,1126	
DHT_I (%)	9,2953		11,7050		13,5708	

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

7 CONCLUSÕES

O modelo proposto para o dimensionamento dos filtros de harmônicas passivos foi utilizado para avaliar três casos de estudo com diferentes características.

No primeiro caso, devido ao baixo nível do F_{des+} foi implementado um arranjo de filtro ressonante sintonizado na 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens harmônicas. Resultados foram obtidos ressaltando a importância da restrição dos limites operacionais dos capacitores em derivação na otimização do dimensionamento do filtro ressonante. Sem esta restrição, o modelo sempre encontrará uma configuração ótima para o filtro. Não obstante, esta configuração operará com valores das tensões e/ou correntes no capacitor fora da norma.

Logo, um sistema com um nível elevado do FD_{I0} foi avaliado. De acordo com as características do problema, foram calculados os parâmetros do filtro eletromagnético. A restrição de construção no filtro eletromagnético para limitar o tamanho da indutância e reduzir os custos de construção foi proposta.

Através da análise do m_{fr0} e do $B_{f0}^{\%}$ foi definido o critério de dimensionamento para o bloqueador eletromagnético. Com o parâmetro m_{fr0} , o qual é determinado mediante um método de análise numérico, foi calculada a resistência do bloqueador que compensa o detrimento da eficiência nas ordens harmônicas menores provocado pela resistência do filtro. E com $B_{f0}^{\%}$ foram determinadas as reatâncias sequenciais do bloqueador.

Depois, no terceiro caso um sistema com baixo nível de F_{des+} e elevados valores do FD_I e FD_{I0} foi descrito. Ao ocorrer um desequilíbrio não só provocado pela DHT_I , quanto maior for esse desequilíbrio maior será a perda da relação de sequência – frequência ilustrada na Tabela 6, resultando em um agravamento na eficiência dos filtros passivos. Por um lado, o filtro ressonante, para não sobre compensar o F_{des+} do sistema, é subdimensionado e, conseqüentemente, seu impacto sobre o sistema é reduzido. Com relação ao filtro eletromagnético, ao ocorrer um desequilíbrio elevado, a corrente de sequência zero absorvida pelo filtro diminui e o impacto nas sequências positiva e negativa aumenta.

Finalmente, os efeitos do desequilíbrio sobre os filtros foram compensados ao implementar ambas topologias ao mesmo tempo. Os resultados obtidos pelo sistema de filtragem híbrido resultante mostraram uma melhoria significativa em todos os aspectos avaliados no sistema. Além disso, a eficiência dos filtros, individualmente, teve um aumento considerável. A redução da corrente de sequência zero no filtro eletromagnético melhorou devido à presença do filtro ressonante. Após a consideração do filtro eletromagnético, o arranjo do filtro ressonante, o qual tinha quatro braços, foi reduzido em uma configuração de

apenas duas sintonias devido a que o filtro eletromagnético substitui os braços antes sintonizados na 3ª e 9ª ordens harmônicas. Ademais, os capacitores do filtro ressonante mostraram uma operação mais descontraída, distante dos limites estabelecidos pela norma. Também, na sequência positiva se observou um amortecimento maior nas frequências maiores às frequências de sintonia do filtro ressonante, resultando em uma diminuição maior das amplitudes harmônicas nas ordens harmônicas correspondentes.

7.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Propõem-se, a seguir, algumas ideias para a continuidade do trabalho:

- Formulação discreta dos modelos matemáticos definidos no trabalho para considerar os componentes disponíveis no mercado e obter configurações facilmente implementáveis. Logo, a implementação experimental do sistema de filtragem híbrido proposto no trabalho para avaliar e comparar os resultados experimentais com os obtidos na simulação;
- Utilização de meta-heurísticas na otimização do dimensionamento dos filtros passivos;
- Alocação otimizada do filtro passivo híbrido proposto em um SDEE teste e posteriormente a análise do impacto da implementação sob pontos remotos do sistema;
- Análise de custos de construção dos filtros passivos obtidos pelo modelo. Logo, a comparação de custos e eficiências com arranjos de filtros ativos e sistemas de filtragem híbridos que abrangem filtros ativos.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H. Active Harmonic Filters. **Proceedings of the IEEE**, Amsterdam, v. 93, n. 12, p. 2128-2141, dez. 2005.
- ARRILLAGA, J.; EGUÍLUZ, L. I. **Armónicos en sistemas de potencia**. [S.1.]: Electra de Viesgo, 1994. 373 p.
- ALEEM, S. H. E. A; ELMATHANA, M. T.; ZOBAA, A. F. Different Design Approaches of Shunt Passive Harmonic Filters Based on IEEE Std. 519-1992 and IEEE Std. 18-2002. **Recent Patents on Electrical & Electronic Engineering**, Bussum, v. 6, n. 1, p. 68-75, 2013.
- APOLÔNIO, R.; OLIVEIRA, J. C.; VASCONCELLOS, A. B. Three-phase electromagnetic filter for zero sequence harmonics. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONIC AND QUALITY OF POWER, 11., 2004, New York. **Proceedings...** Amsterdam: IEEE, 2004. p. 613-618.
- BALCI, M. E.; ALEEM, S. H. E. A; ZOBAA, A. F.; SAKAR, S. An algorithm for optimal sizing of the capacitor banks under nonsinusoidal and unbalanced conditions. **Recent Advances in Electrical & Electronic Engineering**, Bussum, v. 7, n. 2, p. 116-122, 2014.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência**. 5. ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2005. 328 p.
- BELCHIOR, F. N. **Uma nova abordagem à filtragem de harmônicos através de dispositivos eletromagnéticos**. 2006. 176 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2006.
- BLACKBURN, J. L. **Symmetrical components for power systems engineering**. [S.1.]: CRC, 1993. 448 p.
- BUZO, R. F. **Dispositivos eletromagnéticos para confinamento de sequência zero: dimensionamento e projeto**. 2016. 130 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2016.
- CZARNECKI, L. S.; GINN, H. L. Effectiveness of resonant harmonic filters and its improvement. In: POWER ENGINEERING SOCIETY SUMMER MEETING, 2000, Seattle. **Proceedings...** Amsterdam: IEEE, 2000. v. 2, p. 613-618.
- EL-AMIN, I. M.; DUFFUAA, S. O.; BAWAH, A. U. Optimal shunt compensators at nonsinusoidal busbars. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 10, n. 2, p. 716-723, maio 1995.
- FERNANDEZ, F. M.; NAIR, P. S. C. Influence of power factor compensating capacitors on estimation of harmonic distortion. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL POWER QUALITY AND UTILISATION, 9., 2007, Barcelona. **Proceedings...** Amsterdam: IEEE, 2007. p. 1-7.

FREITAS S. C. L.; OLIVEIRA, L. C. O.; SOUZA, J. B.; OLIVEIRA R. N. Experimental analysis and adherence test of the electromagnetic zero-sequence blocking model. In: TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXPOSITION: LATIN AMERICA (T&D-LA), 2010, Sao Paulo. **Proceedings...** nov. 2010. p. 589-593.

FREITAS, S. C. L. **Supressor eletromagnético de componentes harmônicas de sequência zero**. 2011. 135 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2011.

FUCHS, E. F.; MASOUM, M. A. S. The Roles of Filters in Power Systems. In: **Power Quality in Power Systems and Electrical Machines**. Burlington: Academic, 2008. p. 359-395.

GINN, H. L.; CZARNECKI, L. S. An optimization based method for selection of resonant harmonic filter branch parameters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 21, n. 3, p. 1445-1451, jul. 2006.

HALPIN, S. M.; CARD, A. Power quality. In: RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. 3. Boston: Butterworth-Heinemann, 2011. p. 1179-1192.

IEEE Standard American National Standard Canadian Standard. **Graphic symbols for electrical and electronics diagrams**: including reference designation letters. New York, 1993. 244 p. (IEEE Std 315-1975)

IEEE Standard for Shunt Power Capacitors. **IEEE Power and Energy Society**. New York, 2012. (IEEE Std 18-2012) 2013. 39 p.

IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE Std 519-2014**: revision of IEEE Std 519-1992. New York, 2014.

IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. **IEEE Std 1459-2010**: revision of IEEE Std 1459-2000. New York, 2010. 50 p.

LLANO, E. M. **Voltage unbalance compensation in the distribution grid through distributed generation**. 2015. 76 f. Thesis (Master in Energy Engineering) – Department of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg, 2015.

MAHESWARAN, D.; RAJASEKAR, N.; KUMAR, L. A. Design of passive filters for reducing harmonic distortion and correcting power factor in two pulse rectifier systems using optimization. **Journal of Theoretical and Applied Information Technology**, Islamabad, v. 62, n. 3, p. 1-9, 2014.

MASOUM, M. A. S.; LADJEVARDI, M.; FUCHS, E. F.; GRADY, W. M. Application of local variations and maximum sensitivities selection for optimal placement of shunt capacitor banks under nonsinusoidal operating conditions. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, London, v. 26, n. 10, p. 761-769, dez. 2004.

MAZA-ORTEGA, J. M.; CHURIO-BARBOZA, J. C.; BURGOS-PAYÁN, M. A software-based tool for optimal design of passive tuned filters. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2010, Bari. **Proceedings...** Amsterdam: IEEE, 2010. p. 3273-3278.

MOHAMED, I. F.; ALEEM, S. H. E. A.; IBRAHIM, A. M.; ZOBAA, A. F. Optimal Sizing of C-Type Passive Filters under Non-Sinusoidal Conditions. **Energy Technology & Policy**, New York, v. 1, n. 1, p. 35-44, 2014.

OLIVEIRA, J. C.; OLIVEIRA, L. C. O.; BELCHIOR, F. N.; OLIVEIRA, R. N.; BARBOSA, J. A. F. Frequency domain model for zero-sequence electromagnetic harmonic filter performance analysis. **International Transactions on Electrical Energy Systems**, Chichester, v. 25, n. 10, p. 2325-2339, out. 2015.

OLIVEIRA, C. C. B.; SCHMIDT, H. P.; KAGAN, N.; ROBBA, E. J. **Introdução a sistemas elétricos de potência**: componentes simétricas. São Paulo: Edgard Blucher, 1996. 468 p.

ORTIZ, A.; GHERASIM, C.; MAÑANA, M.; RENEDO, C. J.; EGUILUZ, L. I.; BELMANS, R. J. M. Total harmonic distortion decomposition depending on distortion origin. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 20, n. 4, p. 2651-2656, out. 2005.

ORTIZ, A.; MAÑANA, M.; RENEDO, C. J.; PÉREZ, S.; DELGADO, F. Distortion responsibility evaluation for frequency domain power measurement. In: IEEE POWERTECH, 2011, Trondheim. **Proceedings...** Amsterdam: IEEE, 2011. p. 1-6.

PROCEDIMENTOS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA NO SISTEMA ELÉTRICO NACIONAL - PRODIST. **Módulo 8**: qualidade de energia elétrica. Brasília, DF: ANEEL, 2016. 88 p.

RAVAGNANI, L. L. **Dimensionamento otimizado de filtros passivos**. 2004. 120 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2011.

RODRIGUES, M. C. B. P.; SOUZA, I.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C. Integrated bidirectional single-phase vehicle-to-grid interface with active power filter capability. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2013, Gramado. **Proceedings...** Amsterdam: IEEE, 2013. p. 993-1000.

SANKARAN, C. **Power quality**. Boca Raton: CRC, 2001. 216 p.

TEODORO, R. G. **Metodologia para compensação de desequilíbrio em redes elétricas**. 2005. 77 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2005.