



CENTRO UNIVERSITÁRIO DE BRASÍLIA - UNICEUB
FACULDADE DE TECNOLOGIA E CIÊNCIAS SOCIAIS APLICADAS – FATECS
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LUIZ ROBERTO BORGES RIBEIRO

ANÁLISE DE HARMÔNICOS EM CARGAS NÃO LINEARES

Orientador: Prof. MSc. Luciano Henrique Duque

Brasília 2017

LUIZ ROBERTO BORGES RIBEIRO

ANÁLISE DE HARMÔNICOS EM CARGAS NÃO LINEARES

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Banca examinadora do curso de Engenharia Elétrica da FATECS – Faculdade de Tecnologia e Ciências Sociais Aplicadas – Centro Universitário de Brasília como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. MSc. Luciano Henrique Duque

Brasília 2017

LUIZ ROBERTO BORGES RIBEIRO

ANÁLISE DE HARMÔNICOS EM CARGAS NÃO LINEARES

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Banca examinadora do curso de Engenharia da Elétrica da FATECS – Faculdade de Tecnologia e Ciências Sociais Aplicadas – Centro Universitário de Brasília como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia da Elétrica.

Orientador: Prof. MSc. Luciano Henrique Duque

BANCA EXAMINADORA

Prof. MSc. Luciano Henrique Duque Orientador

Prof. MSc. Luís Cláudio Lopes de Araújo

Prof. Dra. Claudia Patricia Ochoa Diaz

Brasília 2017

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família e amigos que, ao longo dessa jornada, sempre estiveram ao meu lado, me apoiando nos momentos difíceis e me incentivando a perseverar e não desistir dos meus objetivos.

CITAÇÃO

“Eu prefiro o impossível, porque lá a concorrência é menor”.

Walt Disney

Tradução livre

RESUMO

Este projeto tem por objetivo descrever os conceitos, causas, efeitos e soluções acerca da presença de harmônicos na rede elétrica. Os harmônicos estão inseridos dentro do contexto de qualidade de energia, tema que é cada dia mais relevante devido ao crescimento tecnológico ao qual os dispositivos eletroeletrônicos estão submetidos. A presença de harmônicos na rede pode exercer influência direta no comportamento destes dispositivos, como sobreaquecimento de motores e transformadores, desarme intempestivo de dispositivos de proteção, baixo fator de potência, aumento das correntes de neutro e outros. Para realizar a análise de harmônicos, são utilizados medidores de energia que utilizam a Transformada Rápida de Fourier (FFT) para decompor o sinal analisado em suas componentes de frequência, desta forma, propiciam informações necessárias para a elaboração de filtros destinados a mitigar estes componentes harmônicos. Outros métodos de mitigação de harmônicos também são abordados, como utilizar transformadores isoladores e utilizar o tipo de conexão de transformadores para isolar os harmônicos de sequência zero entre o primário e o secundário. Foram realizados testes em um painel de instalações elétricas composto por dispositivos não lineares que têm por natureza a predisposição de serem geradores de harmônicos. O principal gerador harmônico, entre os dispositivos instalados no painel, foi o inversor de frequência com entrada monofásica e saída trifásica, acionando um motor de indução. Foi detectada uma distorção harmônica total de corrente (DHTI) de aproximadamente 120%, que foi reduzida a 91% através da utilização de uma nova fonte de alimentação, composta por um transformador com entrada trifásica 380V e saída monofásica de 220V. As normas que regulamentam e orientam as instalações elétricas no que diz respeito a presença de harmônicos foram abordadas ao longo deste trabalho.

Palavras-chave: Qualidade de Energia Elétrica, Distúrbios, Eventos, Transitórios, Harmônicos e Filtros.

ABSTRACT

This project aims to describe the concepts, causes, effects and solutions related to the presence of harmonics in the electrical network. The harmonics are inserted within the context of energy quality, a topic that is increasingly relevant due to the technological growth to which the electronic devices are subjected. The presence of harmonics in the network can have a direct influence on the behavior of these devices, such as overheating of motors and transformers, untimely disassembly of protection devices, low power factor, increase of neutral currents and others. In order to perform harmonic analysis, energy measuring equipment that use the Fast Fourier Transform (FFT) are used to decompose the analyzed signal into its frequency components, thus providing information necessary for the elaboration of filters to mitigate these harmonic components. Other harmonic mitigation methods are also addressed, such as using isolating transformers and using the transformer connection type to isolate the zero sequence harmonics between the primary and the secondary. Tests were performed on a panel of electrical installations composed of non-linear devices that are by their nature harmonic generators. The main harmonic generator, among the devices installed in the panel, was the frequency inverter with single-phase input and three-phase output, triggering an induction motor. It was detected a total current harmonic distortion (DHTI) of approximately 120%, which was reduced to 91% by using a new power supply, consisting of a transformer with three-phase 380V input and single-phase 220V output. The norms that regulate and guide the electrical installations with respect to the presence of harmonics were addressed throughout this work.

Key words: Electrical Power Quality, Disturbances, Events, Transients, Harmonics and Filters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1 Visão geral do trabalho	18
Figura 2-1 Pesquisa acerca da responsabilidade dos problemas de QEE (Cortesia de Georgia Power Co.)	24
Figura 2-2 Pesquisa acerca da responsabilidade dos problemas de QEE (Cortesia de Georgia Power Co.)	24
Figura 2-3 Categorias e Características dos fenômenos Eletromagnéticos dos Sistemas de Potência.....	25
Figura 2-4 Transiente impulsivo provocado por um relâmpago.....	27
Figura 2-5 Transiente oscilatório de corrente provocado pelo chaveamento de capacitor back-to-back.....	28
Figura 2-6 Tensão trifásica eficaz de uma interrupção momentânea gerada por uma falha e subsequente religamento	29
Figura 2-7 Afundamento de Tensão de 0,8 p.u.....	30
Figura 2-8 Afundamento instantâneo de tensão provocado por um SLG (Single-Line-Fault).....	31
Figura 2-9 Desequilíbrio Fase B de 2% (B=125 Vrms, A e C 127 Vrms)	33
Figura 2-10 Exemplo de recorte de tensão provocado por um conversor trifásico	35
Figura 2-11 Exemplo de Flutuação de tensão provocado pela operação de um Forno a Arco	36
Figura 2-12 Gráfico de Frequência barramento 13 kV (Cortesia de Dranetz-BMI/Electrotek Concepts).....	37
Figura 2-13 Tipos de carga: (a) linear e (b) não linear	38
Figura 2-14 Representação de Fourier de uma forma de onda distorcida	39
Figura 2-15 (a) Forma de onda simétrica (b) Exspectro de frequência	40
Figura 2-16 (a) Sinal tempo contínuo (b) Sinal tempo discreto.....	42
Figura 2-17 (a) Sinal par (b) Sinal ímpar.....	43
Figura 2-18 (a) Onda quadrada, sinal contínuo e periódico $A=1$, $T=0,2s$. (b) Pulso retangular, sinal contínuo não periódico.....	44
Figura 2-19 Relação entre propriedades de tempo de um sinal e a representação de Fourier apropriada	46
Figura 2-20 - Diagrama Fasorial da componente harmônica de ordem h.....	51
Figura 2-21 Sinal de onda quadrada com fundamental de 1 MHz, suas componentes até a	

7a ordem e a forma de onda resultante dos 10 harmônicos ímpares	53
Figura 2-22 Espectro de amplitude de uma onda quadrada com fundamental de 1 MHz até o harmônico de trigésima ordem.....	54
Figura 2-23 Fasores em contra rotação produzindo fasor resultante de amplitude variável	55
Figura 2-24 Pontos amostrais na série de Fourier discreta	58
Figura 2-25 Diagrama de bloco ilustrando o processamento de sinal pelos instrumentos de medição	62
Figura 2-26 Representação digital de uma série de tempo analógica amostrada a uma taxa de amostragem fixa	63
Figura 2-27 Duas senoides diferentes que encaixam no mesmo conjunto de amostras ..	66
Figura 2-28 Conversor A/D: (a) 2, bits, quatro níveis, baixa resolução; (b) 3 bits, oito níveis com alta resolução	67
Figura 2-29 níveis de um conversor A/D de 3 bits.....	68
Figura 2-30 Amostragem e quantização em conversor A/D de 3 bits	69
Figura 2-31 Conceito de exatidão e precisão	70
Figura 2-32 Janela básica de dados com quatro amostras	71
Figura 2-33 Agregação de tempo de um instrumento de medição	72
Figura 2-34 Exemplo de componentes simétricas	74
Figura 2-35 Sequência de fase dos harmônicos em um sistema trifásico equilibrado.....	74
Figura 2-36 Circuito de medição de valor médio	79
Figura 2-37 Sinais com diferentes graus de conformidade senoidal e instrumentos de medição de diferentes técnicas de medição de valor eficaz.....	79
Figura 2-38 Corrente no neutro em sistema trifásico equilibrado com componente harmônica de terceira ordem.....	80
Figura 2-39 formas de onda de tensão e corrente em quadro de distribuição com cargas não lineares	81
Figura 2-40 Corrente eficaz de fase e no neutro	81
Figura 2-41 Exemplo de componentes de sequência para correntes harmônicas desequilibradas.....	82
Figura 2-42 Registro de distorção harmônica total por fase	86
Figura 2-43 Desclassificação de potência em transformador com carga não linear	88
Figura 2-44 Cálculo fator K.....	90

Figura 2-45 Ligação típica de transformadores que alimentam cargas não lineares	91
Figura 2-46 Ilustração fator de crista	93
Figura 2-47 Valores de crista para sinal senoidal e distorcido	94
Figura 2-48 Correntes de carga linear e de inversor de frequência com mesmo valor eficaz e diferentes correntes de pico.....	94
Figura 2-49 Distorção de corrente harmônica para carga não linear conectada no PCC da concessionária a uma tensão de 120V a 69 kV.....	96
Figura 2-50 Limites de distorção harmônica para produtores de energia.....	96
Figura 2-51 Forma de onda e espectro harmônico de corrente de uma fonte chaveada..	97
Figura 2-52 Formas de onda e espectros harmônicos de corrente em conversor: (a) monofásico e (b) trifásico	98
Figura 2-53 Conversor trifásico de onda completa.....	99
Figura 2-54 Notches de Tensão	99
Figura 2-55 Alternativa de mitigação de notches de tensão	100
Figura 2-56 Classificação e limite de distorção de tensão para usuários individuais em baixo tensão	102
Figura 2-57 Curva de excitação de transformadores	103
Figura 2-58 Conteúdo harmônico da corrente de magnetização.....	103
Figura 2-59 Forma de onda da corrente de magnetização de um transformador.....	103
Figura 2-60 Lâmpada fluorescente com reator eletrônico: (a) forma de onda, (b) espectro harmônico	106
Figura 2-61 Componentes harmônicos induzidos no rotor.....	108
Figura 2-62 Variação do rendimento em motor de indução com distorção na tensão de alimentação	108
Figura 2-63 Esquema simplificado de conversor ac-dc-ac com bobina de choke	111
Figura 2-64 Transformador com enrolamento secundário em Y e terciário em Δ	111
Figura 2-65 Configuração de conversores de 6 pulsos com saída de 18 pulsos conectados (a) paralelo e (b) série	112
Figura 2-66 Conexão em transformador zigue-zaque para sistema isolado	113
Figura 2-67 Resposta de filtro ideal (a) passa-alta; (b) passa-baixa; (c) passa-faixa; (d) rejeita faixa.....	115
Figura 2-68 Filtro passivo paralelo	116
Figura 2-69 Filtros passivos de sintonia (a) simples, (b) e (c) dupla.....	116

Figura 2-70 Resposta de filtro (a) de sintonia simples e (b) de sintonia dupla.....	117
Figura 2-71 Filtros passivos amortecidos: (a) e (b) de 1ª ordem, (c) de 2ª ordem, (d) de 3ª ordem; (e) filtro do tipo C.....	117
Figura 2-72 Curvas resposta de filtros: (a) passa-alta, (b) passa-baixa, (c) passa-banda.....	117
.....	
Figura 2-73 Princípio de compensação ativa série de tensão.....	118
Figura 2-74 Princípio de compensação ativa paralela de corrente.....	119
Figura 2-75 Configuração geral de um UPQC.....	119
Figura 2-76 Comparação entre filtros passivos e ativos	120
Figura 3-1 Desenho painel de instalações elétricas	122
Figura 3-2 Imagem do painel de instalações elétricas	123
Figura 3-3 DR - Diferencial Residual.....	124
Figura 3-4 Disjuntor termomagnético.....	124
Figura 3-5 Dispositivo de proteção contra surto	125
Figura 3-6 Lâmpada fluorescente compacta	125
Figura 3-7 - Lâmpadas fluorescentes tubulares. Esquerda 2x14W e direita 2x20w.....	126
Figura 3-8 Sensor de presença	126
Figura 3-9 - Relé fotoelétrico.....	127
Figura 3-10 Motor indução monofásico 220V - 4,8 ^A	127
Figura 3-11 Kit inversor de frequência ETZ0060.....	128
Figura 3-12 Motor indução trifásico, 2 velocidades	129
Figura 3-13 Esquema ligação transformador trifásico/monofásico	129
Figura 3-14 Filtro capacitivo monofásico	130
Figura 3-15 Medidor de Energia Embrasul RE6000	131
Figura 3-16 Alicates de corrente modelo AL100	132
Figura 3-17 Software de análise ANL6000	132
Figura 3-18 Alicates Amperímetro: Amprobe AMP-330 e Minipa ET-3200	133
Figura 4-1 Tabela da rotina de testes	134
Figura 4-2 Resultados obtidos nos testes do cenário I.....	135
Figura 4-3 Registro dados Cenário I - teste 10: (a) forma de onda da tensão e corrente, (b) DTI e Corrente, (c) espectro de frequência com formas de onda da tensão e corrente	136
Figura 4-4 Registro de dados pré-testes - Variação DHTI para inversor de frequência	137
Figura 4-5 Registro dados Cenário I - teste 2: (a) diagrama fasorial e corrente, (b) DTI e	

Corrente, (c) espectro de frequência com formas de onda da tensão e corrente.....	138
Figura 4-6 Erros de leitura apresentados pelos amperímetros AMP-330 e ET-3200: (a) tabela de erros, (b) gráfico	139
Figura 4-7 Comparativo entre os valores DHTI, DHTU e corrente do cenário I	140
Figura 4-8 Variação percentual da tensão em relação a tensão nominal de 220V	141
Figura 4-9 Resultados obtidos nos testes do cenário II.....	141
Figura 4-10 Gráficos Cenário II: (a) comparativo entre os valores DHTI, DHTU e corrente (b) erros de leitura de corrente, (c) Variação percentual da tensão em relação a tensão nominal de 220V.....	142
Figura 4-11 Comparação da DHTI entre os cenários I e II.....	143
Figura 4-12 Registro dados Cenário II - teste 10: (a) DHTI, Potência e Corrente, (b) registro dos componentes harmônicos, (c) espectro de frequência com formas de onda da tensão e corrente.....	144
Figura 4-13 Análise comportamento filtro FLT: (a) espectro harmônico sem o FLT, (b) espectro harmônico com o FLT, (c) corrente, potência e DHTI com e sem FLT	145

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	3
CITAÇÃO	4
RESUMO	5
ABSTRACT	6
LISTA DE FIGURAS	7
CAPÍTULO - 1 INTRODUÇÃO	15
1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO	17
1.2 METODOLOGIA	18
1.3 MOTIVAÇÃO	19
1.4 RESULTADOS ESPERADOS	20
1.5 TRABALHOS CORRELATOS.....	20
1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO.....	21
CAPÍTULO - 2 REFERENCIAL TEÓRICO	22
2.1 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA	22
2.1.1 Por que se preocupar com a Qualidade de Energia Elétrica.....	23
2.2 CARACTERIZAÇÃO DOS DISTÚRBIOS	25
2.2.1 Transitórios.....	26
2.2.2 Variações de Curta Duração	28
2.2.3 Variações de Longa Duração.....	31
2.2.4 Desequilíbrio de Tensão (Voltage Imbalance).....	32
2.2.5 Distorções na Forma de Onda (Waveform Distortion)	33
2.2.6 Flutuação de Tensão (Voltage Fluctuation)	36
2.2.7 Variações de Frequência (Power Frequency Variations)	36
2.3 TIPOS DE CARGA.....	37
2.4 HARMÔNICOS.....	38
2.5 MÉTODOS PARA CARACTERIZAÇÃO DE HARMÔNICOS.....	40
2.5.1 Classificação de Sinais	41
2.5.2 Funções Ortogonais	44
2.5.3 Representações de Fourier para quatro classes de sinais.....	45
2.5.4 Série de Fourier	46
2.5.5 Transformada de Fourier (FT).....	57
2.6 MEDIÇÃO DE HARMÔNICOS	60
2.6.1 Processamento dos Sinais Elétricos.....	61
2.6.2 Requisitos para Medição de Harmônicos	62
2.7 INDICADORES DE DISTORÇÃO HARMÔNICA.....	73
2.7.1 Componentes Simétricas Aplicadas aos Harmônicos	73

2.7.2	Valor Eficaz Verdadeiro	75
2.7.3	Corrente no neutro	79
2.7.4	Harmônicos em sistemas desequilibrados	82
2.7.5	Medidas de distorção harmônica	84
2.7.6	Distorção Harmônica Total (DHT)	84
2.7.7	Taxa de distorção da demanda (TDD).....	87
2.7.8	Distorção harmônica individual (DHI).....	87
2.7.9	Fator K de transformadores	88
2.7.10	Fator de crista	92
2.8	REGULAMENTOS E NORMAS	94
2.9	HARMÔNICOS: CAUSAS E EFEITOS.....	96
2.9.1	Fontes de Harmônicos	97
2.9.2	Efeitos dos harmônicos.....	106
2.10	MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS	109
2.10.1	Bobinas <i>chokes</i>	110
2.10.2	Associação de conversores estáticos de potência.....	111
2.10.3	Conexão de transformadores	112
2.10.4	Máquinas rotativas	113
2.10.5	Capacitores	113
2.11	CARACTERÍSTICAS DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	114
2.12	FILTROS	114
2.12.1	Filtros passivos	115
2.12.2	Filtros ativos.....	118
2.12.3	Filtros híbridos	119
CAPÍTULO - 3 DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO.....		121
3.1	PAINEL DE INSTALAÇÕES ELÉTRICAS	121
3.1.1	Interruptor DR – Diferencial Residual	123
3.1.2	Disjuntor Termomagnético.....	124
3.1.3	Dispositivo de Proteção contra Surto - DPS.....	125
3.1.4	Lâmpadas fluorescentes compactas.....	125
3.1.5	Lâmpadas fluorescentes tubulares.....	126
3.1.6	Sensores de presença	126
3.1.7	Relés Fotoelétricos	127
3.1.8	Motor de indução monofásico	127
3.1.9	Kit inversor de frequência ETZ0060.....	128
3.1.10	Motor indução trifásico	128
3.1.11	Transformador trifásico para monofásico	129
3.1.13	Filtro Capacitivo Monofásico.....	130
3.2	INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO	130
3.2.1	Medidor de Energia	130

3.2.2	Software de análise ANL6000.....	132
3.2.3	Alicates amperímetros.....	133
CAPÍTULO - 4 TESTES E RESULTADOS		134
4.1	TESTES DO CENÁRIO I.....	135
4.2	TESTES DO CENÁRIO II.....	141
4.3	TESTES UTILIZANDO O FILTRO FLT	145
CAPÍTULO - 5 CONCLUSÃO.....		147
5.1.	TRABALHOS FUTUROS.....	148
CAPÍTULO - 6 BIBLIOGRAFIA.....		150

CAPÍTULO - 1 INTRODUÇÃO

A Qualidade de Energia Elétrica (QEE) é a determinação do comportamento de um conjunto de características, relacionadas ao sinal elétrico de tensão e corrente que garantem, de forma satisfatória, as condições mínimas necessárias para que todos elementos envolvidos no sistema elétrico possam trabalhar de forma segura, com o máximo de desempenho e sem comprometer a vida útil de seus componentes (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Todas as máquinas, equipamentos e instalações que utilizam energia elétrica são projetadas considerando um certo nível de qualidade de energia elétrica, representada basicamente pela forma de onda senoidal, com amplitudes e frequências determinadas e variações delimitadas. Uma má qualidade de energia pode prejudicar ou impedir o funcionamento dos equipamentos, bem como oferecer riscos de danos materiais e até mesmo a segurança de pessoas (PRODIST e MÓDULO-8, 2016).

Os parâmetros e limites que definem a qualidade de energia são determinados por normas que regem o sistema elétrico. Estas normas se aplicam aos geradores, transmissores, distribuidores e consumidores de energia elétrica, sejam eles residenciais, comerciais ou industriais.

No Brasil, o órgão responsável por regulamentar e fiscalizar a distribuição no sistema elétrico no país é a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) e ela o faz através dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) que determinam os parâmetros que devem ser seguidos. O PRODIST é dividido em nove módulos cada um com uma abordagem específica, como planejamento da expansão do sistema de distribuição, procedimentos operativos, medição, qualidade de energia e ressarcimento de danos Elétricos.

Para elaboração deste trabalho serão utilizados os módulos referentes a medição e qualidade de energia. Estes módulos especificam as normas e procedimentos de medição da energia elétrica, bem como as características e limites dos parâmetros que definem um sinal elétrico de boa ou má qualidade.

De forma geral, podemos considerar que todos os fenômenos que deformam a onda senoidal fazem parte do objeto de estudo sobre qualidade de energia. “A qualidade de energia elétrica é um conceito guarda-chuva, que abrange uma variedade de fenômenos eletromagnéticos que levam ao desvio na forma de onda da tensão e corrente” (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014, p. 1).

A perturbações elétricas que influenciam na qualidade de energia podem ser divididas em “eventos” e “sustentados”. Os eventos se referem as ocorrências de curta duração, já as perturbações sustentadas são aquelas que ocorrem em regime permanente (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014). O foco deste trabalho está nas perturbações sustentadas, principalmente nas distorções harmônicas.

As distorções harmônicas ou simplesmente harmônicos, são os fenômenos que geram uma deformação na forma de onda do sinal elétrico de corrente e tensão. Esta deformação é causada por equipamentos não lineares como dispositivos eletrônicos de potência, transformadores, motores de indução, iluminação a descarga e fornos elétricos (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A utilização destes tipos de equipamentos, com características não lineares, tem sido cada vez maior, uma vez que o advento da evolução tecnológica e a eficiência de produção estão intrinsicamente ligados a estes equipamentos, pode-se dizer que é o ônus da evolução.

Atualmente é impossível imaginar que uma indústria, por menor que seja, não possua em sua linha de processo uma série de motores acionados por inversores de frequência, que são uma das maiores fontes de geração de harmônicos.

Os harmônicos não são um problema exclusivo da indústria, ele também está presente nos equipamentos e instalações residenciais e comerciais. Os harmônicos são um resultado da interação entre fonte e carga, conseqüentemente, está presente em maior ou menor escala em tudo que envolver um sinal elétrico.

Dentre os efeitos danosos provocados pela presença de harmônicos, estão o sobreaquecimento e queima de transformadores e motores elétricos, falsa atuação de dispositivos de proteção, danos a capacitores de correção de fator de potência, erros de medição e outros que serão detalhados ao longo deste trabalho.

Este trabalho aborda os elementos que interferem e determinam a qualidade de energia elétrica, focado principalmente na presença de harmônicos. Também serão descritas as normas que determinam as características e parâmetros que possam garantir o desempenho e segurança dos sistemas.

A demonstração prática da existência de harmônicos e seus impactos é demonstrada neste trabalho através de um circuito, montado com elementos naturalmente geradores de harmônicos, que são utilizados em grande escala nas mais diversas aplicações cotidianas do mundo moderno, como por exemplo, fontes chaveadas, reatores para acionamento de lâmpadas, nobreaks e inversores de frequência.

1.1 Objetivos do Trabalho

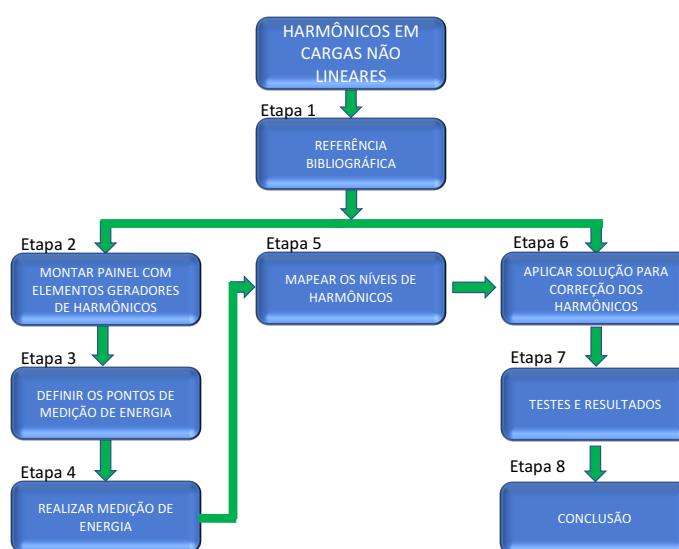
Este trabalho tem o objetivo realizar uma avaliação da qualidade de energia elétrica no tocante a presença de harmônicos em sistemas eletroeletrônicos, além de mostrar os impactos, causas e principais soluções para redução da geração de harmônicos na rede elétrica.

Objetivos específicos:

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre qualidade de energia elétrica, conceitos, características, limites, formas de medição, causas, efeitos, impactos, soluções e normas;
- Projetar e montar um circuito com componentes elétricos, que sejam potenciais geradores de harmônicos, de forma a possibilitar a demonstração dos prejudiciais efeitos que impedem o bom desempenho das máquinas e equipamentos que compõem os sistemas elétricos;
- Definir os pontos a serem medidos no circuito que permitam a observação da presença de harmônicos;
- Efetuar a medição da energia elétrica no circuito;
- Analisar os resultados das medições;
- Mapear o nível dos harmônicos relatadas.
- Identificar problemas provocados pela presença de harmônicos que sejam prejudiciais ao desempenho e segurança do sistema.
- Propor uma solução para correção dos harmônicos encontradas.

1.2 Metodologia

Este projeto é dividido em etapas, de forma a manter uma sequência lógica do desenvolvimento do trabalho. A Figura 1-1 ilustra a visão geral de como o trabalho foi desenvolvido.



*Figura 1-1 Visão geral do trabalho
Fonte: Elaborada pelo autor*

- **Etapa 1 – Referência bibliográfica:** Esta etapa é a base de todo o trabalho. Nesta etapa será feito um detalhamento completo das características, limites, normas, efeitos, e soluções aplicáveis a cada tipo de fenômeno que pode alterar o comportamento dos sinais elétricos de corrente e tensão que podem provocar uma redução na qualidade de energia elétrica;
- **Etapa 2 – Montar painel com elementos geradores de harmônicos:** nesta etapa, um circuito demonstrativo será montado com elementos naturalmente geradores de harmônicos, de forma a permitir a medição destes e possibilitar a análise das formas de onda dos sinais de corrente e tensão.
- **Etapa 3 – Definir os pontos de medição de energia:** nesta etapa, de posse do projeto do circuito demonstrativo, será definido em quais pontos do sistema serão realizadas as medições de energia, de forma a entender em quais componentes ou pontos específicos do circuito a geração de harmônicos é mais significativa e que possibilite a coleta de dados necessários para análise do comportamento do sistema;

- **Etapa 4 – Realizar Medição de Energia:** nesta etapa, serão realizadas as medições de energia do sistema, seguindo as normas estabelecidas pelo PRODIST. Será utilizado um Analisador de Energia que atende as normas vigentes e que oferece recurso de software para análise detalhada dos dados coletados que será utilizado na próxima etapa.
- **Etapa 5 – Mapear os níveis de harmônicos:** nesta etapa, será realizado a análise dos dados coletados na medição de energia utilizando o software que acompanha o analisador. O objetivo é mapear os níveis de distorção harmônica presentes no circuito de forma a propiciar informações necessárias para aplicar uma solução para correção destes harmônicos, bem como simular os efeitos exercidos pelos harmônicos nos demais elementos do circuito.
- **Etapa 6 – Aplicar solução para correção de harmônicos:** nesta etapa, será aplicado uma solução para redução dos harmônicos do circuito. O objetivo é utilizar filtros que reduzam os harmônicos a níveis que atendam as normas. Por se tratar de um assunto muito específico, será solicitado a alguma empresa especialista neste assunto para propor a solução de um filtro, ou de forma alternativa, será utilizado qualquer recurso disponível que demonstre alguma redução da distorção harmônica encontrada.
- **Etapa 7 – Testes e resultados:** Nesta etapa serão realizados os roteiros de testes, a simulação da geração de harmônicos. Serão realizados testes demonstrativos do funcionamento com e sem a solução aplicada, bem como identificar efeitos da distorção que possam ser demonstrados.

1.3 Motivação

A Qualidade de Energia Elétrica (QEE), apesar da existência de normas e agentes fiscalizadores e normalizadores, é de certa forma, negligenciada, principalmente por usuários finais, visto que os efeitos negativos da má qualidade de energia geralmente acontecem em segundo plano e não podem ser evidenciadas claramente sem os equipamentos de medição adequados. Desta forma, muitos usuários nem fazem ideia das causas de problemas comuns e recorrentes como queima de motores, transformadores, sobreaquecimentos, falsos desarmes de equipamentos de proteção e muitos outros.

A qualidade de energia elétrica e os distúrbios a ela associados, desempenham um papel crescente e de relevante importância dentro do cenário elétrico atual. Isso se justifica pelo aumento significativo das cargas não lineares, onde o conhecimento aprofundado deste assunto é de vital

importância para os engenheiros e técnicos que, de alguma forma, estão envolvidos com desenvolvimento, execução ou manutenção de equipamentos e instalações eletroeletrônicas em geral. A qualidade de energia elétrica reflete em um bom funcionamento das instalações, máquinas e equipamentos, eficiência, vida útil prolongada, economia e segurança.

1.4 Resultados esperados

Espera-se obter um conhecimento técnico detalhado sobre os harmônicos dentro do cenário de QEE, sobre as normas e regulamentações, entender os agentes causadores de uma baixa qualidade de energia, os seus efeitos sobre os equipamentos e instalações e as soluções disponíveis para manter a qualidade de energia dentro dos limites aceitáveis. Espera-se poder demonstrar um exemplo real de geração harmônicos, seus efeitos e a aplicar uma solução a fim de mitigar os níveis de harmônicos encontrados.

1.5 Trabalhos Correlatos

Com o aumento da utilização de cargas não lineares, tanto no uso industrial, comercial ou até mesmo residencial, as formas de onda de corrente e tensão da energia elétrica, sofrem uma deterioração da onda, chamadas de distorções harmônicas. A análise deste fenômeno tem sido cada vez mais necessária para avaliar a qualidade de energia elétrica e identificar potenciais problemas que podem ter como causa primária a existência de harmônicos.

Teixeira (2011), realizou em sua monografia de graduação do Curso de Engenharia Elétrica, um estudo sobre distorções harmônicas no acionamento de máquinas motrizes, realizando uma comparação entre o acionamento de motores através de partida direta e acionamento utilizando inversores de frequência. Também utilizou técnicas de sintonia de filtros, com o objetivo de mitigar as distorções encontradas. Durante os testes, ele comprovou que o acionamento direto do motor gerou uma distorção harmônica total (THD) de 5%, enquanto acionando o mesmo motor utilizando um inversor de frequência, o THD gerado foi de 120%.

Rocha (2016), estimulado pelos efeitos negativos provocados pelo fenômeno dos harmônicos nas redes elétricas e pelo alto custo dos medidores de energia capazes de realizar medições de harmônicos, desenvolveu uma plataforma de aquisição de dados com algoritmo não

embarcado para medição da distorção elétrica, utilizando um sensor e processador de baixo custo no qual a precisão da medição é melhorada por meio do processamento digital do sinal. O medidor desenvolvido foi capaz de medir harmônicos ímpares até a 25^a ordem, obtendo resultados satisfatórios nas medições de harmônicos de ordem ímpar até 13^a ordem.

O estudo realizado por Teixeira (2011) tem o foco principal na análise de harmônicos gerados pelo acionamento direto de motores, ou através de inversor de frequência, porém, não faz uma análise mais detalhadas das demais cargas não lineares, bem como as normas que regulamentam a Qualidade de Energia no Sistema Elétrico, itens que são abordados no presente trabalho. Por outro lado, Rocha (2016), tem o foco principal na legislação e técnicas necessárias na medição dos harmônicos, mas sem abordar as causas, consequências e métodos disponíveis para mitigar os efeitos dos harmônicos, assuntos que também são abordados no trabalho ora apresentado.

1.6 Estrutura do trabalho

O trabalho foi dividido em cinco capítulos, de forma a oferecer um entendimento sequencial, lógico e organizado do objeto de estudo.

- Capítulo 1 – é composto por uma introdução ao assunto, foco deste trabalho, bem como os objetivos, resultados esperados, metodologia e motivação;
- Capítulo 2 – Trata dos conceitos teóricos e toda a base de conhecimento necessária para o entendimento, análise e soluções propostas;
- Capítulo 3 – Trata do projeto do circuito de demonstração, onde são abordados o desenho do painel elétrico, características dos dispositivos instalados e instrumentos de medição utilizados;
- Capítulo 4 – Trata dos testes e resultados do circuito de demonstração. Faz a correlação do comportamento do circuito em dois cenários, sendo um deles com a implementação de uma solução de mitigação de harmônicos;
- Capítulo 5 – Traz as conclusões do trabalho e faz sugestões sobre possíveis tópicos a serem explorados para possíveis interessados em dar prosseguimento no trabalho, ou até mesmo, iniciar um novo trabalho com assuntos derivados ou correlacionados a qualidade de energia.

CAPÍTULO - 2 REFERENCIAL TEÓRICO

Este capítulo apresenta os conceitos teóricos sobre Qualidade de Energia com foco principal nas distorções harmônicas causadas por cargas não lineares.

2.1 Qualidade de Energia Elétrica

Segundo Dungan e McGranaghan (2003), a qualidade de energia é definida como “qualquer problema manifestado em tensão, corrente ou desvios de frequência, que resultem em defeito ou falha de operação no equipamento do cliente”. Nesta definição, fica claro que o foco é o cliente, apesar de que, grande parte dos problemas de qualidade de energia, como as distorções harmônicas geradas por cargas não-lineares, são geradas no cliente final e acabam repercutindo na fonte geradora ou nos demais usuários que compartilham o mesmo ponto comum de carga (PCC).

As geradoras de energia elétrica podem controlar somente a qualidade da tensão, eles não têm controle sobre as correntes que cargas particulares podem gerar. Portanto, as Geradoras se dedicam em manter o fornecimento de tensão dentro de certos limites (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

O aumento da preocupação da qualidade da Energia Elétrica se dá pela necessidade dos usuários em aumentar a sua produtividade. Fabricantes desejam equipamentos mais produtivos e eficientes. As empresas de geração e distribuição de energia elétrica estimulam estes esforços porque eles ajudam na rentabilidade dos clientes, além de permitir uma protelação de grandes investimentos em subestações e geração de energia, pelo fato de seus consumidores utilizarem equipamentos de carga mais eficientes. Curiosamente, os equipamentos instalados para aumentar a produtividade, são os que mais sofrem com interrupções de energia, sendo que estes mesmos equipamentos, as vezes, são fontes adicionais de problemas de qualidade de energia. Quando todo o processo é automatizado, a operação eficiente de suas máquinas e controles é cada vez mais dependente da qualidade de energia (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

2.1.1 Por que se preocupar com a Qualidade de Energia Elétrica

O principal motivo pelo qual se tem interesse na qualidade de energia é a questão econômica financeira. Existem impactos financeiros para os geradores, distribuidores, usuários finais e para os fabricantes de equipamentos. A evolução tecnológica pelo qual todos vivenciam, tornaram os equipamentos mais modernos, automatizados, eficientes e muito mais sensíveis a distúrbios no fornecimento de energia (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

A parada de uma linha de produção, proveniente pela queima de um equipamento gerada por um distúrbio no fornecimento de energia, pode trazer um prejuízo de lucro cessante para a empresa, além dos custos de reparo do equipamento.

Usuários comerciais e domésticos também estão sujeitos a prejuízos. A utilização de computadores, dispositivos eletrônicos e internet é cada vez maior. Problemas com qualidade de energia podem provocar a queima ou o mal funcionamento destes dispositivos, gerando impedimentos na realização de uma transação comercial ou simplesmente a insatisfação dos clientes para com os distribuidores de energia que, quando comprovada a sua responsabilidade, são obrigados a ressarcir os prejuízos materiais ocasionados pelo fornecimento de energia.

Segundo Dungan e McGranaghan (2003), existe um claro mal-entendido no que diz respeito as fontes das causas de problemas relacionados à qualidade de energia. Conforme demonstrado na Figura 2-1 e Figura 2-2, de um lado estão as geradoras, que atribuem 25% das falhas de qualidade aos consumidores e assumem somente 1% destes problemas. Do outro lado estão os consumidores, que atribuem 17% dos problemas às geradoras e assumem somente 12% dos problemas. É necessário que todos os envolvidos tenham em mente qual a influência que seus equipamentos e ou sistemas sofrem ou exercem na qualidade de energia, para que cada um possa agir de forma precisa e eficaz nas soluções, de forma a garantir estabilidade e segurança operacional.

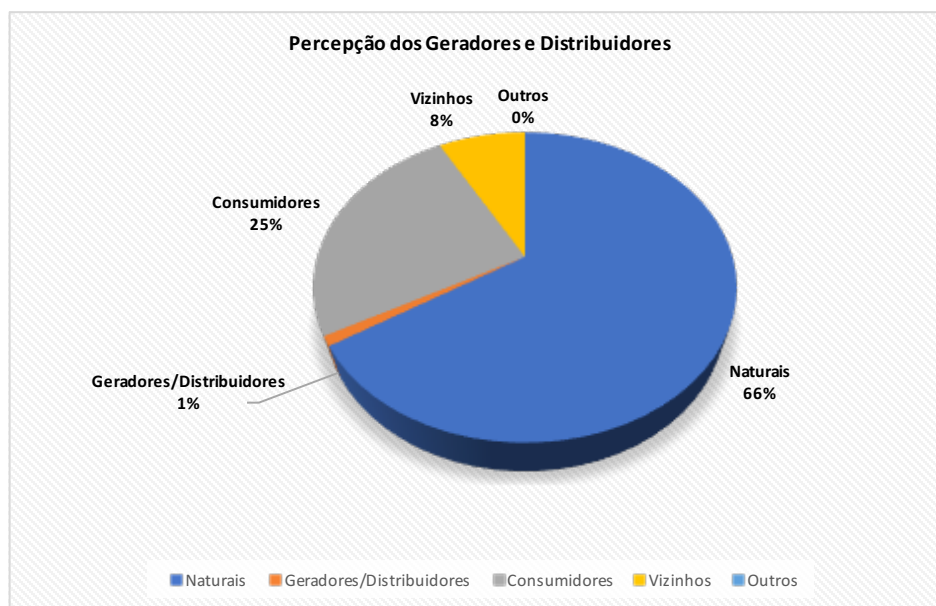


Figura 2-1 Pesquisa acerca da responsabilidade dos problemas de QEE (Cortesia de Georgia Power Co.)
 Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003)

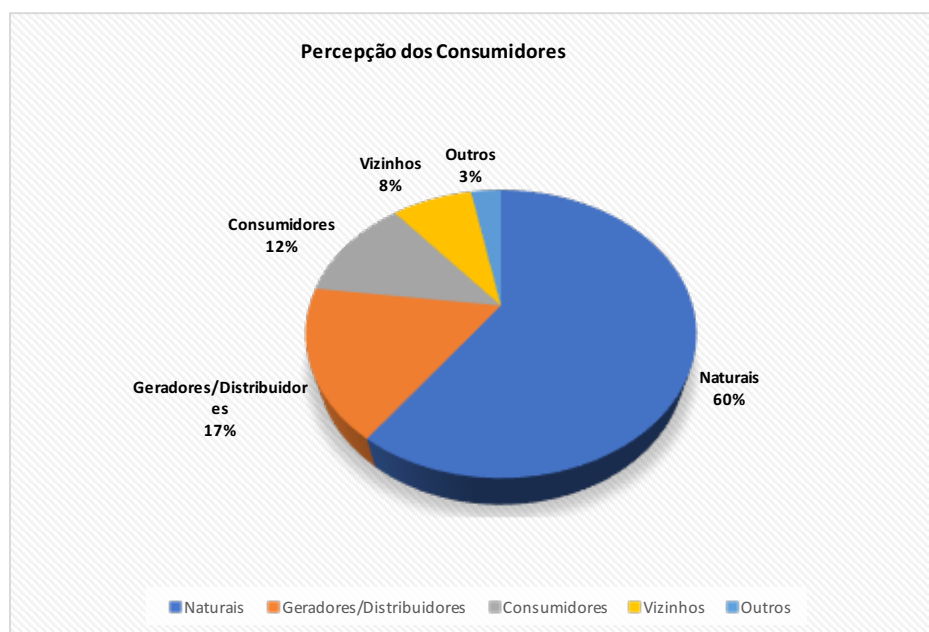


Figura 2-2 Pesquisa acerca da responsabilidade dos problemas de QEE (Cortesia de Georgia Power Co.)
 Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003)

2.2 Caracterização dos distúrbios

O sistema elétrico está sujeito a uma grande variedade de distúrbios causados por fenômenos eletromagnéticos, que provocam algum tipo de deformação no sinal elétrico de corrente ou tensão e, conseqüentemente, estão diretamente ligados ao conceito de QEE.

Dungan e McGranaghan (2003), apresentam as categorias destes fenômenos eletromagnéticos em função de sua duração e magnitude, conforme descrito na Figura 2-3

Categories	Typical spectral content	Typical duration	Typical voltage magnitude
1.0 Transients			
1.1 Impulsive			
1.1.1 Nanosecond	5-ns rise	<50 ns	
1.1.2 Microsecond	1- μ s rise	50 ns–1 ms	
1.1.3 Millisecond	0.1-ms rise	>1 ms	
1.2 Oscillatory			
1.2.1 Low frequency	<5 kHz	0.3–50 ms	0–4 pu
1.2.2 Medium frequency	5–500 kHz	20 μ s	0–8 pu
1.2.3 High frequency	0.5–5 MHz	5 μ s	0–4 pu
2.0 Short-duration variations			
2.1 Instantaneous			
2.1.1 Interruption		0.5–30 cycles	<0.1 pu
2.1.2 Sag (dip)		0.5–30 cycles	0.1–0.9 pu
2.1.3 Swell		0.5–30 cycles	1.1–1.8 pu
2.2 Momentary			
2.2.1 Interruption		30 cycles–3 s	<0.1 pu
2.2.2 Sag (dip)		30 cycles–3 s	0.1–0.9 pu
2.2.3 Swell		30 cycles–3 s	1.1–1.4 pu
2.3 Temporary			
2.3.1 Interruption		3 s–1 min	<0.1 pu
2.3.2 Sag (dip)		3 s–1 min	0.1–0.9 pu
2.3.3 Swell		3 s–1 min	1.1–1.2 pu
3.0 Long-duration variations			
3.1 Interruption, sustained		>1 min	0.0 pu
3.2 Undervoltages		>1 min	0.8–0.9 pu
3.3 Overvoltages		>1 min	1.1–1.2 pu
4.0 Voltage unbalance		Steady state	0.5–2%
5.0 Waveform distortion			
5.1 DC offset		Steady state	0–0.1%
5.2 Harmonics	0–100th harmonic	Steady state	0–20%
5.3 Interharmonics	0–6 kHz	Steady state	0–2%
5.4 Notching		Steady state	
5.5 Noise	Broadband	Steady state	0–1%
6.0 Voltage fluctuations	<25 Hz	Intermittent	0.1–7% 0.2–2 Pst
7.0 Power frequency variations		<10 s	

NOTE: s = second, ns = nanosecond, μ s = microsecond, ms = millisecond, kHz = kilohertz, MHz = megahertz, min = minute, pu = per unit.

Figura 2-3 Categorias e Características dos fenômenos Eletromagnéticos dos Sistemas de Potência
Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003)

Os fenômenos elencados na Figura 2-3 podem ser descritos por parâmetros específicos que melhor caracterizam cada um dos fenômenos eletromagnéticos.

Os fenômenos eletromagnéticos relativos ao regime permanente podem ser caracterizados em termos de:

- Amplitude
- Frequência
- Espectro
- Modulação
- Impedância da fonte
- Profundidade do Recorte (Notch)
- Área do Recorte (Notch)

Já os fenômenos eletromagnéticos, que ocorrem em regime transitório, podem ser caracterizados em termos de:

- Variação
- Amplitude
- Duração
- Espectro
- Frequência
- Taxa de Ocorrências
- Energia Potencial
- Impedância da fonte

2.2.1 Transitórios

Os transitórios são distúrbios momentâneos e indesejáveis que provocam uma rápida variação na forma de onda de tensão ou corrente. Estes distúrbios podem ser causados por descargas atmosféricas ou chaveamento de cargas muito grandes ou reativas. Os transitórios podem ser divididos em duas categorias: impulsivo e oscilatório (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

2.2.1.1 Transitório Impulsivo

O *transitório impulsivo* é uma variação brusca de corrente, tensão ou ambas, caracterizada por um pulso de curta duração, com amplitude significativa, polaridade positiva ou negativa, que ocorre durante o regime permanente sem alterar a frequência do sinal. Normalmente, ele pode ser caracterizado pelo tempo de subida e descida da variação. Um *impulso transitório* de $1.2\mu\text{s} \times 50\mu\text{s} - 2000\text{V}$, vai de zero a seu valor nominal de 2000V em $1.2\mu\text{s}$, depois ele decai até metade do seu valor de pico em $50\mu\text{s}$ (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

Segundo Dungan e McGranaghan (2003), as principais causas dos *transitórios impulsivos* são os relâmpagos, provocados por descargas atmosféricas. Normalmente não se propagam a longas distâncias do ponto de entrada na rede, mas podem excitar a frequência natural dos sistemas de potência e produzir *transientes oscilatórios*.

O Figura 2-4 ilustra um caso típico de *transiente impulsivo* na forma de onda da corrente, provocado por um relâmpago.

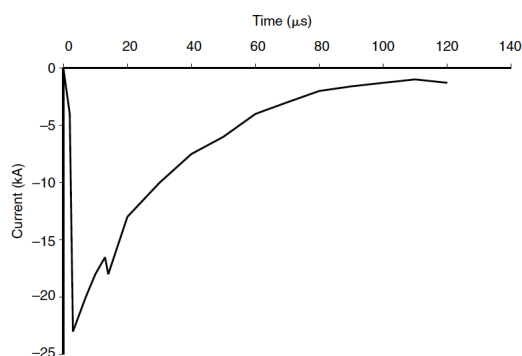


Figura 2-4 Transiente impulsivo provocado por um relâmpago
Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003)

2.2.1.2 Transitório Oscilatório

O *transitório oscilatório* é uma variação brusca de corrente, tensão ou ambas, caracterizada por uma onda com polaridades positivas e negativas que se alternam rapidamente. Ocorre durante o regime permanente, sem alterar a frequência do sinal (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

As subclasses de frequência dos *transitórios oscilatórios* da Figura 2-3 foram divididas em ranges de frequências classificadas com Alta, Média e Baixa, de forma a coincidir com os tipos mais comuns de *transientes oscilatórios* que ocorrem no sistema de potência. Os *transitórios oscilatórios* de alta frequência, normalmente são provocados por respostas aos *transitórios impulsivos*.

A Figura 2-5 ilustra um *transitório oscilatório*, resultante do chaveamento de um capacitor back-to-back, classificado como um evento de média frequência, visto que a frequência de oscilação é entorno de 10 khz.

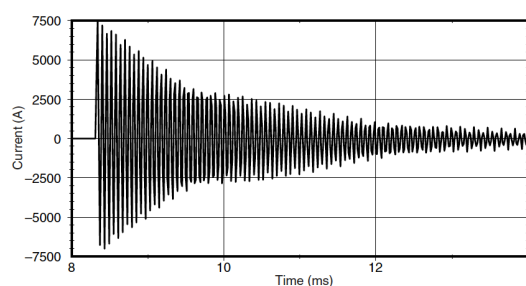


Figura 2-5 Transiente oscilatório de corrente provocado pelo chaveamento de capacitor back-to-back
Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003)

2.2.2 Variações de Curta Duração

As *variações de curta duração* são aquelas relativas a distúrbios com tempo de duração menores que 1 minuto. As variações podem ser do tipo *afundamento de tensão* (Sags), *elevação de tensão* (Swells) ou *interrupções de tensão*. Estes 3 tipos de variações estão classificados de acordo com o tempo de duração como *instantânea*, *momentânea* ou *temporária*, conforme descrito na Figura 2-3.

As *variações de curta duração* são provocadas por condições de falhas, acionamento de grandes cargas que têm como característica altas correntes de partida ou ainda interrupções no fornecimento de energia (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003).

2.2.2.1 Interrupções

As *interrupções de energia* são eventos nos quais a tensão ou a corrente de carga é inferior a 0.1 p.u., por um tempo inferior a 1 min (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003).

As interrupções podem ser do tipo *instantânea*, *momentânea*, ou *temporária*, de acordo com o tempo de duração descritos na Figura 2-3. Elas são geralmente causadas por falhas no sistema de potência, nos equipamentos, ou no controle de chaveamento de cargas.

Na ocorrência de uma falha que não seja permanente, o sistema de proteção normalmente faz o religamento automático em 30 ciclos, que corresponde a 0.5 segundo para uma rede que opera em 60 Hz. Neste caso, ele está classificado como um evento *instantâneo*, porém, se o tempo for superior a 0.5 segundo, o evento poderá ser classificado como *momentâneo* ou *temporário*, dependendo transcorrido até a sua normalização.

Algumas *interrupções* podem ser precedidas por um *afundamento de tensão* (Sags), antes do sistema de proteção atuar, quando a amplitude da tensão for inferior a 0,1 p.u. (10% da tensão nominal). A Figura 2-6 mostra o comportamento da tensão de um sistema trifásico antes da ocorrência de um desligamento por um evento do tipo *interrupção momentânea*. Podemos observar que uma das fases teve um *afundamento de tensão*, chegando a menos de 0,2 p.u., logo em seguida houve a *interrupção* das três fases até o sistema ser religado e as tensões voltarem ao seu valor nominal (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

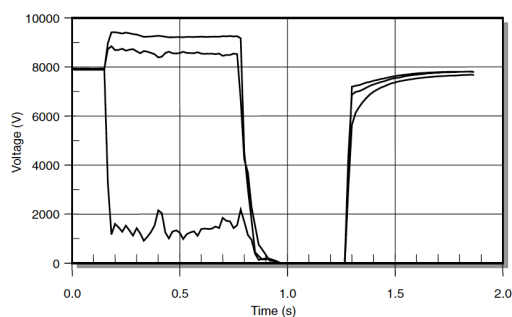


Figura 2-6 Tensão trifásica eficaz de uma interrupção momentânea gerada por uma falha e subsequente religamento
Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003)

2.2.2.2 Afundamentos de Tensão (Sags)

Os eventos de *afundamento de tensão*, são aqueles que ocorrem quando existe uma redução da tensão ou corrente, para uma faixa compreendida entre 0,1 p.u. e 0,9 p.u., ou seja, entre 10% e 90% do valor nominal e no qual o tempo de duração seja inferior a 1 minuto (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

As interrupções podem ser do tipo *instantânea*, *momentânea*, ou *temporária*, de acordo com o tempo de duração descritos na Figura 2-3. Elas são geralmente causadas por falhas no sistema de potência e manobras de grandes cargas, principalmente acionamentos de motores de grande porte.

A Figura 2-7 mostra um *afundamento* de tensão de 0,8 p.u., ou seja, uma redução de 20% da tensão nominal.

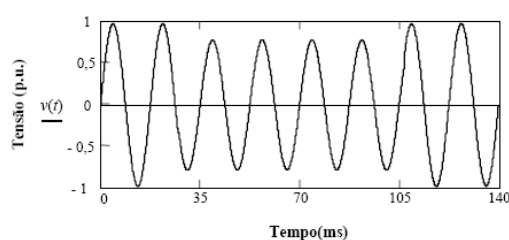


Figura 2-7 Afundamento de Tensão de 0,8 p.u.
Fonte: (MATANA, 2008)

2.2.2.3 Elevação de Tensão (Swell)

Os eventos de *elevação de tensão* são aqueles que ocorrem quando existe um aumento da tensão eficaz ou corrente, para uma faixa compreendida entre 1,1 p.u. e 1,8 p.u., ou seja, entre 110% e 180% do valor nominal e no qual o tempo de duração seja inferior a 1 minuto (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

Elevações de tensão podem ser provocadas por falhas no sistema de potência, mas não ocorrem na mesma frequência que os *afundamentos de tensão*. Normalmente os eventos de *elevação de tensão* ocorrem quando uma grande quantidade de carga é desligada repentinamente ou no caso da ocorrência de um SLG (Single-Line-Grounding), onde as fases que não foram afetadas pelo curto circuito elevam sua tensão nominal para valores maiores que 1,1 p.u., podendo chegar a 1,73 p.u. nos casos onde o sistema é desaterrado e a impedância de sequência zero é infinita (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

O Figura 2-8 mostra a *elevação de tensão* maior que 1,1 p.u., durante aproximadamente 7 ciclos, na ocorrência de uma curto-circuito fase-terra. Este evento de *elevação de tensão* é classificado como um evento *instantâneo*, pelo fato do tempo de duração ser inferior a 30 ciclos.

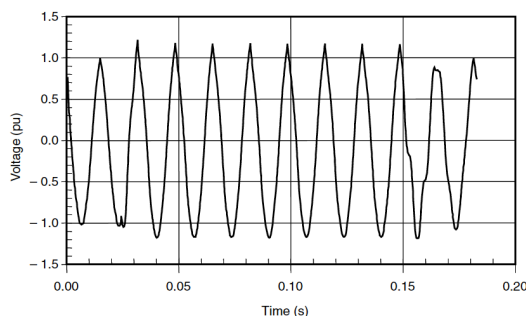


Figura 2-8 Afundamento instantâneo de tensão provocado por um SLG (Single-Line-Fault)
 Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003)

2.2.3 Variações de Longa Duração

As *variações de longa duração* são aquelas relativas a distúrbios com tempo de duração maiores que 1 minuto que ocorrem geralmente em regime permanente. As variações podem ser do tipo *sobretensão* (Overvoltages), *subtensão* (Undervoltages) e *interrupções sustentadas* (Sustained Interruptions). Estes 3 tipos de variações estão classificados de acordo com a amplitude conforme descrito na Figura 2-3.

As *variações de longa duração* são provocadas por variações e chaveamento de cargas no sistema ou ainda interrupções no fornecimento de energia (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003).

2.2.3.1 Sobretensão (Overvoltages)

Uma sobretensão é caracterizada pelo aumento da amplitude da tensão eficaz por mais de um minuto acima de 1,1 p.u., ou seja, 110% da tensão nominal (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003).

As *sobretensões* ocorrem geralmente durante o chaveamento de cargas no sistema, causado normalmente pelo desligamento de cargas pesadas, energização de bancos de capacitores ou chaveamento de tap's de transformadores. Estas variações ocorrem devido a um controle inadequado dos níveis de tensão ou pelo fato do sistema, como um todo, estar subdimensionado e não ser robusto o suficiente para suportar o chaveamento de cargas que são comuns no sistema elétrico.

2.2.3.2 Subtensão (Undervoltage)

Uma *subtensão* é caracterizada pela redução da amplitude da tensão eficaz por mais de um minuto abaixo de 0,9 p.u., ou seja, 90% da tensão nominal (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

A *subtensão* é provocada pelos chaveamentos inversos aos da *sobretensão*, ou seja, acionamento de grandes cargas e desligamento de banco de capacitores, podendo ainda ser gerada por sobrecarga do sistema.

2.2.3.3 Interrupções Sustentadas (Sustained Interruptions)

Uma *interrupção sustentada* é caracterizada pela perda tensão eficaz por mais de um minuto. Estas *interrupções* costumam ser permanentes e normalmente exigem uma intervenção humana para serem reestabelecidas (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

2.2.4 Desequilíbrio de Tensão (Voltage Imbalance)

O *desequilíbrio de tensão* pode ser definido pelo desvio máximo das médias das três fases de tensão ou corrente, dividido pela média das três fases de tensão ou corrente, expressos em percentual (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

O percentual de *desequilíbrio de tensão* também pode ser melhor definido com o uso de componentes simétricas, através da razão das componentes de *sequência zero* ou *negativa* pela componente de *sequência positiva* (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

Os *desequilíbrios de tensão* podem ser causados principalmente por um desbalanceamento de carga nas fases de um circuito trifásico, provocados pela incorreta distribuição das cargas ou, até mesmo, pela queima do fusível de uma das fases do circuito trifásico que estava inicialmente balanceado.

Conforme descrito na Figura 2-3, o *desequilíbrio de tensão* é caracterizado por uma variação de tensão de 0,5 a 2% em regime permanente. A Figura 2-9 exemplifica uma situação na qual a fase B (125 Vrms) gera um *desequilíbrio de tensão* de 1,57% em relação as fases A e C (127Vrms).

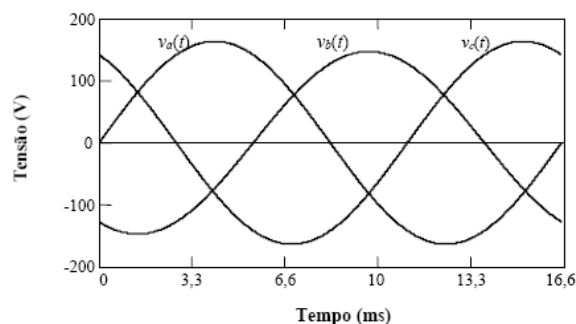


Figura 2-9 Desequilíbrio Fase B de 2% (B=125 Vrms, A e C 127 Vrms)
Fonte: (MATANA, 2008)

2.2.5 Distorções na Forma de Onda (Waveform Distortion)

As *distorções na forma de onda* ocorrem em regime permanente, quando existe uma deformação à forma de onda senoidal original. Estas distorções são caracterizadas pelo conteúdo espectral do desvio. (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003)

Existem 5 tipos primários de *distorções na forma de onda* conforme características definidas na Figura 2-3 e divididas em:

- Nível CC (DC Offset)
- Harmônicos (Harmonics)
- Interharmônicos (Interharmonics)
- Recortes (Notching)
- Ruídos (noise)

2.2.5.2 Nível CC (DC Offset)

O *nível CC* é a existência de tensão ou corrente contínua (DC) em um sistema de potência alternada (AC) (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

A presença de corrente contínua em sistemas de corrente alternada pode gerar um efeito prejudicial de polarização dos núcleos dos transformadores, provocando sobreaquecimento adicional e redução de vida útil dos transformadores, bem como uma corrosão das barras de aterramento e outros conectores.

2.2.5.3 Harmônicos (Harmonics)

Os *harmônicos* são componentes de tensão ou corrente periódicos, com frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental da fonte de alimentação, normalmente 50 ou 60 Hz (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

Os *harmônicos* são gerados por *cargas não lineares*, como conversores de frequência e outros dispositivos eletrônicos, que são cada vez mais utilizados devido a evolução tecnológica em que vivemos. A utilização de *cargas não lineares* não se restringe somente a aplicações industriais e podem ser amplamente encontradas em uso doméstico e comercial, como fontes de computadores e reatores de lâmpadas.

Os *harmônicos* gerados por *cargas não lineares* são exatamente o foco deste trabalho, no qual será amplamente detalhado nos tópicos seguintes.

2.2.5.4 Interharmônicos (Interharmonics)

Os *interharmônicos* são componentes de tensão ou corrente, periódicos, e no qual apresenta frequências que não são múltiplas inteiras da frequência fundamental da fonte de alimentação, normalmente 50hz ou 60 hz (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

As principais fontes de distorções de onda *interharmônicas* são os conversores de frequência estáticas, fornos de indução e dispositivos de arcos, como por exemplo, máquinas de solda elétrica (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

2.2.5.5 Recortes (Notching)

Os *recortes* são um distúrbio periódico, causado pela operação normal de dispositivos eletrônicos quando a corrente é comutada de uma fase para outra (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

Como os *recortes* são periódicos, eles poderiam ser caracterizados através dos espectros de *harmônicos* das tensões afetadas, porém, as componentes de frequência que envolvem os *recortes*, normalmente são muito altas e podem não ser detectadas por equipamentos usuais de medição de harmônicos.

O Figura 2-10 mostra um exemplo de *recortes* de tensão de um conversor trifásico. Os *recortes* são gerados durante a comutação de uma fase para a outra, onde ocorre um rápido curto-circuito entre as fases.

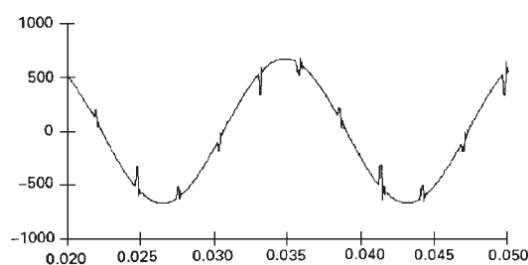


Figura 2-10 Exemplo de recorte de tensão provocado por um conversor trifásico
Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003)

2.2.5.6 Ruídos (Noise)

Os *ruídos* são definidos por qualquer sinal elétrico indesejável, contendo frequências inferiores a 200 kHz e sobreposto a forma de onda fundamental de tensão ou corrente dos condutores de fase ou condutores de neutro. Basicamente o *ruído* pode ser considerado como qualquer distúrbio na forma de onda que não possa ser caracterizado como *harmônico* ou como *transientes* (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

Os *ruídos* podem ser causados por dispositivos eletrônicos de potência, circuitos de controle, equipamentos que trabalham com arco voltaico e cargas acionadas por retificadores de estado-sólido. Os *ruídos* geralmente são agravados por falha no sistema de aterramento e podem provocar problemas no funcionamento de dispositivos eletrônicos como computadores, balanças, instrumentos de medição e dispositivos de proteção.

2.2.6 Flutuação de Tensão (Voltage Fluctuation)

As *flutuações de tensão* podem ser variações sistemáticas no nível de tensão ou uma série de mudanças de tensão aleatórias, mas que não ultrapassem a amplitude da tensão normal de operação de 0,9 p.u. a 1,1 p.u. (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

As *flutuações de tensão* podem gerar um efeito chamado cintilação (Flicker), que pode ser observado em lâmpadas que estão piscando rapidamente de forma perceptível ao olho humano. O A Figura 2-11 exemplifica uma *oscilação de tensão* gerada por um Forno de Arco Elétrico.

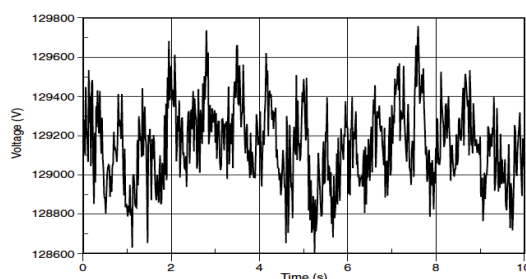


Figura 2-11 Exemplo de Flutuação de tensão provocado pela operação de um Forno a Arco
Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003)

2.2.7 Variações de Frequência (Power Frequency Variations)

As *variações de frequência* podem ser definidas como o desvio da frequência fundamental do seu valor nominal especificado, normalmente as frequências utilizadas são 50 Hz ou 60 Hz (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003).

As *variações de frequência* não são muito comuns, normalmente ocorrem quando um grande bloco de carga é desligado ou quando uma grande fonte de geração é desconectada do sistema. A frequência do sistema esta diretamente relacionada a velocidade de giro do gerador, logo, existem pequenas *variações de frequência* que são relativas ao balanceamento dinâmico entre a carga e a geração. A Figura 2-12 mostra as *variações de frequência* típicas de um gerador de 13 kV, onde pode-se observar que as variações possuem amplitudes inferiores a 0,05 Hz.

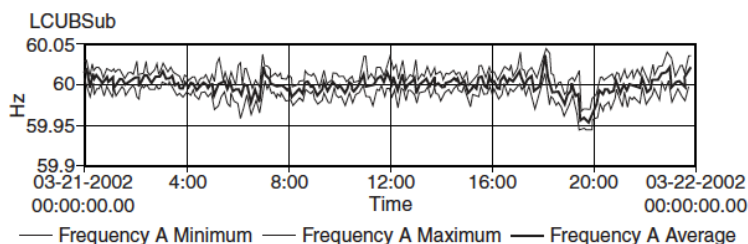


Figura 2-12 Gráfico de Frequência barramento 13 kV (Cortesia de Dranetz-BMI/Electrotek Concepts)
Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003)

Segundo Dungan e McGranaghan (2003), os distúrbios do tipo *recorte* (Notching), podem ser confundidos com *variações de frequência*, visto que durante a sua ocorrência, o nível de tensão pode chegar suficientemente próximo a zero, chegando ao ponto de confundir os instrumentos de medição que utilizam a passagem de zero (crossing zero) para fazer a medição de frequência.

2.3 Tipos de Carga

A energia elétrica pode assumir características diferentes dependendo do tipo de carga acionada. Para avaliar o comportamento de sistemas elétricos é comum considerá-los como sendo o resultado de uma interação entre os dispositivos a eles conectados, sejam eles fontes de alimentação, componentes de rede de transmissão, distribuição ou qualquer outro dispositivo a ele conectado (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Para o estudo de *harmônicos* é necessário conhecer o conceito de *cargas lineares* e *cargas não lineares*, visto que os fenômenos de *distorções harmônica* são encontrados somente em dispositivos que possuem um comportamento de *carga não linear*.

Uma carga é dita linear, quando a forma de onda da tensão e da corrente são similares, bem como a corrente que circula pela carga é diretamente proporcional a tensão aplicada. De forma geral, as *cargas lineares* são formadas por resistores, capacitores de valores fixos e indutores não saturáveis (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Dungan e McGranaghan (2003), define as *cargas não-lineares* como sendo aquelas na qual a corrente não é proporcional a tensão aplicada. Já Schneider (2013), define as *cargas não-lineares* como cargas na qual a corrente que ela absorve não possui a mesma forma de onda da tensão que a alimenta.

Podemos verificar na Figura 2-13 (a), que as formas de onda da tensão e da corrente possuem uma forma senoidal, o que a caracteriza como uma *carga linear*. Já na Figura 2-13 (b),

as formas de onda da tensão e corrente são diferentes, neste caso, esta carga é considerada uma *carga não linear*.

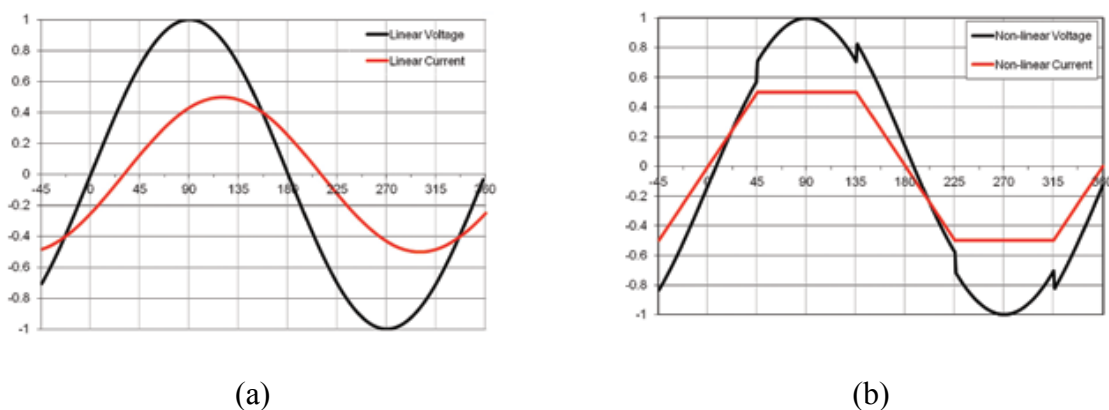


Figura 2-13 Tipos de carga: (a) linear e (b) não linear
Fonte: (SHAH, 2013)

As cargas não lineares podem ainda ser divididas em *convencionais* e *chaveadas*. As *convencionais* são caracterizadas pela ausência de interruptores estáticos, como transformadores, máquinas elétricas, reatores de núcleo ferromagnético e fornos elétricos a arco. Por outro lado, as cargas não lineares chaveadas, fazem o uso de diodos, transistores e tiristores que, de forma geral, operam em modo de interrupção ou bloqueio. As cargas chaveadas são amplamente utilizadas, como por exemplo, retificadores (ca-cc), conversores (cc-ca), ciclo-conversores (ca-ca), acionamentos eletrônicos de velocidade variável, fontes de computadores etc.

2.4 Harmônicos

Os *harmônicos* são uma subclasse de distúrbios de energia elétrica do tipo *distorção da forma de onda*, que ocorrem em regime permanente. Este fenômeno é apenas um dos diversos distúrbios que interferem na qualidade de energia elétrica, porém, não menos importante que os outros, está cada vez mais presente no sistema elétrico, devido ao aumento significativo da utilização de *cargas não lineares*, propiciada pelo avanço tecnológico dos dispositivos eletroeletrônicos.

Para os amantes da engenharia, pode-se dizer que existe até uma certa “*beleza tecnológica*” nos distúrbios harmônicos, dado a essência de sua natureza e da complexa teoria matemática que permite a sua compreensão e análise. Os *harmônicos* podem ser caracterizados matematicamente através da análise de Fourier que foi desenvolvida em 1822 pelo matemático francês Jean-Baptiste Joseph Fourier (1768-1830). Este modelo matemático utiliza um processo de conversão da forma de onda no domínio do tempo em suas componentes representadas no domínio da frequência (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Dungan e McGranaghan (2003) se referem as Séries de Fourier como sendo uma forma de onda periódica, representada pelo somatório de ondas senoidais puras, na qual a frequência de cada senoide é um múltiplo inteiro da frequência fundamental da onda original. A cada múltiplo inteiro da frequência fundamental, que compõe o sinal original, é atribuído o nome de harmônico.

A Figura 2-14 mostra a decomposição de uma forma de onda distorcida, na qual a frequência fundamental de 60 Hz representa o primeiro *harmônico*. As demais frequências, múltiplas da frequência fundamental, definem o nível dos demais *harmônicos*. Cada nível está diretamente associado ao seu múltiplo da frequência fundamental ($h=1$, 60Hz), representado pela letra “h”. Logo, o 3º múltiplo da frequência fundamental representa o 3º *harmônico* ($h=3$, 180 Hz), o 5º múltiplo da frequência fundamental representa o 5º *harmônico* ($h=5$, 300Hz) e assim por diante.

O somatório de todas as formas de onda dos componentes de frequência, podem reproduzir quase que perfeitamente a forma de onda original, isso vai depender da quantidade de componentes decompostos. Quanto maior for o número de componentes, melhor será a definição da forma de onda reproduzida.

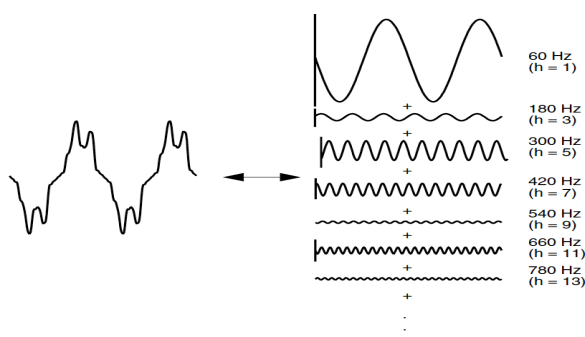


Figura 2-14 Representação de Fourier de uma forma de onda distorcida
Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003)

A Figura 2-15 (a) representa a decomposição de um sinal senoidal, com frequência fundamental de 60 Hz, decomposto nas componentes de frequência de 3ª e 5ª ordem. O somatório destes dois componentes de frequência está representado pela forma de onda na cor vermelha, no qual pode-se observar a similaridade com o sinal original, sendo que, quanto mais componentes de frequência forem somados, mais próximo da forma de onda original ele será.

A Figura 2-15 (b) mostra o espectro de frequência de um sinal decomposto em seus componentes ímpares até a 49ª harmônica. Podemos observar que os primeiros harmônicos possuem um peso maior no somatório, logo, a medida em que acrescentamos no somatório mais componentes, pouco se contribui para a recuperação da forma de onda original, além de exercerem pouca influência na qualidade de energia.

Dungan e McGranaghan (2003) consideram que os harmônicos de alta ordem (25ª ou 50ª), costumam ser insignificantes para análise da maioria dos sistemas, visto a dificuldade de se obter dados precisos para a medição de altas frequências, além do que, estas ordens de harmônicos mais altas podem até exercer uma certa influência em dispositivos eletrônicos de baixa potência, mas pouco podem influenciar os sistemas de potência mais robustos.

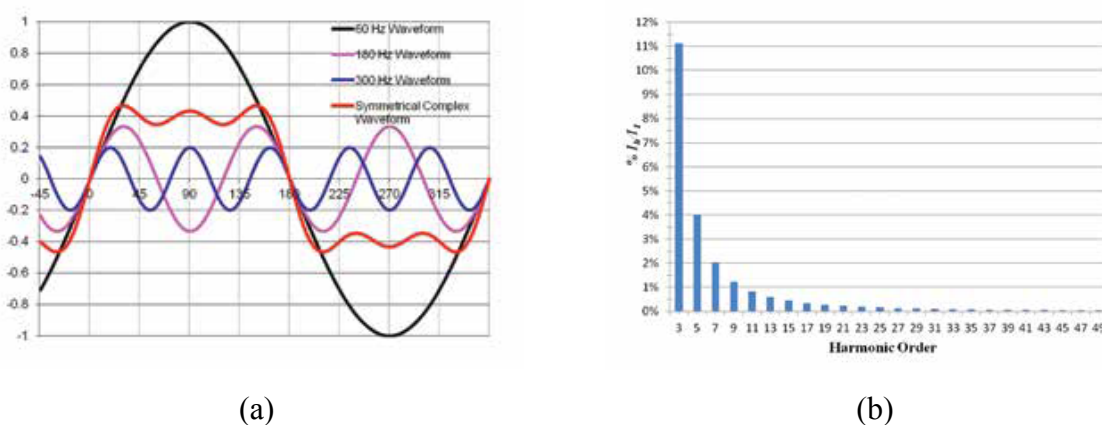


Figura 2-15 (a) Forma de onda simétrica (b) Espectro de frequência
Fonte: (SHAH, 2013)

2.5 Métodos para Caracterização de Harmônicos

A análise de Fourier é normalmente empregada para identificar os componentes de frequência em uma forma de onda não senoidal. A frequência, amplitude e fase de cada componente podem ser determinados por esta ferramenta matemática, amplamente utilizada nas aplicações práticas de ciências e de engenharia (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

2.5.1 Classificação de Sinais

A análise dos *harmônicos* está diretamente ligada a análise das formas de onda de tensão e corrente. A análise de Fourier, utilizada para decompor um sinal no domínio do tempo em seus componentes no domínio da frequência, faz constante referência a sinais classificados como: *contínuos*, *discretos*, *periódicos*, *não periódicos*, *pares* e *ímpares*. Estas classificações são importantes para que se possa obter um melhor entendimento do modelo matemático de Fourier e demais modelos existentes aplicados na análise de sinais.

2.5.1.1 Sinais de Tempo Contínuo e Discreto

Segundo Haykin e Veen (2001), os sinais podem ser classificados de acordo com seu comportamento em função do tempo. Um sinal $x(t)$ é classificado como um *senal de tempo contínuo*, se ele for definido para todo tempo t . Estes sinais surgem naturalmente quando uma forma de onda física é convertida em um sinal elétrico como, por exemplo, uma onda acústica convertida em sinal de tensão ou corrente através de um microfone ou uma fotocélula que faz conversão similar quando sujeita a variações de intensidade luminosa.

O *senal de tempo discreto* é aquele definido somente em instantes isolados de tempo, onde a variável independente assume somente valores discretos, geralmente espaçados uniformemente. O *senal de tempo discreto* frequentemente é derivado de um *senal de tempo contínuo*, através de uma taxa de amostragem uniforme (HAYKIN e VEEN, 2001).

A Figura 2-16 (a) representa um sinal no tempo contínuo, onde pode-se observar que para qualquer valor de t , existe um valor $x(t)$ correspondente. Por outro lado, a Figura 2-16 (b) representa um *senal de tempo discreto*, onde somente existem valores definidos para $x[n]$ nos pontos específicos de n .

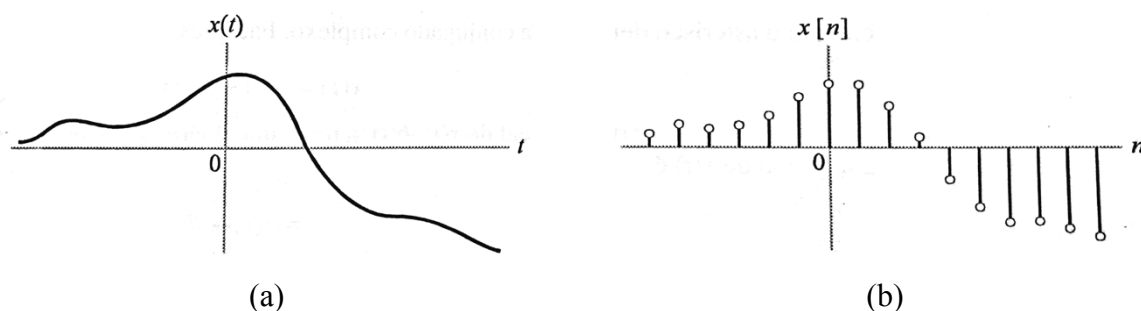


Figura 2-16 (a) Sinal tempo contínuo (b) Sinal tempo discreto
Fonte: (HAYKIN e VEEN, 2001)

Haykin e Veen (2001), utilizam a nomenclatura abaixo para diferenciar e fazer referência a sinais contínuos ou discretos:

$x(t)$, onde t denota o tempo para um *sinal de tempo contínuo* e os parênteses (.) denotam quantidades com valores *contínuos*.

$x[n]$, onde n denota o tempo para um *sinal de tempo discreto* e os colchetes [.] denotam quantidades com valores *discretos*.

2.5.1.2 Sinais Pares e Ímpares

Um sinal é considerado par, se ele for simétrico ao eixo vertical ou origem do tempo, para isso ele deve atender a seguinte condição:

$$x(-t) = x(t), \text{ para todo } t \quad (2-1)$$

Um sinal é considerado ímpar se ele for antissimétrico em relação a origem de tempo, para isso ele deve atender a seguinte condição:

$$x(-t) = -x(t), \text{ para todo } t \quad (2-2)$$

As mesmas regras se aplicam para *sinais de tempo discreto*. A Figura 2-17 mostra respectivamente, um *sinal de tempo contínuo par* e um *sinal de tempo contínuo ímpar*.

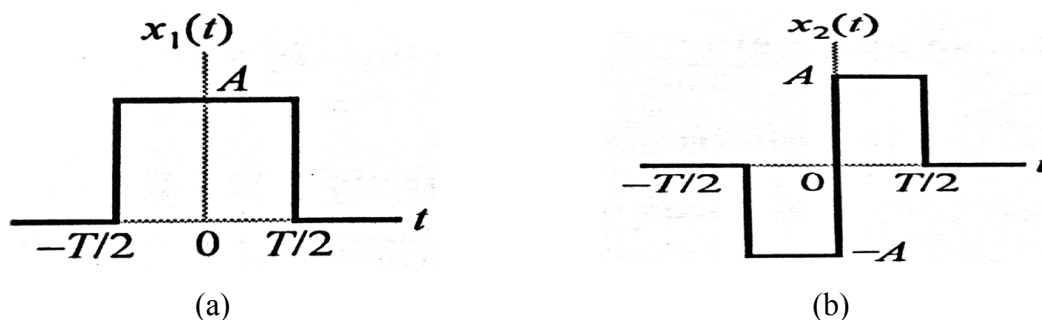


Figura 2-17 (a) Sinal par (b) Sinal ímpar
Fonte: (HAYKIN e VEEN, 2001)

2.5.1.3 Sinais Periódicos e Não Periódicos

Um *sinal periódico* é aquele no qual a função que o descreve satisfaz a seguinte condição:

$$x(t) = x(t + T), \text{ para todo } t \quad (2-3)$$

Onde,

T , menor constante positiva que define o período da função periódica

t , tempo

Na prática isso significa dizer que um sinal periódico é aquele que se repete exatamente da mesma forma a cada período T .

A *frequência fundamental do sinal periódico* $x(t)$, descreve quão frequente o sinal se repete. Ela é formalmente definida por:

$$f = \frac{1}{T} \quad (2-4)$$

Onde

f é medida em hertz (Hz)

A frequência angular é definida por:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2-5)$$

Onde

ω é medida em radianos por segundo (rad/s)

Qualquer sinal $x(t)$, que não possua um valor de T que atenda ao especificado na equação (2-3) é considerado como um *sinal não periódico* ou *aperiódico* (HAYKIN e VEEN, 2001).

A Figura 2-18 (a) mostra uma forma de onda quadrática de um *sinal contínuo e periódico*. Já a Figura 2-18 (b) mostra pulso retangular de um *sinal contínuo*, porém *não periódico*, já que neste caso houve apenas uma ocorrência do sinal, sem apresentar nenhuma recorrência ou padrão de repetição.

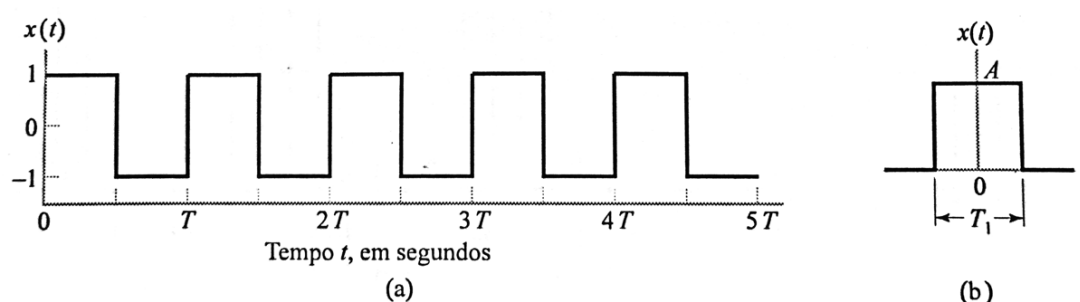


Figura 2-18 (a) Onda quadrada, sinal contínuo e periódico $A=1$, $T=0,2s$. (b) Pulso retangular, sinal contínuo não periódico
Fonte: (HAYKIN e VEEN, 2001)

2.5.2 Funções Ortogonais

As funções ortogonais são utilizadas na simplificação das funções que descrevem os coeficientes de Fourier, de forma a eliminar cálculos matemáticos desnecessários. Devido a isto, se faz necessário uma breve descrição de seus conceitos e seus resultados práticos.

A simplificação do processo de cálculo de qualquer natureza reduz consideravelmente a demanda do processamento computacional, até mesmo porque, na análise das distorções *harmônicas*, são utilizados equipamentos de medição microprocessados, no qual se utilizam simplificações e algoritmos matemáticos para reduzir ao mínimo possível as operações e obter o máximo desempenho, fornecendo informações que podem ser consideradas praticamente em tempo real.

As *funções ortogonais* são aquelas que, dado um conjunto de funções $\{\varphi(t)\}$, no intervalo $\alpha < t < \beta$, quaisquer duas funções deste conjunto $\varphi_i(t)$ e $\varphi_j(t)$, satisfazem as condições descritas em (2-6) (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

$$\int_{\alpha}^{\beta} \varphi_i(t)\varphi_j(t)dt = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ \gamma, & i = j \end{cases} \quad (2-6)$$

O resultado prático do conceito de *funções ortogonais* é a definição de um conjunto de propriedades que permitem a simplificação dos cálculos usados para definir as funções dos coeficientes de Fourier. Estas propriedades estão definidas nas equações (2-7) e (2-8), onde T representa o período da função e $m, n \in \mathbb{N} = \{1,2,3, \dots\}$.

$$\int_{t_0}^{t_0+T} \cos(nx) dx = \int_{t_0}^{t_0+T} \sin(nx) dx = \int_{t_0}^{t_0+T} \cos(mx) \sin(nx) dx = 0 \quad \forall m, n \quad (2-7)$$

$$\int_{t_0}^{t_0+T} \cos(mx) \cos(nx) dx = \int_{t_0}^{t_0+T} \sin(mx) \sin(nx) dx \begin{cases} 0, & m \neq n \\ \frac{T}{2}, & m = n \end{cases} \quad (2-8)$$

2.5.3 Representações de Fourier para quatro classes de sinais

Existem quatro representações distintas de Fourier, elas são aplicáveis de acordo com a combinação da periodicidade ou não do sinal, juntamente com a natureza do sinal ser do tipo *contínuo* ou *discreto*. As séries são utilizadas na representação de sinais periódicos, sendo que, os *sinais contínuos* são representados pela *Série de Fourier* (FS – Fourier Series), enquanto os *sinais discretos* são representados pela *Série de Fourier de Tempo Discreto* (DTFS – Discrete Time Fourier Series). Já os sinais *não periódicos* são representados por duas transformadas, a *Transformada de Fourier* (FT – Fourier Transform) é aplicada para *sinais contínuos* e a Transformada de Fourier de Tempo Discreto (DTFT – Discrete Time Fourier Transform), para *sinais discretos* (HAYKIN e VEEN, 2001).

Para facilitar o entendimento, a Figura 2-19 mostra a representação de Fourier adequada para cada uma das possíveis combinações dos sinais.

Domínio de Tempo	Periódica	Não periódica	
Contínuo	Série de Fourier (FS)	Transformada de Fourier (FT)	Não periódico
Discreto	Série de Fourier de Tempo Discreto (DTFS)	Transformada de Fourier de Tempo Discreto (DTFT)	Periódico
	Discreto	Contínuo	Domínio de Frequência

Figura 2-19 Relação entre propriedades de tempo de um sinal e a representação de Fourier apropriada
Fonte: Adaptada (HAYKIN e VEEN, 2001)

2.5.4 Série de Fourier

A série de Fourier permite realizar a conversão de uma função contínua no domínio do tempo em uma função discreta no domínio da frequência (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Uma função *periódica* pode ser definida de forma genérica como:

$$f(t) = f(t + hT), h = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2-9)$$

Onde,

T , menor constante positiva que define o período da função periódica

h , conjunto de números inteiros, que representa a ordem dos harmônicos

t , tempo

Segundo Fourier, a função $f(t)$ pode ser definida através do somatório de senos e cossenos numa combinação de amplitudes e frequências conforme apresentado em (2-10).

$$f(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega_1 t) + b_h \sin(h\omega_1 t)] \quad (2-10)$$

Onde,

a_0 valor médio de $f(t)$, é a componente cc do sinal

a_h, b_h amplitudes ou valor de pico da componente fundamental de ordem h da série

ω_1 frequência angular fundamental de $f(t)$ definida como $\omega_1 = 2\pi/T$

h ordem do harmônico

Uma função periódica no domínio do tempo pode ser representada pela função $f(t)$ no domínio da frequência. O termo $(a_1 \cos(\omega_1 t) + b_1 \sin(\omega_1 t))$ descreve a componente fundamental. O segundo harmônico é descrito pelo termo $(a_2 \cos(2\omega_1 t) + b_2 \sin(2\omega_1 t))$, o terceiro harmônico e os demais subsequentes são representados seguindo o mesmo critério (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

2.5.4.1 Coeficientes de Fourier

A *série trigonométrica de Fourier* descrita na equação (2-10) possui três coeficientes, a_0, a_h e b_h . Estes coeficientes determinam a componente CC e as amplitudes ou valores de picos das componentes de frequência e podem ser calculados utilizando-se as relações ortogonais definidas em (2-7) e (2-8).

O coeficiente a_0 pode ser encontrado integrando-se os dois lados de (2-10) em um período de $[0, T]$:

$$\int_0^T f(t) dt = \int_0^T \left[a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega_1 t) + b_h \sin(h\omega_1 t)] \right] dt \quad (2-11)$$

Do lado direito da equação em (2-11), podemos realizar uma simplificação, onde somente o termo a_0 irá permanecer. Os termos $a_h \cos(h\omega_1 t)$ e $b_h \sin(h\omega_1 t)$ da integral, serão eliminados pelo princípio da ortogonalidade definidos em (2-7). Desta forma a equação se reduz a:

$$\int_0^T f(t) dt = \int_0^T a_0 dt \quad (2-12)$$

Onde a integral do lado direito pode ser resolvida e se resumirá a:

$$\int_0^T f(t) dt = a_0 T \quad (2-13)$$

Isolando o coeficiente a_0 , a equação final é:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2-14)$$

Para encontrar o coeficiente a_h , multiplica-se os dois lados da equação (2-10) pelo termo $\cos(k\omega_1 t)$, onde k é um número inteiro positivo, e integra-se os dois lados da equação no intervalo $[0, T]$:

$$\begin{aligned} \int_0^T f(t) \cos(k\omega_1 t) dt &= \int_0^T \left[a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega_1 t) + b_h \sin(h\omega_1 t)] \right] \cos(k\omega_1 t) dt \\ &= a_0 \int_0^T \cos(k\omega_1 t) dt + \sum_{h=1}^{\infty} \left[\int_0^T a_h \cos(h\omega_1 t) \cos(k\omega_1 t) dt \right] \\ &\quad + \sum_{h=1}^{\infty} \left[\int_0^T b_h \sin(h\omega_1 t) \cos(k\omega_1 t) dt \right] \end{aligned} \quad (2-15)$$

Do lado direito da equação, as integrais contendo os coeficientes a_0 e b_h são nulas em vista da equação(2-7). Desta forma, restará do lado direito da equação somente a integral que contém o coeficiente a_h que, pelo mesmo princípio da ortogonalidade em (2-8), será nulo para $h \neq k$ e $\frac{T}{2}$ para $h = k$. Pode-se reescrever e equação (2-15) eliminando os termos nulos e fazendo $h = k$, resultando em:

$$\int_0^T f(t) \cos(k\omega_1 t) dt = a_h \cdot \int_0^T \cos(h\omega_1 t) \cdot \cos(k\omega_1 t) dt, \quad h = k$$

$$\int_0^T f(t) \cos(k\omega_1 t) dt = a_h \frac{T}{2} \quad (2-16)$$

Isolando o coeficiente a_h a equação final é:

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(h\omega_1 t) dt, \quad h = 1, 2, \dots, \infty \quad (2-17)$$

Para encontrar o coeficiente b_h o procedimento é o mesmo, mas desta vez multiplica-se os dois lados da equação (2-10) pelo termo $\sin(k\omega_1 t)$, onde k é um número inteiro positivo, e integra-se os dois lados da equação no intervalo $[0, T]$:

$$\int_0^T f(t) \sin(k\omega_1 t) dt = \int_0^T \left[a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega_1 t) + b_h \sin(h\omega_1 t)] \right] \sin(k\omega_1 t) dt$$

$$= a_0 \int_0^T \sin(k\omega_1 t) dt + \sum_{h=1}^{\infty} \left[\int_0^T a_h \cos(h\omega_1 t) \sin(k\omega_1 t) dt \right]$$

$$+ \sum_{h=1}^{\infty} \left[\int_0^T b_h \sin(h\omega_1 t) \sin(k\omega_1 t) dt \right] \quad (2-18)$$

Do lado direito da equação, as integrais contendo os coeficientes a_0 e a_h são nulas em vista da equação(2-7). Desta forma, restará do lado direito da equação somente a integral que contém o coeficiente b_h que, pelo mesmo princípio da ortogonalidade em (2-8), será nulo para $h \neq k$ e $\frac{T}{2}$ para $h = k$. Pode-se reescrever a equação (2-18) eliminando os termos nulos e fazendo $h = k$, resultando em:

$$\int_0^T f(t) \sin(k\omega_1 t) dt = b_h \cdot \int_0^T \sin(h\omega_1 t) \cdot \sin(k\omega_1 t) dt, \quad h = k$$

$$\int_0^T f(t) \sin(k\omega_1 t) dt = b_h \frac{T}{2}$$
(2-19)

Isolando o coeficiente b_h a equação final é

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(h\omega_1 t) dt, \quad h = 1, 2, \dots, \infty$$
(2-20)

Logo, os coeficientes de Fourier são:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$
(2-14)

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(h\omega_1 t) dt$$
(2-17)

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(h\omega_1 t) dt$$
(2-20)

2.5.4.2 Série compacta de Fourier

Os coeficientes da série de Fourier representam a contribuição de cada harmônico na composição do sinal original. Podemos notar que, enquanto o coeficiente a_0 é o valor médio da função $f(t)$, os coeficientes a_h e b_h são as componentes retangulares do h -ésimo harmônico. (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

$$a_h \cos(h\omega_1 t) + b_h \sin(h\omega_1 t) = a_h \sin\left(h\omega_1 t + \frac{\pi}{2}\right) + b_h \sin(h\omega_1 t)$$

$$= a_h + jb_h$$

$$= c_h \angle \phi_h$$
(2-21)

Pode-se representar fasorialmente a componente de ordem h como visto na Figura 2-20, desta forma, a *Série de Fourier* como escrita em (2-10), pode ser representada de *forma de série compacta* como:

$$f(t) = c_0 + \sum_{h=1}^{\infty} c_h \cos(h\omega_1 t + \phi_h)$$

ou, em termos do seno:

$$f(t) = c_0 + \sum_{h=1}^{\infty} c_h \sin(h\omega_1 t + \varphi_h)$$

(2-22)

Onde,

c_0

Valor médio de $f(t)$, é a componente cc do sinal

$$c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2}$$

valor de pico da componente ordem h da série

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

ângulo de fase da componente de ordem h da série em cosseno

$$\varphi_h = \phi_h + \frac{\pi}{2}$$

ângulo de fase da componente de ordem h da série em seno

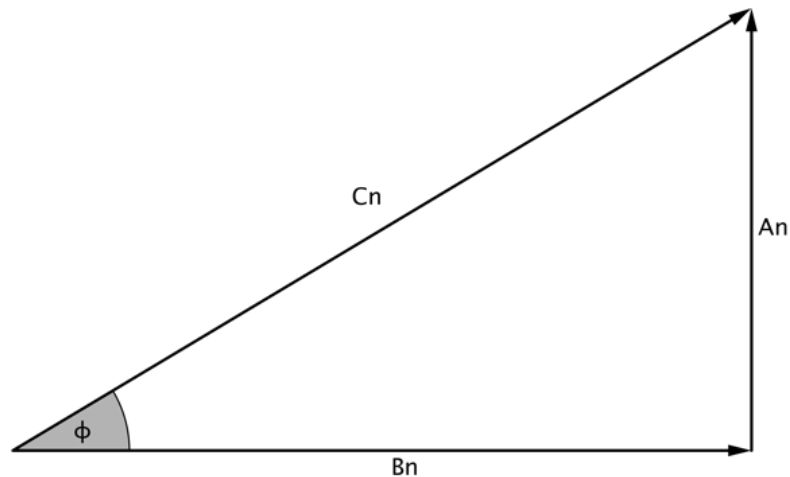


Figura 2-20 - Diagrama Fasorial da componente harmônica de ordem h .
Fonte: Adaptada (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Utilizando a *série compacta de Fourier*, o par c_h e ϕ_h de cada ordem, contém a informação capaz de descrever a onda, lembrando que quanto maior a quantidade de termos maior será a aproximação à forma de onda original. Sendo assim, a *Série Compacta de Fourier* pode ser definida como:

$$f(t) = c_0 + c_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1) + c_2 \cos(2\omega_1 t + \phi_2) + \dots + c_h \cos(h\omega_1 t + \phi_h) \quad (2-23)$$

Ou

$$f(t) = c_0 + c_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + c_2 \sin(2\omega_1 t + \varphi_2) + \dots + c_h \sin(h\omega_1 t + \varphi_h) \quad (2-24)$$

2.5.4.3 Espectro harmônico da onda

O *espectro harmônico da onda* é uma lista de frequências (ordens), amplitudes e ângulos de cada componente da onda original. Este espectro é de vital importância na análise do sinal, visto que alguns problemas são característicos de determinadas frequências e a sua existência, ou não, pode determinar a solução adequada a ser aplicada. Além disso, as informações do espectro harmônico são utilizadas na elaboração de filtros a fim de mitigar ordens de harmônicos indesejáveis (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Conforme visto no item 2.5.4.2, Série compacta de Fourier, para calcular c_h é necessário primeiro calcular os *coeficientes de Fourier* a_0 , a_h e b_h , que, de forma geral, é um processo trabalhoso e no qual demanda uma série de cálculos complexos.

A amplitude c_h é o valor teórico que é lida através de analisadores de espectro ou osciloscópios na função FFT (*Fast Fourier Transform*), ou no gráfico de simuladores como o Matlab, Multisim, Pspice etc., estes porém, não mostram a amplitude de uma harmônica na forma de a_h ou b_h se as duas forem diferentes de zero (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A Figura 2-21 mostra a forma de onda reconstruída a partir da soma de 10 harmônicos ímpares, decompostas através da série de Fourier de uma onda quadrada com amplitude de 1 VPP (pico a pico). Podemos observar que o sinal recomposto, através da contribuição de cada harmônico, muito se aproxima da forma de onda quadrada original.

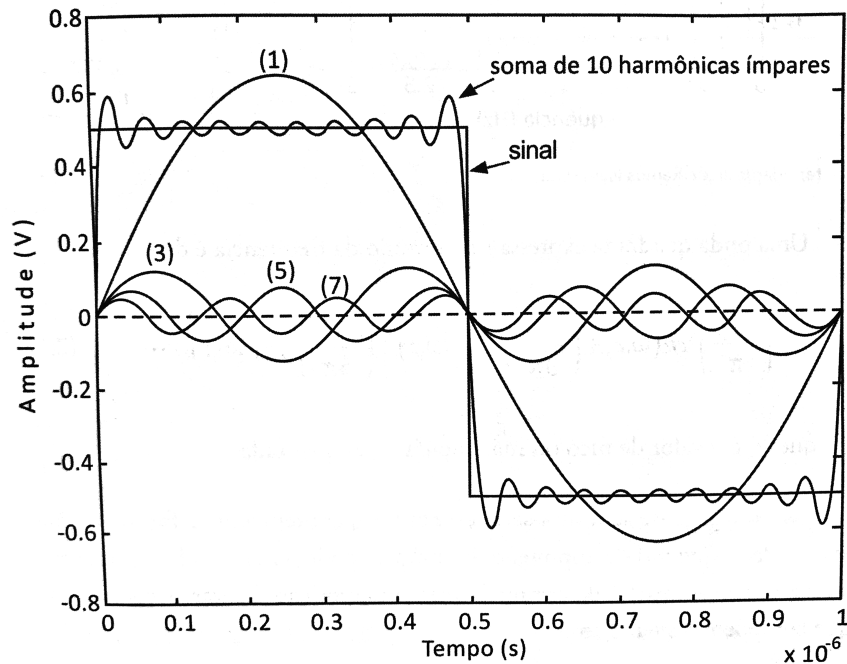


Figura 2-21 Sinal de onda quadrada com fundamental de 1 MHz, suas componentes até a 7ª ordem e a forma de onda resultante dos 10 harmônicos ímpares
 Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

A Figura 2-22 mostra o espectro de frequência da forma de onda quadrada até o seu trigésimo componente, bem como as amplitudes dos 10 primeiros componentes ímpares. Neste caso, para a forma de onda quadrada, os componentes pares são nulos e a fase dos componentes ímpares são 90° .

Uma forma de onda quadrada, decomposta em suas componentes harmônicas através da *Série de Fourier*, é dada por:

$$f(t) = \left(\frac{4V_p}{\pi}\right) \sin(\omega_1 t) + \left(\frac{4V_p}{3\pi}\right) \sin(3\omega_1 t) + \left(\frac{4V_p}{5\pi}\right) \sin(5\omega_1 t) + \dots \quad (2-25)$$

As *Séries de Fourier* mostram vantagem na representação de ondas distorcidas pelo fato de permitir que cada componente harmônico seja analisado separadamente, além de permitir a reconstrução do sinal através da superposição das componentes harmônicas decompostos do sinal original (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

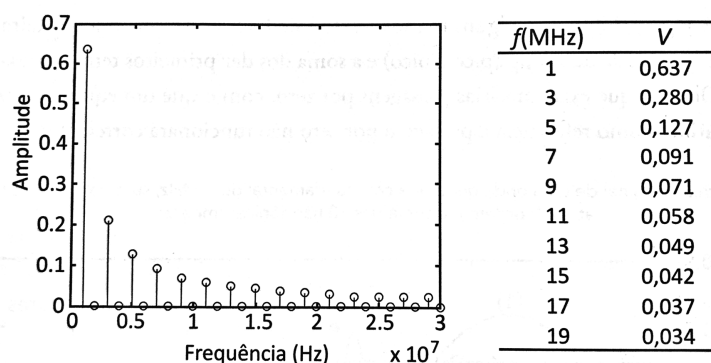


Figura 2-22 Espectro de amplitude de uma onda quadrada com fundamental de 1 MHz até o harmônico de trigésima ordem
 Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.5.4.4 Série exponencial de Fourier

Pode-se obter uma outra forma da *Série de Fourier*, utilizando a fórmula de Euler para substituir as funções seno e cosseno de (2-10) por suas formas exponenciais equivalentes. Essa forma é chamada de *série exponencial de Fourier*, extremamente útil na análise das respostas em frequência que é uma das mais importantes aplicações da *Série de Fourier* (JOHNSON, HILBURN e JOHNSON, 1990).

A *série exponencial de Fourier*, também conhecida como *série complexa de Fourier*, baseia-se na representação dos componentes de frequência como fasores que giram num plano complexo, permitindo a interpretação geométrica entre as formas de onda no domínio do tempo em relação ao domínio da frequência (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A Figura 2-23 mostra uma representação gráfica, no qual pode-se observar que um fasor que gire uniformemente com uma amplitude constante $\frac{A}{2}$, ângulo de fase que varie no tempo igual a $\theta = 2\pi ft + \varphi$, onde φ é o ângulo inicial quando $t = 0$, somado a um segundo fasor, de mesma magnitude, com ângulo de fase $-\theta$, girando em direção contrária, formará um vetor que sempre repousará sobre o eixo real, com magnitude variando em $[A, -A]$. Cada componente harmônico pode ser representado por dois fasores de amplitude dividida e com rotações opostas (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

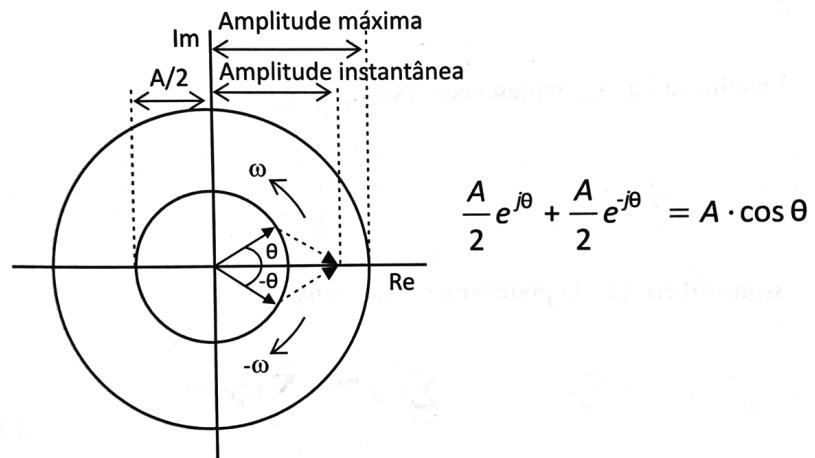


Figura 2-23 Fasores em contra rotação produzindo fasor resultante de amplitude variável
 Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Para se obter a forma *exponencial da série de Fourier* é necessário substituir as identidades trigonométricas (2-26) e (2-27)

$$\cos(h\omega_1 t) = \frac{e^{jh\omega_1 t} + e^{-jh\omega_1 t}}{2} \quad (2-26)$$

$$\sin(h\omega_1 t) = \frac{e^{jh\omega_1 t} - e^{-jh\omega_1 t}}{2j} \quad (2-27)$$

na equação (2-10), resultando em

$$\begin{aligned}
 f(t) &= \sum_{h=0}^{\infty} \left[a_h \left(\frac{e^{jh\omega_1 t} + e^{-jh\omega_1 t}}{2} \right) + b_h \left(\frac{e^{jh\omega_1 t} - e^{-jh\omega_1 t}}{2j} \right) \right] \\
 &= \sum_{h=0}^{\infty} \left[\frac{1}{2} (a_h - jb_h) e^{jh\omega_1 t} + \frac{1}{2} (a_h + jb_h) e^{-jh\omega_1 t} \right]
 \end{aligned} \quad (2-28)$$

Definindo C_h como:

$$C_h = \frac{1}{2}(a_h - jb_h) \quad (2-29)$$

O conjugado de C_h , representado por $C_h^* = C_{-h}$, é então:

$$C_h^* = \frac{1}{2}(a_h + jb_h) \quad (2-30)$$

Assim, a função em (2-28) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{h=0}^{\infty} C_h e^{jh\omega_1 t} + \sum_{h=0}^{\infty} C_{-h} e^{-jh\omega_1 t} \\ f(t) &= \sum_{h=0}^{\infty} C_h e^{jh\omega_1 t} + \sum_{h=0}^{-\infty} C_h e^{jh\omega_1 t} \\ f(t) &= \sum_{h=-\infty}^{\infty} C_h e^{jh\omega_1 t} \end{aligned} \quad (2-31)$$

Utilizando as equações (2-17) e (2-20), deduzidas para encontrar respectivamente os coeficientes a_h e b_h , podemos substituir na definição de C_h em (2-29)

$$\begin{aligned} C_h &= \frac{1}{2}(a_h - jb_h) \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos(h\omega_1 t) dt - j \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin(h\omega_1 t) dt \right) \\ &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) (\cos(h\omega_1 t) - j \sin(h\omega_1 t)) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jh\omega_1 t} dt \end{aligned} \quad (2-32)$$

Desta forma, a série exponencial de Fourier pode ser escrita como:

$$f(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} C_h e^{jh\omega_1 t} = C_0 + \sum_{h=1}^{\infty} (C_h e^{jh\omega_1 t} + C_{-h} e^{-jh\omega_1 t}) \quad (2-33)$$

Onde,

$$C_h = \frac{1}{T} \int_0^{t_0+T} f(t) e^{-jh\omega_1 t} dt \quad (2-34)$$

Na série trigonométrica, os coeficientes a_h e b_h são reais, já na série exponencial, o coeficiente C_h é complexo. Podemos observar em (2-31), que o índice da somatória abrange um intervalo de $-\infty$ a ∞ , desta forma, podem haver frequências negativas e no caso de a função ser periódica e real, o espectro de fase será simétrico em relação ao eixo de fase e o espectro de amplitude será simétrico em relação ao eixo vertical, com metade da amplitude representada pela *série compacta de Fourier* representada em (2-22) (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

2.5.5 Transformada de Fourier (FT)

A *Transformada de Fourier* permite realizar a transformação de uma função no domínio do tempo para o domínio da frequência, mesmo que a função não seja periódica (ALEXANDER e SADIKU, 2013).

Uma função não periódica com duração finita, pode ser vista como uma função periódica com o período $T \rightarrow \infty$. Neste caso, a frequência angular $\omega_1 \rightarrow 0$, fazendo com que o intervalo entre as frequências harmônicas também tenda a zero tornando a função contínua no domínio da frequência (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A equação (2-35) é conhecida como a Transformada Inversa de Fourier e permite transformar uma função do domínio da frequência, para o domínio do tempo.

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2-35)$$

Por outro lado, a equação (2-36) é conhecida como a *Transformada de Fourier* ou *Integral de Fourier* e permite transformar uma função não periódica no domínio do tempo para o domínio da frequência, resultando em um espectro contínuo.

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2-36)$$

As equações (2-35) e (2-36) são conhecidas como *Par da Transformada de Fourier*, que permite uma transformação em duas vias entre o domínio tempo e da frequência para um sinal não periódico.

2.5.5.1 Transformada Discreta de Fourier (DFT)

Na prática, os sinais contínuos normalmente são analisados na forma de uma função amostrada através de um processo de discretização utilizando a função impulso $\delta(t)$. Esta amostragem é representada por uma série no tempo, com amplitudes separadas por intervalos de tempo fixos denominado período (T) e pela frequência de amostragem f_s . A *Transformada Discreta de Fourier* é uma modificação da *Transformada de Fourier*, utilizada para lidar com dados amostrados (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Podemos observar na Figura 2-24, que uma função definida em um intervalo de 0 a T, pode ser dividido em n subintervalos, espaçados pelo tempo $\Delta t = \frac{T}{n}$. As funções discretizadas f_1, f_2, \dots, f_{n-1} , representam o valor da função contínua $f(t)$ no instante t_n .

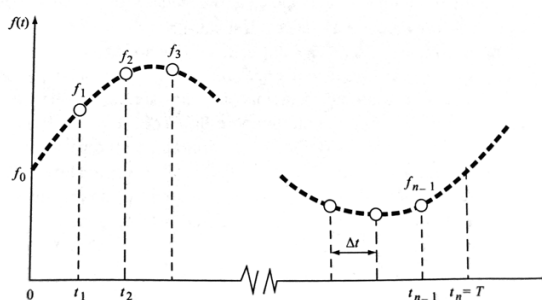


Figura 2-24 Pontos amostrais na série de Fourier discreta
Fonte: (CHAPRA, 2013)

A Transformada Discreta de Fourier, pode ser definida como

$$F_k = \sum_{n=0}^{N-1} f_n e^{-jk\omega_0 n}, \quad \text{para } k = 0 \text{ a } N - 1 \quad (2-37)$$

e a transformada inversa de Fourier como

$$f_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_k e^{jk\omega_0 n}, \quad \text{para } n = 0 \text{ a } N - 1 \quad (2-38)$$

Onde $\omega_0 = \frac{2\pi}{N}$.

As equações (2-37) e (2-38) são a forma discreta análogas as equações (2-35) e (2-36). Da mesma forma, elas funcionam como uma via de duas mãos, onde pode-se transitar do domínio do tempo para o domínio da frequência e vice-versa.

A *frequência de Nyquist* é a maior frequência que pode ser medida em um sinal e corresponde a metade da frequência de amostragem. Não poderão ser detectadas variações periódicas que ocorram mais rapidamente que o menor intervalo de tempo de amostragem (CHAPRA, 2013).

Para facilitar o entendimento, considere uma coleta de 100 amostras de dados ($N=100$), com uma frequência de amostragem de $f_s = 1000 \text{ Hz}$, ou seja, 1000 amostras por segundo. O intervalo de amostragem é

$$\Delta t = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{1000 \text{ amostras/s}} = 0,001 \text{ s/amostra} \quad (2-39)$$

O tamanho total da amostra é

$$t_N = \frac{N}{f_s} = \frac{100}{1000 \text{ amostras/s}} = 0,1 \text{ s} \quad (2-40)$$

o incremento de frequência é

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1000 \text{ amostras/s}}{100 \text{ amostras}} = 10 \text{ Hz} \quad (2-41)$$

a frequência de Nyquist é

$$f_{max} = 0,5f_s = 0,5 (1000 \text{ Hz}) = 500 \text{ Hz} \quad (2-42)$$

e a menor frequência detectável é

$$f_{min} = \frac{1}{0,1 \text{ s}} = 10 \text{ Hz} \quad (2-43)$$

Desta forma, para o exemplo acima, a DFT poderia detectar somente sinais com períodos de $1/500 = 0,002 \text{ s}$ até $1/10 = 0,1 \text{ s}$.

2.5.5.2 Transformada Rápida de Fourier (FFT)

A transformada rápida de Fourier é um algoritmo capaz de reduzir a quantidade de cálculos exigidos para se encontrar a DTFT descrita em (2-37), necessita de N^2 operações, o que pode demandar muito tempo e esforço computacional mesmo para amostras de dados de tamanho moderado (CHAPRA, 2013).

A FFT foi desenvolvida a fim de calcular a DFT de forma econômica, pois ela utiliza o resultado dos cálculos anteriores de forma a reduzir o número de operações utilizando a periodicidade e a simetria das funções trigonométricas. O número de operações realizados pela FFT é reduzido a $N \log_2 N$, desta forma, para realizar a análise de um sinal com $N = 50 \text{ amostras}$, a FFT é 10 vezes mais rápida que a DFT. Se consideramos $N = 1000 \text{ amostras}$, ela se torna 100 vezes mais rápida.

2.6 Medição de Harmônicos

A medição, de forma geral, quantifica ou qualifica parâmetros que permitem avaliar sucesso ou falha. Através das medições, pode-se monitorar a ocorrência de distúrbios, sua periodicidade, gravidade, bem como servir de base para tomada de decisão (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

É importante ressaltar que somente se pode controlar aquilo que de alguma forma possa ser medido. Sendo assim, dentro do contexto que envolva qualquer sistema ou equipamento que utiliza energia elétrica, as medições são utilizadas para diversos fins, como por exemplo, analisar causa raiz de problemas, avaliar a conformidade com requisitos legais, diagnosticar incompatibilidades entre fonte e carga, acompanhar o desempenho e conformidade dos equipamentos, ou seja, a medição está presente em tudo aquilo que precisa ser controlado.

As distorções harmônicas são fenômenos associados com deformações nas formas de onda das tensões e correntes em relação à onda senoidal da frequência fundamental (PRODIST e MÓDULO-8, 2016). Os Harmônicos são considerados fenômenos de estado permanente, porém, alguns efeitos instantâneos devido a eventos e surtos com harmônicos de alta frequência podem causar variações na QEE, o que pode vir a ocasionar mal funcionamento de equipamentos eletrônicos mais sensíveis. Os limites estabelecidos para distorções harmônicas são definidos levando-se em conta os efeitos provocados a longo prazo.

A maioria dos instrumentos de medição utilizados atualmente são eletrônicos e microprocessados, as medições puramente analógicas estão sendo substituídas, pois não atendem a necessidade da integração de dados que a modernidade exige, no que diz respeito a armazenagem e análise de dados, precisão e exatidão de valores medidos e outras funcionalidades que os equipamentos modernos oferecem.

Os instrumentos de medição devem observar as normas técnicas vigentes, que definem os requisitos necessários ao processamento dos sinais amostrados, segundo o princípio da amostragem digital (PRODIST e MÓDULO-8, 2016).

2.6.1 Processamento dos Sinais Elétricos

O processamento de medição das grandezas elétricas, passa por uma série de estágios e etapas, que de forma geral, seguem o modelo clássico de processamento de dados: entrada, processamento e saída.

A Figura 2-25 apresenta um diagrama de bloco típico de um sistema de processamento de sinais, onde a entrada do sinal pode ser feita de forma direta ou indireta através do uso de transdutores de corrente e ou de potencial. Logo em seguida, um filtro *Anti-aliasing* é utilizado para garantir que o teorema de amostragem seja satisfeito. O circuito de amostragem é responsável por realizar a discretização do sinal analógico de entrada que é contínuo e será representado

univocamente por um sinal discreto. Na sequência, são utilizados para o processamento do sinal, um conversor analógico-digital (A/D), um microprocessor (DSP) e um conversor digital-analógico (D/A), onde o sinal é reconstruído em sinal contínuo. Mais detalhes sobre os conversores A/D e D/A serão apresentados nos tópicos seguintes.

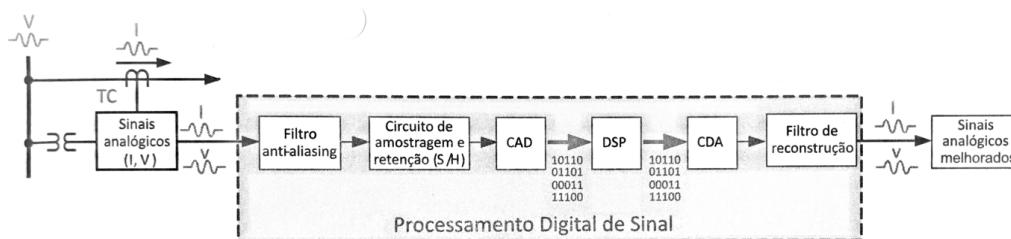


Figura 2-25 Diagrama de bloco ilustrando o processamento de sinal pelos instrumentos de medição
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Legenda:

- TP – Transformador de potencial
- TC – Transformador de corrente
- V, v – Sinal de Tensão
- I, i – Sinal de Corrente
- CAD – Conversor analógico-digital
- DSP – Processador digital de sinal (Digital Signal Processor)
- CDA – Conversor digital-analógico

2.6.2 Requisitos para Medição de Harmônicos

O processo de medição de sinais elétricos deve atender os protocolos de medição, traduzidos em procedimentos e métodos que devem ser considerados para a apuração dos valores medidos e na realização dos cálculos dos indicadores utilizados na Qualidade de Energia Elétrica (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Dentre os principais parâmetros dos protocolos de medição, podemos citar:

- taxa ou frequência de amostragem do sinal medido;
- resolução da conversão analógica-digital;
- incerteza;
- janela de integração ou intervalo de tempo de medição; e
- expressão de cálculo – agregação das amostras.

2.6.2.1 Frequência de amostragem

A frequência de amostragem f_s , também conhecida como taxa de amostragem, define a quantidade de amostras por segundo ou ciclos, que serão coletadas de um sinal contínuo para construir um sinal discreto. A frequência de amostragem é medida em Hz e seu inverso representa o período ou intervalo de amostragem, que é o tempo de intervalo entre as amostras ($T_s = \frac{1}{f_s}$).

É necessário encontrar um ponto equilíbrio para se determinar a frequência de amostragem de forma que ela não seja muito baixa, ao ponto de ser insuficiente para permitir a reconstrução do sinal amostrado e nem muito alta, ao ponto de obter uma quantidade de amostras desnecessárias, que apesar de aumentarem a resolução da forma de onda reconstruída, aumentam o processamento e demandam maior memória para armazenamento. A Figura 2-26, ilustra um sinal analógico (contínuo) e a amplitude do sinal amostrado $s(t)$.

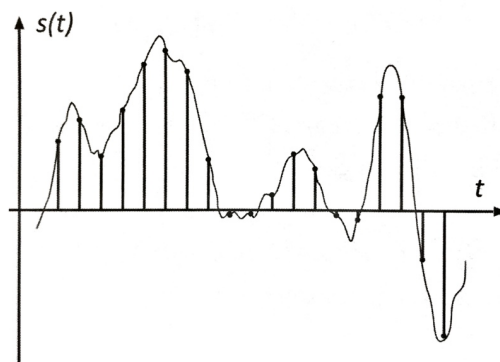


Figura 2-26 Representação digital de uma série de tempo analógica amostrada a uma taxa de amostragem fixa
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

O teorema de Shannon-Nyquist é utilizado para definir a menor frequência de amostragem f_s que possibilita a reconstrução do sinal amostrado. Este teorema estabelece que

$$f_s = 2f_{max} \quad (2-44)$$

Onde,

f_s é a frequência de amostragem

f_{max} é a maior frequência contida no sinal amostrado

Dada uma taxa de amostragem f_s , somente poderão ser representadas as frequências contidas no sinal amostrado que estejam no intervalo $\left[0, \frac{f_s}{2}\right]$. Sendo assim, dois princípios auxiliam na escolha da f_s : a frequência máxima que se deseja capturar e o número máximo de amostras que se deseja obter.

$$N = \frac{T_w}{T_s} \quad (2-45)$$

Onde,

T_w largura da janela de tempo

T_s intervalo de tempo entre amostras

2.6.2.2 Processo de amostragem

O processo de amostragem pode ser descrito em termos da soma do produto da série infinita das amostras da função contínua no tempo $f(n)$ e da função impulso unitário deslocado $\delta(t - nT)$, $n = 1, 2, 3, \dots$. Na saída, será gerado um sinal $f_t(n)$ em forma de pulsos estreitos, no qual a amplitude deste pulsos será igual ao valor instantâneo do sinal amostrado (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

$$f_T(n) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n) \cdot \delta(t - nT) \quad (2-46)$$

$$F_d(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_s \cdot F(f - nf_s) \quad (2-47)$$

$F_d(f)$ representa o espectro de frequência da função de tempo discreta $f_T(n)$, que é obtido através da transformada discreta de Fourier.

2.6.2.3 Processo de reconstrução ou interpolação

A partir do sinal de tempo discreto no tempo $f_T(n)$, o sinal contínuo no tempo $f(t)$ pode ser reconstruído, desde que a condição de Shannon-Nyquist tenha sido observada durante o processo de amostragem do sinal contínuo. Matematicamente, essa reconstrução pode ser expressa como o produto do sinal ou função discreta no tempo $f_T(n)$ e a função seno cardinal (*senc*), conforme descrito em

$$f(t) = f_T(n) \frac{\sin(\pi(f_s t - n))}{\pi(f_s t - n)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n) \frac{\sin(\pi(f_s t - n))}{\pi(f_s t - n)} \quad (2-48)$$

Aplicando-se a transformada de Fourier em (2-48), cada termo poderá ser reescrito em termos de seu espectro de frequência, conforme descrito em (2-49)

$$F(f) = F_d(f) \cdot S_i \quad (2-49)$$

Onde,

$F_d(f)$ é o espectro de frequência do sinal discreto no domínio do tempo

S_i é a função seno cardinal.

2.6.2.4 Pseudofrequência

Para que um sinal contínuo amostrado seja reconstruído sem distorções, a frequência de Nyquist (f_N) e a Taxa de Nyquist (T_N) precisam ser observados.

A frequência de Nyquist corresponde a maior frequência que pode ser reproduzida de um sinal contínuo, que foi amostrado a uma frequência de amostragem f_s . Portanto, para que o sinal seja reconstruído sem distorção, a frequência de Nyquist deve exceder à maior frequência contida no sinal amostrado, $f_N > f_{max}$. A taxa de Nyquist é a taxa de amostragem necessária para evitar distorções ou *aliasing* no sinal reconstruído, fenômeno que ocorre quando $f_s < T_N$ (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Quando o teorema de amostragem não é satisfeito, o sinal resultante sofrerá o efeito de *aliasing*, distorção. Este fenômeno ocorre pelo fato de não haverem amostras suficientes para se recompor o sinal original. A Figura 2-27 mostra duas senoides, onde a que possui uma linha contínua representa o sinal original e de linha pontilhada o sinal reconstruído a partir da interpolação das amostras disponíveis. É fácil visualizar que apesar dos pontos onde a amostra foi realizada coincidirem, os dois sinais são totalmente diferentes, neste caso, o sinal reconstruído possui *pseudofrequências*.

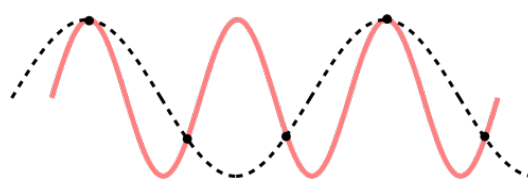


Figura 2-27 Duas senoides diferentes que encaixam no mesmo conjunto de amostras
Fonte: https://en.wikipedia.org/wiki/Nyquist-Shannon_sampling_theorem

Para prevenir *pseudofrequências*, um filtro passa baixa denominado *anti-aliasing* deve ser utilizado para filtrar o sinal de entrada. Este filtro deve possuir uma frequência de corte igual ou inferior a frequência de Nyquist, visto que frequências superiores são espúrias para o sinal a ser reconstruído e precisam ser filtradas. (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

$$f_{\text{anti-aliasing}} \leq f_N \quad (2-50)$$

Segundo os Procedimentos de Distribuição da Aneel, para fins de cálculo da distorção total, os instrumentos utilizados para medição de harmônicos devem considerar a medição de uma faixa de frequência de até no mínimo a 25ª ordem (PRODIST e MÓDULO-8, 2016). Outras normas exigem uma medição de faixas de frequência maiores, de ordem igual ou superior a 50ª.

Para facilitar o entendimento, traduzindo todos estes conceitos de forma prática, um harmônico de 25ª ordem, com frequência fundamental de 60 Hz, possui uma frequência de $25 \times 60 = 1,5 \text{ kHz}$, que seria considerada a frequência máxima presente no sinal amostrado. Segundo o teorema de Nyquist, a frequência de amostragem $f_s = 2 \times 1,5 \text{ kHz} = 3 \text{ kHz}$ é a menor frequência de amostragem capaz de representar a maior frequência presente no sinal amostrado.

2.6.2.5 Resolução da conversão analógico-digital

Um conversor analógico-digital (CAD) faz a conversão de uma entrada analógica de tensão ou corrente em um número digital representado no sistema binário. A resolução de um CAD é definida pela quantidade de bits (M) que ele possui. Um CAD de 12 bits, irá disponibilizar $2^{12} = 4096$ níveis. Isso equivale dizer que o sinal de entrada poderá ser classificado de acordo com 4096 níveis, sendo que quanto maior a resolução, menor vai ser o intervalo entre as amostras e mais próxima a amostra digital estará do sinal analógico (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A equação (2-51) representa a forma para se calcular a resolução (Q) de um CAD.

$$Q = \frac{E_{FSR}}{2^M} = \frac{E_{FSR}}{n} \quad (2-51)$$

Onde,

Q resolução do CAD

E_{FSR} faixa de fundo de escala (FSR – Full Scale Range)

M número de bits do conversor A/D

n número de níveis de discretização (2^M)

A Figura 2-28 representa dois conversores A/D com resoluções diferentes, um de 2 bits e outro de 3 bits. Podemos observar que o conversor de 3 bits permite a quantização de 8 níveis, que quando amostrado, melhor se aproxima do sinal analógico original quando comparado ao conversor de 2 bits.

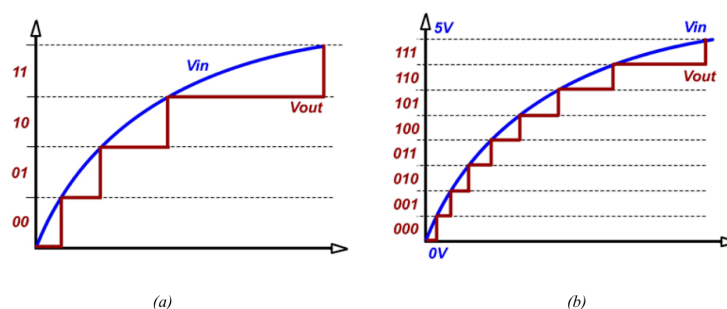


Figura 2-28 Conversor A/D: (a) 2, bits, quatro níveis, baixa resolução; (b) 3 bits, oito níveis com alta resolução
Fonte: <http://www.microcontrollerboard.com/analog-to-digital-converter.html>

A resolução Q de um CAD é expressa em volts (V). Ela representa o valor do intervalo de tensão, em relação ao range de entrada, entre os níveis do conversor onde cada valor de tensão será univocamente associado a um código. Isso quer dizer que para um CAD de 3 bits, com range de entrada de -1 a 1 volt, a resolução Q será de $Q = \frac{1-(-1)}{2^3} = \frac{2}{8} = 0,25 \text{ V/código}$, ou seja, cada um dos 8 níveis terá um intervalo de 0,25 V entre eles. O nível com o código *110* em base binária, correspondente ao número 6 em base decimal, será o valor de tensão de entrada referente a $6 \times 0,25V = 1,5V$, mas como o range é de -1 a 1 volt, ele corresponderá o 0,5V. Fazendo o cálculo inverso, para uma tensão de entrada de -0,5V, será atribuído o nível $m = \frac{0,5V}{0,25V} = 2$ em decimal que, transformado em base binária, será *010*.

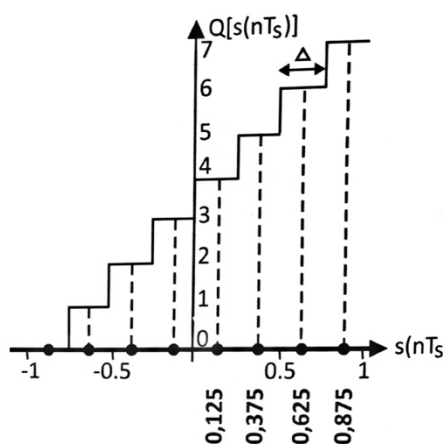


Figura 2-29 níveis de um conversor A/D de 3 bits
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

A Figura 2-29 ilustra o exemplo citado acima e permite visualizar que existe um Δ de tensão entre os níveis. Este Δ representa a aproximação de valores que serão feitos durante a quantização do valor de entrada. Desta forma, qualquer valor de tensão entre 0,375V a 0,625V serão arredondados para 0,5 V e conseqüentemente codificados como nível 6.

A diferença provocada pelo arredondamento durante o processo de quantização é chamada de *erro de quantização*. Para um CAD de 3 bits, o *erro de quantização* será $\varepsilon = \pm(1/2)^3$, ou seja, $\pm 12,5\%$. A cada novo bit adicionado ao conversor o erro cai a metade. Um conversor de 5 bits terá um erro de $\varepsilon = \pm(1/2)^5 = 3,125\%$ (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A Figura 2-30 ilustra um processo de amostragem e quantização de um sinal. Podemos observar que na representação de amplitude do sinal amostrado alguns valores foram arredondados provocando uma distorção na saída. Esta distorção provocada pelo *erro de quantização* é irreversível, mas pode ser minimizada aumentando-se a resolução do conversor A/D.

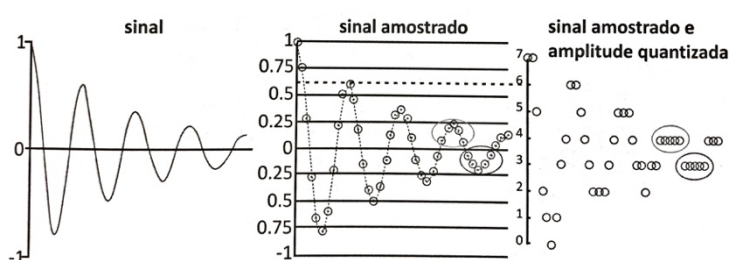


Figura 2-30 Amostragem e quantização em conversor A/D de 3 bits
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.6.2.6 Incerteza, precisão e exatidão

Nenhuma medição é exata. Toda medição está sujeita a um certo grau de *incerteza* gerado por uma série de fatores como calibração do instrumento, perícia do operador, umidade, temperatura e diversas outras interferências. Um instrumento real faz a leitura de um valor com uma *incerteza* que é especificada pelo fabricante, por exemplo, uma *incerteza* de $\pm 1,5\%$ significa que o valor medido apresentado pode ser maior ou menor em 1,5% do range nominal de medição do instrumento. (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

A *precisão* está relacionada com a concordância entre as medições repetidas e independentes de uma mesma quantidade, mantendo-se as mesmas condições de medição. A *precisão* não está relacionada com o valor real e sim com o fato de que todas as medições feitas sob mesmas circunstâncias apresentem valores iguais ou muito próximas umas das outras, mesmo que esta amostragem de valores não representem o valor real. A precisão de instrumentos de medição pode ser calculada conforme (2-52)

$$D = \frac{\sum_{i=1}^N |x_i - \bar{x}|}{N - 1} \quad (2-52)$$

Onde,

x_i conjunto de medições

\bar{x} média aritmética das medições

N número de medições

A *precisão* está associada ao grau de dispersão dos valores resultantes da repetição das medições. Já a *exatidão* ou *acurácia*, está relacionado ao grau de proximidade existente entre o valor medido e o valor real (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A *acurácia* e *erro* expressam a diferença entre o valor indicado e o valor verdadeiro, mas possuem uma conotação diferente. A *acurácia* é quão perto o valor medido está do valor verdadeiro, já o *erro* é quão longe o valor medido está do valor verdadeiro. Logo, é melhor ter maior *acurácia* e menor *erro*.

A Figura 2-31 ilustra de forma mais clara a diferença entre a *exatidão* e a *precisão*.

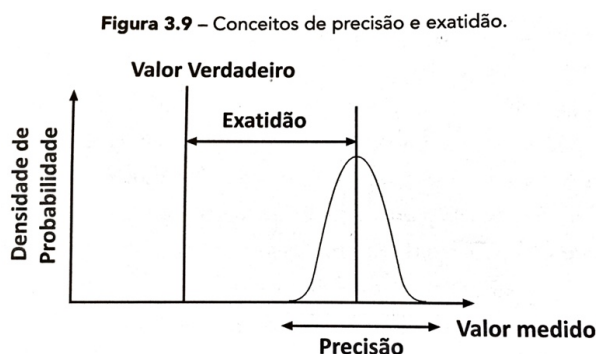


Figura 2-31 Conceito de exatidão e precisão
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.6.2.7 Janela de integralização

A janela de integralização corresponde ao intervalo de tempo no qual as amostras coletadas neste intervalo serão integralizadas. As janelas de integralização estão relacionadas com a periodicidade do sinal em regime permanente (50 ou 60 Hz) (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A largura de tempo da janela de integralização pode variar de acordo o tipo de sinal medido, bem como com o tipo de distorção que se deseja medir. As larguras de tempo da janela de integralização mais comuns podem variar de $\frac{1}{2}$ ciclo, quando se deseja medir sinais com variações rápidas, até 10 ou 12 ciclos da frequência fundamental, para medições de fenômenos em regime permanente como harmônicos, inter-harmônicos e desequilíbrios de tensão.

Os cálculos realizados com base na janela de integralização podem ser do tipo contínuo, ou discreto. O contínuo faz uma atualização da integralização a cada amostra, descartando a amostra mais antiga e considerando a mais recente. Já o discreto, se desloca a cada meio ciclo, ou ciclo ou múltiplo do ciclo. A Figura 2-32 ilustra a janela de integralização se deslocando de forma contínua a medida em que as amostras vão sendo coletadas.

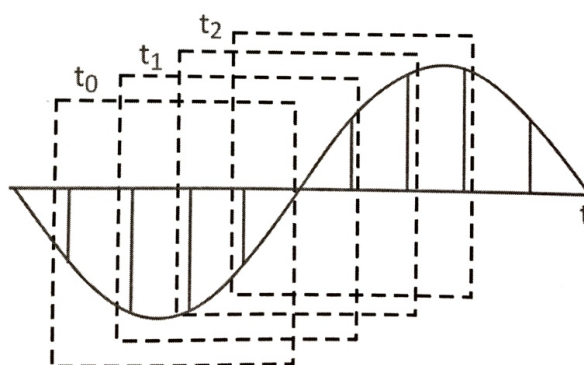


Figura 2-32 Janela básica de dados com quatro amostras
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Segundo o Prodint (Módulo 8, 2016), os sinais quase estacionários, como tensão, harmônicos, cintilação e demais considerados como fenômenos em regime permanente, devem ser calculados a partir das amostras coletadas em janelas fixas e consecutivas, onde cada janela compreenderá uma sequência de 12/15 ciclos (200/250 ms para 60Hz).

A normal IEC 6100-4-30 (2008), especifica que a cada janela de 200 ms, todos os valores eficazes (*rms – root mean square*), harmônicos, interharmônicos etc. devem ser calculados. Além disso, estes valores devem ser agregados em mais três intervalos:

- Intervalo de 150/180 ciclos de 50/60 Hz, correspondente a 3 s;
- Intervalo de 10 min;
- Intervalo de 2h.

A Figura 2-33 auxilia no entendimento da forma como a agregação dos dados é feita nos intervalos de tempo. Para o intervalo de tempo de 3 s, serão gerados 15 registros de 12 ciclos cada, onde cada registro é calculado utilizando a equação (2-53), com frequência de amostragem $f_s = 16$, o número de amostras do somatório será $N = 16 \times 12 = 192$ amostras. O intervalo de 10 min (600 s) será calculado de forma similar, porém, deverá utilizar no seu somatório 200 registros de 3 s, assim como o intervalo de 2 horas (120 min) utilizará 12 registros de 10 min.

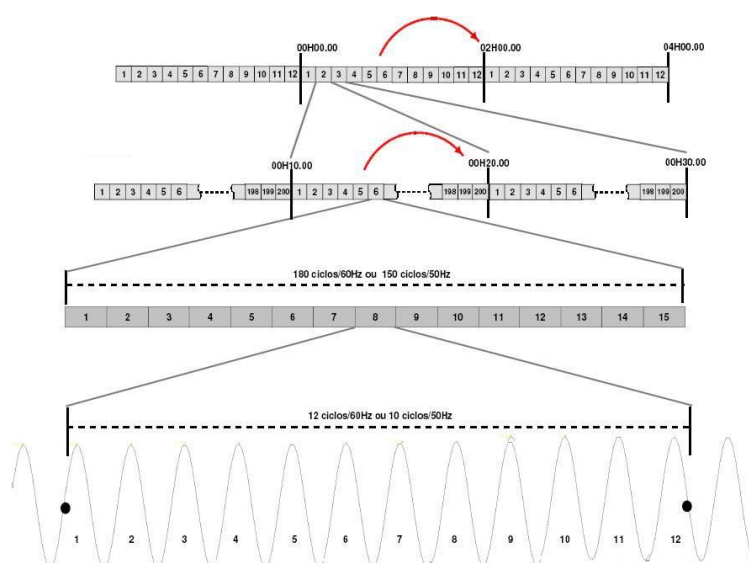


Figura 2-33 Agregação de tempo de um instrumento de medição
Fonte: (MATANA, 2008)

O resultado da medição do valor eficaz de tensão pode ser calculado de acordo com a equação (2-53), onde os intervalos de tempo devem ser parametrizáveis, por exemplo, intervalos de medição de dez minutos.

$$F = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N f^2(k\Delta t)} \quad (2-53)$$

Onde,

f , valor amostrado

N , número de amostras no intervalo de integração

Δt , intervalo de amostragem

$N\Delta t$, largura da janela – período sobre o qual o valor *rms* é calculado

Para monitoração da tensão em regime permanentes, os Procedimentos de Distribuição (PRODIST e MÓDULO-8, 2016), determinam que os equipamentos de medição devem atender aos seguintes requisitos mínimos:

- Taxa amostral: 16 amostras/Ciclo;
- Conversor A/D de sinal de tensão: 12 bits;
- Precisão: até 1% de incerteza.

O cálculo da Distorção Harmônica Total (DHT) deve ser realizado de forma a considerar o espectro de frequência desde a frequência fundamental até, no mínimo, a 25^a ordem harmônica. Além disso, o processo de apuração dos valores deve ser realizado em campanhas de 7 dias consecutivos (ou um número inteiro de semanas) de forma a equalizar as diferenças que podem ocorrer entre dias úteis e finais de semana (PRODIST e MÓDULO-8, 2016).

2.7 Indicadores de Distorção Harmônica

Em termos de Qualidade de Energia Elétrica, a “*distorção*” se refere à deformidade da forma de onda da tensão ou corrente alternada senoidal. Os indicadores harmônicos têm o objetivo de mensurar a conformidade senoidal da tensão e corrente, além de permitir a avaliação do desempenho da instalação (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

2.7.1 Componentes Simétricas Aplicadas aos Harmônicos

Qualquer sistema polifásico desequilibrado pode ser expresso como a soma de três conjuntos simétricos de N fasores equilibrados, denominados componentes simétricos (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A soma fasorial dos componentes de sequência positiva (+), negativa (–) e zero (0) resultam no fasor original. Isso pode ser simbolicamente observado através da Figura 2-34, onde são representados os componentes simétricos de um sistema trifásico desequilibrado.

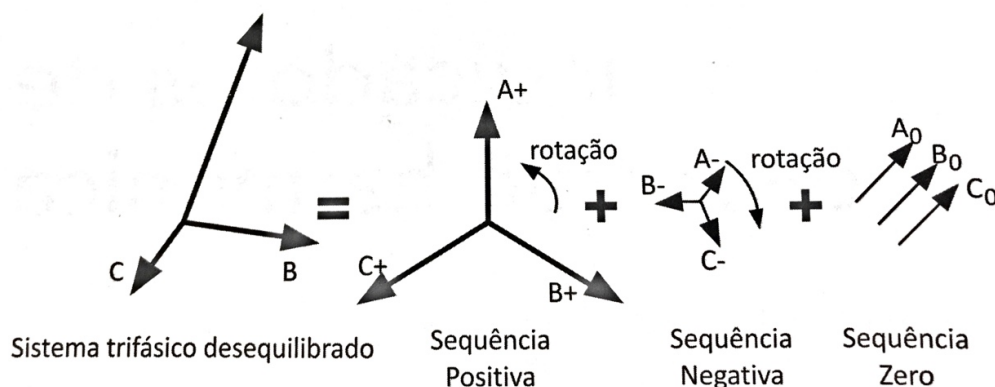


Figura 2-34 Exemplo de componentes simétricas
 Fonte: adaptado (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Em sistemas trifásicos equilibrados, onde existem cargas não lineares equilibradas, as seqüências de fase dos componentes harmônicos estão relacionadas de acordo com sua ordem. Através da Figura 2-35 pode-se facilmente reconhecer o padrão das seqüências de fase para cada harmônico, onde a harmônica de 1ª ordem possui seqüência de fase positiva, a de 2ª ordem seqüência de fase negativa e a de 3ª ordem seqüência de fase nula, repetindo-se este padrão para os harmônicos subsequentes.

h	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Seq	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0
h	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Seq	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0
h	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45
Seq	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0
h	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60
Seq	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0

Figura 2-35 Seqüência de fase dos harmônicos em um sistema trifásico equilibrado
 Fonte: adaptado (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Sendo assim, os sinais harmônicos podem ser classificados de acordo com sua ordem (h), frequência $f = h \cdot f_1$ e suas seqüências de fase $S_{+,-,0} = h_{+,-,0} + 3$. Além disso, podemos verificar que a regra tradicional de que sistemas equilibrados não apresentam componentes de seqüência negativa ou seqüência zero somente será válida quando não existirem componentes harmônicos.

2.7.2 Valor Eficaz Verdadeiro

O valor eficaz, ou *rms* (*root mean square*), de uma onda periódica qualquer é definido como:

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} f^2(t)} \quad (2-54)$$

Onde,

$f(t)$ sinal periódico

T período da onda

As ondas de tensão e de corrente periódicas, não senoidais, podem ser representadas pela *Série de Fourier* na qual estão presentes uma componente cc, a componente fundamental e harmônicos, podendo ser ainda representados na forma trigonométrica expandida, compacta ou exponencial. Substituindo a expressão de cálculo valor eficaz, descrito em (2-54), na série trigonométrica compacta e considerando que a_n e b_n correspondem aos valores de pico de sinusoides ($h = 1, 2, 3, \dots$), onde o valor de pico de uma senoide é igual a $\sqrt{2}$ vezes seu valor eficaz, pode-se chegar, através de algumas manipulações matemáticas, ao valor *rms* verdadeiro para um sinal de tensão e corrente periódicas e não senoidais, conforme definido em (2-55) e (2-56).

$$V_{rms} = \sqrt{V_{cc}^2 + \frac{1}{2} \sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} = \sqrt{V_{cc}^2 + \sum_{h=1}^{\infty} V_{rms,h}^2} \quad (2-55)$$

Onde,

$V_{rms,h}$ Valor eficaz da componente de tensão de ordem h

V_h Valor de pico da componente de tensão de ordem h

V_{cc} Valor da componente cc

$$I_{rms} = \sqrt{I_{cc}^2 + \frac{1}{2} \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} = \sqrt{I_{cc}^2 + \sum_{h=1}^{\infty} I_{rms,h}^2} \quad (2-56)$$

Onde,

$I_{rms,h}$ valor eficaz da componente de corrente de ordem h

I_h valor de pico da componente de corrente de ordem h

I_{cc} valor da componente cc

A tensão e a corrente instantânea não senoidal de regime permanente descritas respectivamente em (2-57) e (2-58), podem ainda ser divididas em duas outras componentes, onde uma representa a componente fundamental (v_1, i_1) e a outra a componente residual (v_H, i_H) sendo que esta última inclui a componente cc harmônica (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

$$v = v_1 + \sum_{h \neq 1} v_h = v_1 + v_H \quad (2-57)$$

$$i = i_1 + \sum_{h \neq 1} i_h = i_1 + i_H \quad (2-58)$$

Dado um intervalo de tempo de t a $(t + kt)$, onde k é um número inteiro do período T da onda, pode-se determinar o quadrado do valor rms verdadeiro de tensão e corrente conforme as equações (2-59) e (2-60).

$$\begin{aligned} V_{rms}^2 &= \frac{1}{kT} \int_t^{t+kT} v^2 dt = V_{rms,1}^2 + \left(V_{cc}^2 + \sum_{h \neq 1} V_{rms,h}^2 \right) \\ &= V_{rms,1}^2 + V_H^2 \end{aligned} \quad (2-59)$$

$$\begin{aligned}
 I_{rms}^2 &= \frac{1}{kT} \int_t^{t+kT} i^2 dt = I_{rms,1}^2 + \left(I_{cc}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{rms,h}^2 \right) \\
 &= I_{rms,1}^2 + I_H^2
 \end{aligned}
 \tag{2-60}$$

Onde,

V_H valor *rms* residual da onda distorcida de tensão

I_H valor *rms* residual da onda distorcida de corrente

Baseado nas equações acima, pode-se verificar que os componentes harmônicos contribuem para o aumento do valor eficaz médio o que implica no aumento de perdas, mas não necessariamente aumentam o valor médio do sinal. (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.7.2.1 Valor eficaz do sinal amostrado

Os instrumentos que medem o *valor eficaz*, o fazem a partir do cálculo da média aritmética do quadrado dos valores instantâneos, tomados das amostras da janela de integralização, conforme descrito em (2-61) e (2-62).

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v^2(k\Delta t)}
 \tag{2-61}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N i^2(k\Delta t)}
 \tag{2-62}$$

Onde,

v, i valor instantâneo amostrado da tensão e corrente no instante $k\Delta t$

N número de amostras no intervalo de integração

Δt intervalo de amostragem ($\Delta t = T/n$), onde T período da frequência industrial e n número de amostras por ciclo

$N\Delta t$ largura da janela de integralização – período sobre o qual o valor *rms* é calculado

O erro do *valor eficaz* medido, está relacionado com os *níveis de discretização* (Q) e com o *intervalo de amostragem* Δt , de forma que o erro será tanto menor quanto forem menores o intervalo entre as faixas de discretização e o intervalo de amostragem.

2.7.2.2 Método de cálculo de valor eficaz

De forma geral, os instrumentos de medição encontrados no mercado são capazes de realizar medições de tensão e corrente corretas somente para sinais puramente senoidais. Os sinais puramente senoidais são cada vez mais raros, já que o fenômeno de distorção harmônica, provocado pelo acionamento de cargas não lineares, está cada vez mais presente no sistema elétrico. Na presença de harmônicos, estes instrumentos comuns podem apresentar erros significativos, desta forma, se faz necessário conhecer qual técnica de medição é utilizada.

Os instrumentos podem utilizar diferentes técnicas de medição baseadas no:

- *Valor Médio*: método mais comum encontrado na maioria dos instrumentos de mercado. Estes instrumentos utilizam a relação entre o *valor eficaz* e o *valor médio* para sinais puramente senoidais, onde esta relação é determinada por um coeficiente de 1,11 (2-63). Basicamente, o *valor eficaz* é obtido através do sinal retificado por uma ponte de onda completa e multiplicando-se o valor médio pelo coeficiente, conforme descrito na Figura 2-36
- *Valor de pico*: de forma semelhante, utiliza a relação entre o *valor de pico* e o *valor eficaz* para determinar o coeficiente da relação entre eles que, no caso de sinais puramente senoidais, é de aproximadamente 1,414 (2-64).
- *Valor eficaz verdadeiro (true rms)*: aplicam-se a sinais senoidais e não senoidais. A medição é realizada a partir da decomposição do sinal em suas componentes de frequência. A largura de banda destes instrumentos determina a capacidade de realizar medidas confiáveis. Para sinais que apresentem harmônicos até a 25^a ordem, a largura de banda dever ser no mínimo de 1,5 kHz, considerando a fundamental de 60 Hz.

$$\frac{V_{rms}}{V_{m\u00e9dio}} = 1,11 \quad (2-63)$$

$$\frac{V_p}{V_{rms}} = \sqrt{2} \cong 1,414 \quad (2-64)$$

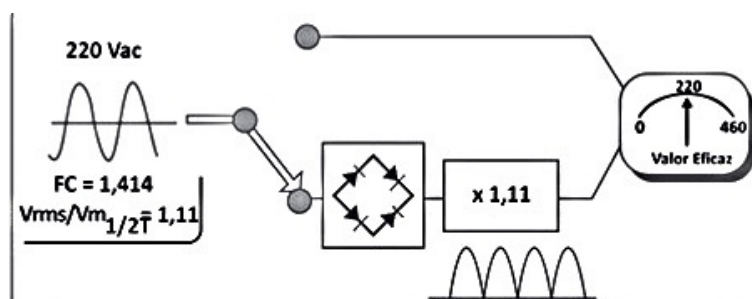


Figura 2-36 Circuito de medição de valor médio
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

A Figura 2-37 apresenta a exatidão com que os três tipos de medição citados realizam as medições para diferentes tipos de sinais. O que utiliza o método do *valor eficaz verdadeiro* (*true rms*) é o único capaz de realizar a medição com 100% de exatidão, independente do tipo de sinal, senoidal ou não senoidal.

	Tipo de Medidor		
	<i>rms</i> verdadeiro	Valor médio $1,11 \cdot V_{m\u00e9dio}$	Método de pico $0,707 \cdot V_p$
Onda senoidal	100%	100%	100%
Onda quadrada	100%	110%	82%
Onda triangular	100%	96%	121%
Corrente AVV	100%	86%	127%
Corrente PC	100%	60%	184%
Controlador de luz	100%	84%	113%

Figura 2-37 Sinais com diferentes graus de conformidade senoidal e instrumentos de medição de diferentes técnicas de medição de valor eficaz

Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.7.3 Corrente no neutro

Em um sistema trifásico tetrafilar, perfeitamente equilibrado, quando não existe a presença de harmônicos, as correntes de fase se cancelam e não existe circulação de corrente pelo neutro. Ainda para circuitos trifásicos equilibrados, mas com a presença de harmônicos, as correntes de

neutro se cancelam para as componentes de sequência de fase positivas e negativas, porém, os harmônicos de sequência zero nas correntes da fase *A*, *B* e *C*, estão em fase e se somam no neutro (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

$$I_{rms,N} = 3 \sqrt{\sum_{h \in \{3,6,9,\dots\}}^N I_{rms,h}^2} = 3 \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{h \in \{3,6,9,\dots\}}^N I_h^2} \quad (2-65)$$

A equação (2-65), representa o cálculo do *valor eficaz* da corrente de neutro onde pode-se verificar que pelo condutor de neutro pode circular uma corrente que é três vezes maior do que a corrente tripla que percorre cada condutor (*fase A*, *B* e *C*). A Figura 2-38 ilustra de forma mais clara o comportamento da corrente de neutro para harmônica de 3ª ordem.

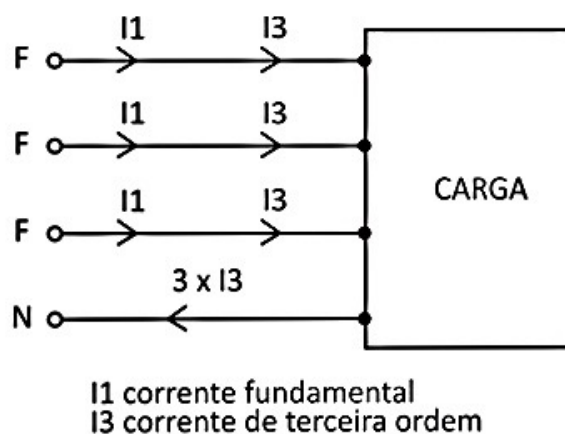


Figura 2-38 Corrente no neutro em sistema trifásico equilibrado com componente harmônica de terceira ordem
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

A Figura 2-39 mostra a forma de onda, de tensão e corrente, medida nas três fases de um quadro de distribuição que alimenta cargas não-lineares, onde o principal componente harmônico dessa corrente é o de 3ª ordem, apresentando risco real de sobrecarga, já que o condutor de neutro pode ter sido especificado para uma bitola igual ou menor que os condutores de fase.

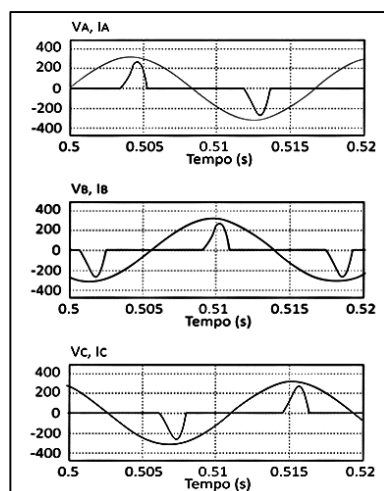


Figura 2-39 formas de onda de tensão e corrente em quadro de distribuição com cargas não lineares
 Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

A Figura 2-40, apresenta as medições de correntes de fase em um quadro de distribuição que alimenta cargas equilibradas e não senoidais. Comparando a correntes de fase em relação a corrente de neutro, de cada ordem harmônico, podemos verificar que a corrente de fase do 3º harmônico corresponde a 81% da corrente do componente fundamental, sendo esta muita representativa no valor total da corrente de neutro que, se observado na Figura 2-35, estão presentes somente nos harmônicos múltiplos de 3. A corrente de neutro é 1,73 vezes maior que a corrente de fase, que pode estar em sobrecarga se a especificação da bitola do cabo de neutro não tiver sido especificado considerando a existência de harmônicos. A NBR 5410 dispõe sobre uma série de fatores para definir a correta especificação do condutor de neutro.

Ordem h	Corrente Fase A, B, C (rms)	Corrente no Neutro (rms) $I_A + I_B + I_C$
1	1,201	0,000
3	0,977	2,931
5	0,620	0,000
7	0,264	0,000
9	0,068	0,204
11	0,114	0,000
13	0,089	0,000
15	0,029	0,087
17	0,042	0,000
19	0,044	0,000
21	0,019	0,057
23	0,020	0,000
Total	1,698 A (100%)	2,940 A (173%)

Figura 2-40 Corrente eficaz de fase e no neutro
 Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.7.4 Harmônicos em sistemas desequilibrados

Quando um sistema desequilibrado alimenta equipamentos com características não-lineares, que por natureza geram algum nível de distorção harmônica, podem ocorrer um aumento de injeções de harmônicos, em especial de sequência zero, além de facilitar a propagação destas distorções no sistema (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Componentes Harmônicas	Componentes de Sequência		
	Positiva	Negativa	Zero
Fundamental	$I_{a1} = 1,33 \angle 0^\circ$ $I_{b1} = 1,33 \angle -120^\circ$ $I_{c1} = 1,33 \angle +120^\circ$	$I_{a2} = 0,33 \angle +120^\circ$ $I_{b2} = 0,33 \angle -120^\circ$ $I_{c2} = 0,33 \angle 0^\circ$	$I_{a0} = 0,33 \angle -120^\circ$ $I_{b0} = 0,33 \angle -120^\circ$ $I_{c0} = 0,33 \angle -120^\circ$
3ª Harmônica	$I_{a3} = 0,17 \angle +120^\circ$ $I_{b3} = 0,17 \angle 0^\circ$ $I_{c3} = 0,17 \angle -120^\circ$	$I_{a2} = 0,17 \angle -120^\circ$ $I_{b2} = 0,17 \angle 0^\circ$ $I_{c2} = 0,17 \angle +120^\circ$	$I_{a0} = 0,67 \angle 0^\circ$ $I_{b0} = 0,67 \angle 0^\circ$ $I_{c0} = 0,67 \angle 0^\circ$
5ª Harmônica	$I_{a5} = 0,10 \angle -120^\circ$ $I_{b5} = 0,10 \angle +120^\circ$ $I_{c5} = 0,10 \angle 0^\circ$	$I_{a2} = 0,40 \angle 0^\circ$ $I_{b2} = 0,40 \angle +120^\circ$ $I_{c2} = 0,40 \angle -120^\circ$	$I_{a0} = 0,10 \angle +120^\circ$ $I_{b0} = 0,10 \angle +120^\circ$ $I_{c0} = 0,10 \angle +120^\circ$

Figura 2-41 Exemplo de componentes de sequência para correntes harmônicas desequilibradas
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Utilizando os dados da Figura 2-41 como exemplo, podemos verificar que em circuitos desequilibrados onde existe a presença de harmônicos, os componentes de sequência positiva, negativa e zero podem estar presentes em qualquer ordem harmônico. Neste exemplo, o harmônico de 3ª ordem possui componentes de sequência positiva e negativa, enquanto o harmônico de 5ª ordem, que em circuitos equilibrados teria somente o componente de sequência negativa, também possui componentes de sequência positiva e zero.

Como o sistema do exemplo acima é tetrafililar e desequilibrado, a corrente que flui pelo neutro será calculada considerando o componente de sequência zero de todas as ordens de harmônicos, desta forma, o valor eficaz da corrente no neutro $I_{rms,N}$ pode ser calculada como:

$$I_{rms,N} = 3 \sqrt{\frac{1}{2} [(0,33)^2 + (0,67)^2 + (0,1)^2]} = 1,6 \text{ A} \quad (2-66)$$

Se a carga fosse equilibrada e linear, a corrente de neutro seria $I_N = 0$, se a carga fosse desequilibrada e linear, somente circularia pelo neutro o componente de sequência zero da fundamental, neste caso $I_N = 3 \cdot \frac{0,33}{\sqrt{2}} = 0,7 \text{ A}$. Por fim, se a carga fosse equilibrada e não-linear, somente o componente de sequência zero da 3ª harmônica seria considerado, desta forma, a corrente de neutro $I_N = 3 \cdot \sqrt{\frac{1}{2} (0,67)^2} = 1,06 \text{ A}$.

Fazendo estas comparações, para o exemplo citado, podemos verificar que a corrente de neutro para a carga desequilibrada não-linear é de 1,6 A, o que representa um aumento da corrente de neutro de:

- 51% em relação à carga equilibrada não-linear e
- 128%, em relação à carga desequilibrada e linear.

Segundo Leão, Sampaio e Antunes (2014), para sistemas desequilibrados, com cargas não lineares, pode-se afirmar que:

- i. Componentes de sequência positiva e negativa podem ser encontradas em harmônicos de ordem tripla, mesmo para cargas sem neutro;
- ii. Componentes de sequência zero de harmônicos de ordem não tripla podem circular pelo neutro;
- iii. Os harmônicos de corrente de sequência zero são aprisionados, mantidos circulando nos enrolamentos conectados em delta primário de transformadores, causando aquecimento adicional;
- iv. As correntes de sequência zero, quando fluem através da impedância do sistema, podem causar distorção da tensão;
- v. A impedância de sequência zero de um transformador delta-estrela é igual à impedância de sequência positiva e negativa (valor de placa). A maioria dos transformadores possui este tipo de conexão, onde a impedância é razoavelmente alta para as correntes de 3^a ordem, contribuindo significativamente para uma alta distorção de tensão de 3^a ordem;
- vi. A impedância de sequência zero de um condutor pode ser várias vezes maior que seus valores de sequência positiva e negativa, ou, mínimo igual a eles. Isso significa que os condutores que alimentam cargas monofásicas resultam em alta distorção harmônica de 3^a ordem;
- vii. Tensão neutro-terra, também conhecido como ruído de modo comum, é o produto direto da corrente no neutro e a impedância de sequência zero dos cabos.

2.7.5 Medidas de distorção harmônica

As ondas de tensão e corrente que apresentam distorções harmônicas podem ser expressas como:

$$v_t = V_0 + V_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + V_2 \sin(2\omega_1 t + \varphi_2) + \dots \quad (2-67)$$

$$i_t = I_0 + I_1 \sin(\omega_1 t + \delta_1) + I_2 \sin(2\omega_1 t + \delta_2) + \dots \quad (2-68)$$

Onde,

V_0, I_0 tensão e corrente em corrente contínua (cc)

V_h, I_h tensão e corrente de pico de ordem h

ω_1 frequência angular da fundamental

φ_h, δ_h ângulo de fase da tensão e corrente

2.7.6 Distorção Harmônica Total (DHT)

A *Distorção Harmônica Total* (DHT), é um índice utilizado para estimar o desvio total de uma onda distorcida em relação a sua fundamental. A DHT é um dos índices mais utilizados para indicar conteúdo harmônico (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A distorção harmônica total de tensão (DHT_V), é definida como:

$$DHT_V = \frac{\sqrt{\sum_{h \neq 0} V_h^2}}{V_1} \quad (2-69)$$

$$DHT_I = \frac{\sqrt{\sum_{h \neq 0} I_h^2}}{I_1} \quad (2-70)$$

Onde,

V_1, I_1 representam a componente fundamental do sinal (pode ser de pico ou *rms*)

V_h, I_h representam o componente harmônico de ordem h (pode ser de pico ou *rms*)

O componente CC não é considerado na norma IEEE 519, 1992, porém, ele é utilizada na norma IEEE Std. 1459, 2010, podendo ser escrito como:

$$DHT_V = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{rms,1}^2}}{V_{rms,1}} = \frac{V_{rms,H}}{V_{rms,1}} \quad (2-71)$$

$$DHT_V = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_{rms,1}^2}}{I_{rms,1}} = \frac{I_{rms,H}}{I_{rms,1}} \quad (2-72)$$

Onde V_H e I_H são definidas respectivamente como as equações (2-59) e (2-60).

A tensão e corrente *rms* expressa em função da DHT_V são descritas como:

$$V_{rms} = \sqrt{V_{rms,1}^2 (1 + DHT_V^2)} \quad (2-73)$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_{rms,1}^2 (1 + DHT_I^2)} \quad (2-74)$$

Para os sistemas elétricos trifásicos, as medições de distorção harmônica devem ser realizadas através das tensões fase-neutro, para sistemas estrela aterrada. Demais configurações devem utilizar a medição fase-fase. (PRODIST e MÓDULO-8, 2016)

A distorção harmônica total de tensão e corrente, podem ainda serem calculados, considerando a relação do valor residual pelo valor eficaz verdadeiro, neste caso ela é nomeada como distorção harmônica total efetiva (DHTE) e seu cálculo é realizado conforme (2-75). O uso do DHT ou DHTE é ditado pela preferência pessoal, no entanto, a maioria dos instrumentos de medição existentes no mercado calculam somente a DHT.

$$DHT_E = \frac{DHT}{\sqrt{1 - DHT^2}} \quad (2-75)$$

Ou,

$$DHT = \frac{DHT_E}{\sqrt{1 - DHT_E^2}} \quad (2-76)$$

A Figura 2-42 mostra o registro de distorção harmônica para as tensões de fase onde pode-se verificar um DHT_V inferior a 5% que, segundo a norma IEE Std. 519 (1992), está dentro dos limites aceitáveis para classe de tensão inferior a 69 kV.

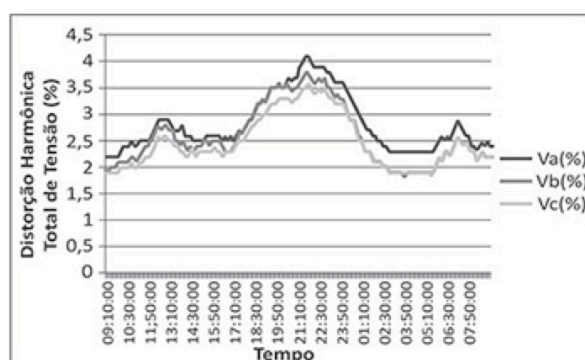


Figura 2-42 Registro de distorção harmônica total por fase
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Em sistemas trifásicos desequilibrados, novos indicadores têm surgido, como:

- DHT Balanceado – Cálculo baseado somente nos componentes de sequência positiva e negativa;
- DHT Residual – Cálculo baseado somente em componentes de sequência zero, onde este é mais danoso pelo fato de não existir o efeito de cancelamento gerado pela defasagem de 120° entre as fases.

Segundo Leão, Sampaio e Antunes (2014), em relação ao DHT é importante ressaltar que:

- Mede o conteúdo harmônico em relação a componente fundamental;
- É nulo se não apresentar componentes cc e harmônicos;
- Deve-se buscar nas instalações elétricas valores de DHT mais próximas de zero possível;
- Na presença de um único harmônico dominante no espectro de frequência, o DHT

- torna-se simplesmente V_h/V_1 , independente da frequência do harmônico;
- v. É um indicador que não leva em consideração as componentes de sequência positiva, negativa ou zero, provocados por desequilíbrios de tensão e corrente. Considera somente a amplitude do componente fundamental e harmônicos;

2.7.7 Taxa de distorção da demanda (TDD)

Segundo a norma IEE Std. 519 (1992), a taxa de distorção da demanda (TDD – *total demand distortion*) é utilizada para avaliar o nível de injeção de correntes harmônicas no sistema com base na capacidade da instalação. Ela é expressa como um percentual da média dos últimos 12 meses da demanda máxima mensal da corrente fundamental, medida em intervalos de 15 a 30 min.

Uma instalação com nível de TDD abaixo do limite estabelecido não provocará um impacto significativo de distorção de tensão. No caso de instalações novas, onde a média da demanda máxima ainda não pode ser calculada, a TDD pode ser estimada utilizando-se a corrente de plena carga do transformador.

A taxa de distorção da demanda (TDD) pode ser calculada como:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N I_h^2}}{I_L} \quad (2-77)$$

Onde,

I_L média dos últimos 12 meses da demanda máxima mensal da corrente fundamental

2.7.8 Distorção harmônica individual (DHI)

A *distorção harmônica individual* (DHI), ou fator harmônico, serve como orientação às medidas corretivas, como por exemplo, instalação de filtros harmônicos. O DHI pode ainda caracterizar a condição de ressonância. Ele calculado em relação ao componente fundamental e expresso como:

$$DHI = \frac{C_h}{C_1} \cdot 100\% \quad (2-78)$$

Onde,

C_h representa o componente harmônico de tensão ou corrente de ordem h , em relação à componente fundamental C_1 .

2.7.9 Fator K de transformadores

O *fator K* é um coeficiente que descreve o calor adicional que ocorre em um transformador que alimenta cargas não lineares. O projeto de um transformador leva em consideração o aquecimento provocado por correntes senoidais de 60 Hz, mas com a presença de harmônicos, o transformador sofrerá um aquecimento adicional, gerado pelas correntes parasitas nos enrolamentos, que poderá levá-lo a redução de vida útil ou avaria. Qualquer transformador que trabalhe alimentando cargas não lineares deve ser avaliado a fim de se verificar se o mesmo está operando dentro dos limites nominais ou se está operando em condição de sobrecarga (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A Figura 2-43 apresenta a desclassificação de um transformador que alimenta cargas não lineares. Pode-se observar que, para 100% de cargas não eletrônicas, a potência nominal é reduzida a metade, a fim de manter as condições nominais de dissipação de calor e vida útil.

A desclassificação de um transformador é uma das abordagens utilizadas para avaliar sua capacidade de alimentar cargas ricas em harmônicos. A outra abordagem é projetar sua capacidade harmônica de forma antecipada.

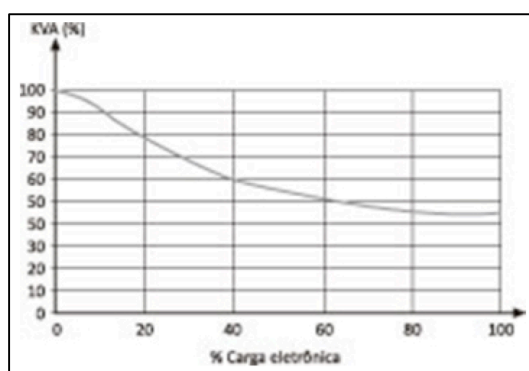


Figura 2-43 Desclassificação de potência em transformador com carga não linear
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.7.9.1 Definição do fator K de forma antecipada

O fator K de um transformador esta relacionado a sua capacidade de lidar com diversos níveis de cargas não lineares, sem exceder os limites de elevação de temperatura nominal. Os transformadores convencionais possuem fator K=1. Quanto maior for o fator K, maior será a sua capacidade de lidar com correntes distorcidas por componentes harmônicos. O fator K não está linearmente relacionado com a ordem dos harmônicos, ou seja, um transformador com fator K=3 não significa que ele é tolerante à harmônicos de 3ª ordem e sim, que ele é 3 vezes mais tolerante às correntes parasitas se comparado a um transformador com fator K=1.

Quando os componentes harmônicos de uma carga não linear são conhecidos, pode-se utilizar as equações (2-79) e (2-80) para determinar o fator K da carga. Considera-se que o transformador esta operando em conformidade quando o fator K da carga for menor ou igual ao fator K do transformador. (IEEE-1100, 2005)

$$K = \sum_{h=1}^N h^2 \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 = \sum_{h=1}^N h^2 \cdot I_{h,pu}^2 \quad (2-79)$$

$$K = \frac{\sum_{h=1}^N (f_h^2 \cdot h^2)}{\sum_{h=1}^N f_h^2} \quad (2-80)$$

Onde,

h é a ordem do harmônico

N maior ordem do harmônico significativo

I_h/I_1 relação entre a corrente *rms* do harmônico de ordem h e a corrente *rms* fundamental

f_h frequência em Hertz do harmônico de ordem h

A norma IEEE Std. 1100 (2005) estabelece um limite de corrente a ser considerado no cálculo do fator k, onde a corrente *rms* dos harmônicos maiores que a 10ª ordem será limitado a $1/h$ da corrente *rms* fundamental. A Figura 2-44 apresenta um exemplo do cálculo do fator k, onde as correntes harmônicas de 11ª e 13ª ordem são superiores a $1/h$ da corrente fundamental e foram readequados de forma a atender a norma.

Valor rms verdadeiro = 73,72 A					
h	I_{rms} (A)	I_n/I_1	$(I_n/I_1)^2$	h^2	$h^2 (I_n/I_1)^2$
1	52,45	1,000	1,0000	1	1,000
3	42,27	0,806	0,6496	9	5,846
5	24,97	0,476	0,2266	25	5,665
7	9,44	0,180	0,0324	49	1,588
9	3,72	0,071	0,0050	81	0,405
11	5,51	0,091	0,0083	121	1,004
13	4,77	0,077	0,0059	169	0,997
			$\Sigma = 1,9278$		Fator K = 16,505

Figura 2-44 Cálculo fator K

Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

A norma IEEE Std. 1100 (2005), descreve algumas características de projetos de transformadores a serem consideradas a fim de mitigar os efeitos de elevação temperatura oriundas das correntes harmônicas:

- i. Em geral, o enrolamento primário é ligado em delta e o secundário em estrela, conforme demonstrado na Figura 2-45;
- ii. Utilização de blindagem eletromagnética entre os enrolamentos do primário e secundário de cada bobina afim de atenuar os harmônicos de maior frequência;
- iii. Aumento da bitola do enrolamento em delta, a fim de suportar às correntes harmônicas triplas onde existe a predominância de componentes harmônicos de sequência zero;
- iv. Sobre dimensionar o barramento e a bitola do condutor de neutro do secundário para 200% do valor nominal da corrente a plena carga do secundário, de forma a suportar as grandes correntes geradas, principalmente, do desequilíbrio de fase e harmônicos de ordem tripla ou de sequência zero;
- v. Condutores dos enrolamentos devem ser especialmente configurados e dimensionados de forma a minimizar o aquecimento provocado pelas correntes harmônicas da carga. Aplicação de configurações especiais e dimensionamento, como múltiplos condutores em paralelo e isolados, podem reduzir o aquecimento gerado pelo efeito peculiar dos harmônicos de alta frequência, além de acomodar os harmônicos balanceados de ordem tripla, que circulam nos enrolamentos ligados em delta do primário do transformador.
- vi. Utilizar núcleos especialmente projetados para manter uma densidade de fluxo (Wb/m^2) do núcleo abaixo da saturação, utilizando para isso, ferro de grão maiores.

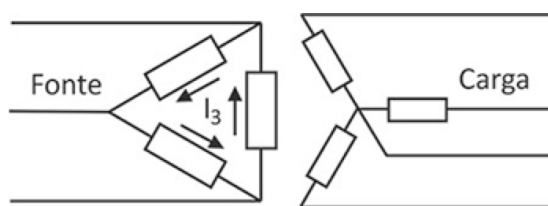


Figura 2-45 Ligação típica de transformadores que alimentam cargas não lineares
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.7.9.2 Desclassificação de transformadores convencionais

A *desclassificação* é a medida de quanto se deve reduzir a potência máxima de saída de um transformador mediante o aumento de cargas não lineares alimentadas (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

O método utilizado pela indústria CBEMA, descrito em (2-81), é o mais utilizado para a desclassificação de transformadores.

$$K_{FC} = \frac{\sqrt{2}}{FC} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{rms}}{I_p} \quad (2-81)$$

Onde,

FC fator de crista da corrente de carga

I_{rms} corrente *rms* carga

I_p corrente de pico da carga

A desclassificação implicará na redução da potência máxima fornecida de acordo com a equação (2-82), onde os valores de pico e a corrente eficaz verdadeira de cada fase do secundário devem ser determinados, seja através de medição, no caso de instalações existentes, ou através de cálculos, no caso de projetos.

$$S_{m\acute{a}x} = K_{FC} \cdot S_{nom} \quad (2-82)$$

A (2-83) apresenta um exemplo de desclassificação de transformador, onde o K_{FC} calculado representa uma redução de 57% de sua potência nominal.

$$\begin{aligned}
 I_{rms,m\u00e9dio} &= \frac{70 + 76 + 73}{3} = 73 \text{ A} \\
 I_{p,m\u00e9dio} &= \frac{178 + 181 + 180}{3} = 180 \text{ A} \\
 K_{FC} &= \frac{\sqrt{2} \cdot 73}{180} = 0,57 = 57\%
 \end{aligned}
 \tag{2-83}$$

Este m\u00e9todo \u00e9 indicado para cargas com forte presen\u00e7a de harm\u00f4nicos de 3^a ordem, onde o alto fator de crista \u00e9 predominante, sendo assim, somente deve ser utilizado para determinados tipos de carga, do contr\u00e1rio, pode subestimar as perdas na presen\u00e7a de harm\u00f4nicos de ordem elevada.

2.7.10 Fator de crista

O *fator de crista* (FC) \u00e9 a rela\u00e7\u00e3o adimensional entre o valor de pico e o valor eficaz de um sinal de corrente ou tens\u00e3o, no qual pode ser definido genericamente como:

$$FC = \frac{F_p}{F_{rms}}
 \tag{2-84}$$

Onde,

F_p representa o valor de pico do sinal de tens\u00e3o ou corrente

F_{rms} representa o valor eficaz verdadeiro do sinal de tens\u00e3o ou corrente

O *fator de crista* de um sinal cc \u00e9 unit\u00e1rio, visto que o valor *rms* e o valor de pico s\u00e3o iguais. Para sinais puramente senoidais, o fator de crista \u00e9 $\sqrt{2} \cong 1,414$, onde uma onda com valor maior que 1,414 indica tend\u00eancia a ser pontiaguda e, menor que 1,414 achatada, no topo.

A Figura 2-46 ilustra a forma de onda com fator de crista típico de uma fonte chaveada. Nos dispositivos com interruptores eletrônicos a condução de corrente se dá, geralmente, apenas em parte do semiciclo do sinal periódico em regime permanente.

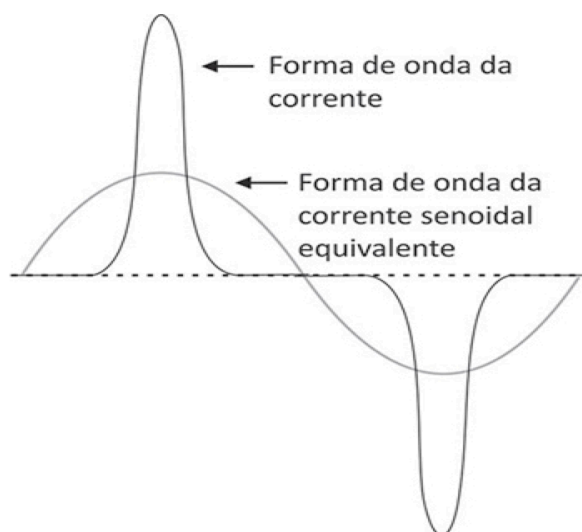


Figura 2-46 Ilustração fator de crista
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

O *fator de crista* tem relevante significância na análise de um sinal. Para melhor entendimento da relação do fator de crista, utilizando os dados da Figura 2-47, que apresenta os valores de corrente de uma carga linear e de uma carga correspondente a entrada de um inversor de frequência monofásico, pode-se observar que apesar das correntes *rms* serem idênticas, o valor de pico da carga não linear é quase três vezes maior, portanto, na presença de harmônicos, o valor eficaz de corrente ou tensão, por si só, não é suficiente para realizar uma análise concisa de um sinal. Um *fator de crista* muito alto gera sobrecargas pontuais consideráveis e pode acionar, falsamente, dispositivos de proteção.

	Carga linear Sinal 1	Conversor de frequência Sinal 2
Corrente de pico (A)	2,63	7,45
Corrente rms (A)	1,86	1,86
Fator de crista (FC)	1,414	4,00

Figura 2-47 Valores de crista para sinal senoidal e distorcido
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

A Figura 2-48 ilustra as formas de onda referentes as cargas da tabela acima. Pode-se notar a diferença entre as formas de onda das duas cargas, apesar de possuírem o mesmo valor eficaz de corrente.

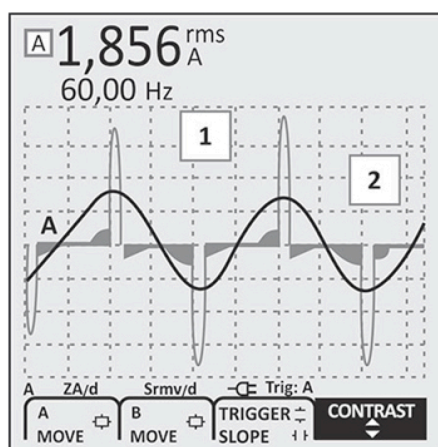


Figura 2-48 Correntes de carga linear e de inversor de frequência com mesmo valor eficaz e diferentes correntes de pico
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.8 Regulamentos e Normas

Os regulamentos técnicos são de natureza obrigatória, regulamentadas por órgãos governamentais que tem por objetivo estabelecer as características de produtos ou processos e métodos a eles relacionados, além de dispor sobre as medidas administrativas aplicáveis. As regulamentações podem fazer referência as certas normas técnicas, que neste caso, se tornam igualmente obrigatórias. No Brasil, a ANEEL é responsável pelas regulamentações no setor elétrico.

A normas técnicas são fruto de um trabalho coletivo, desenvolvido por comitês de fabricantes, organizações de pesquisa, departamentos governamentais e consumidores que têm por objetivo realizar especificações técnicas, estabelecer regras, diretrizes e limites, de forma a atender as demandas da sociedade e da tecnologia (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014). As normas técnicas são usadas em complemento as regulamentações e podem ser consideradas como “*as melhores práticas*” que devem ser observadas em produtos e serviços de qualquer natureza.

Para Leão, Sampaio e Antunes (2014), a QEE pode ser aferida de acordo com padrões de referência definidos por diferentes organizações, sendo que a principais delas são:

- IEEE – *The Institute of Electrical and Electronics Engineers*. Onde as normas que dizem respeito à QEE são desenvolvidas por grupos de trabalho através do subcomitê SCC-22 – *Standards Coordinating Committee on Power Quality*.
- NEMA – *The National Electrical Manufacturers Association*. É uma associação comercial de fabricantes de produtos de toda a cadeia do setor elétrico.
- NEC – *National Electrical Code*. É uma norma voltada à segurança de energia elétrica.
- ANSI – *American National Standards Institute*. Este instituto não desenvolve normas, porém, a aprovação de qualquer norma americana passa por uma avaliação deste instituto que verifica se os critérios para aprovação foram atendidos pelos respectivos desenvolvedores.
- IEC – *International Electrotechnical Commission*. O comitê de Estudo SC77A desenvolve as normas referentes a QEE. O Grupo de Trabalho 1 é responsável por normas de emissão de harmônicos e inter-harmônicos aplicadas a equipamentos individuais conectados à rede elétrica.
- ABNT – Associação Brasileira de Normas e Técnicas.
- ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica.

A ANEEL é o órgão que regulamenta o setor elétrico brasileiro. Para o sistema de distribuição, as regulamentações são feitas através dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (Prodist). Para o Sistema Interligado Nacional (SIN), as regulamentações são feitas através dos Procedimentos de Rede (ProRede).

As regulamentações pertinentes a QEE estão contidas no Módulo 8 do Prodist e no Submódulo 2.8 do ProRede, publicadas pela ANEEL e livremente acessadas pela internet.

Detalhes de normas e regulamentos pertinentes a QEE e Harmônicos estão incluídos nos assuntos a eles relacionadas ao longo deste trabalho. Adicionalmente, os limites de distorção harmônicas de corrente e tensão no PCC permitidos pelas normas IEEE Std.519 (1992) são apresentados respectivamente na Figura 2-49 e Figura 2-50.

I_{cc}/I_1	Harmônica de Ordem Ímpar					TDD (%)
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
< 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

Figura 2-49 Distorção de corrente harmônica para carga não linear conectada no PCC da concessionária a uma tensão de 120V a 69 kV

Fonte: (IEEE STD., 519-1992)

Tensão de Barra	Limite Máximo Individual V_H/V_1 (%)	Máximo DHT _v (%)
≤ 69 kV	3,0	5,0
115 kV a 161 kV	1,5	2,5
> 161 kV	1,0	1,5

Figura 2-50 Limites de distorção harmônica para produtores de energia

Fonte: (IEEE STD., 519-1992)

2.9 Harmônicos: Causas e Efeitos

Segundo Dungan, Mcgranaghan, *et al.* (2003), o fenômeno das distorções harmônicas não é um problema atual, na verdade, ele se agravou com o tempo devido ao crescimento de cargas não lineares no sistema elétrico. Existem artigos na literatura técnica entre os anos 1930 e 1940, que já tratavam deste assunto, porém, naquela época, as fontes geradoras de harmônicos eram os transformadores, que geravam interferências indutivas no sistema telefônico. Logo em seguida, foram introduzidos os Fornos a Arco Elétrico, que geravam uma quantidade maior de harmônicos, mas nada comparado aos níveis de distorção gerada pela eletrônica de potência utilizada hoje em dia.

2.9.1 Fontes de Harmônicos

Os diversos setores produtivos utilizam uma grande variedade de equipamentos com características não-lineares que podem, basicamente, serem divididos em três categorias:

- Dispositivos eletrônicos de potência: conversores estáticos monofásicos e trifásicos;
- Dispositivos ferromagnéticos: transformadores e máquinas rotativas;
- Dispositivos a arco: iluminação a descarga e fornos elétricos a arco.

2.9.1.1 Conversores Eletrônicos

Atualmente, os conversores eletrônicos são os maiores geradores de distorções harmônicas. Em instalações comerciais e residenciais é comum encontrar a presença de fontes chaveadas que, por natureza, geram um alto conteúdo harmônico de 3^a ordem na forma de onda da corrente. Os harmônicos de ordem tripla, aumentam a circulação de corrente pelo neutro, fator de preocupação para instalações elétricas antigas, que podem não ter sido preparadas para lidar com este tipo de situação. Os transformadores também podem sofrer um sobreaquecimento em função da combinação do conteúdo harmônico da corrente, fluxo de dispersão e elevada corrente de neutro (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A Figura 2-51 apresenta a forma de onda e o espectro de frequência de uma fonte chaveada, onde pode-se notar que a forma de onda da corrente deixou de ser senoidal e que o harmônico de 3^a ordem (180 Hz) possui uma alta amplitude, cerca de 2/3 da fundamental.

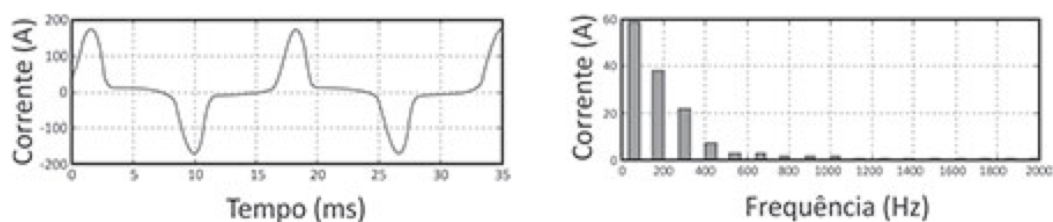


Figura 2-51 Forma de onda e espectro harmônico de corrente de uma fonte chaveada
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Uma forma de minimizar a geração de harmônicos por fontes chaveadas é realizar a correção do fator de potência na entrada da fonte, de forma que a fonte chaveada seja vista como uma carga resistiva para a fonte de alimentação, porém, os custos adicionais para este tipo de solução pode ser um fator limitante.

Os harmônicos gerados por conversores trifásicos estão relacionados com a quantidade de pulsos do conversor. Segundo a norma IEEE Std. 519 (1992), os conversores trifásicos geram harmônicos característicos de ordem $h = kq \pm 1$, onde q é o número de pulsos do conversor e k é um inteiro $\{1,2,3,\dots\}$. Nas condições de equilíbrio, isso representa uma vantagem, visto que, para um conversor trifásico de 6 pulsos, o harmônico de 3ª ordem não exercerá influência significativa na distorção do sinal. A Figura 2-52, apresenta um comparativo entre as formas de onda e espectros de harmônicos de um conversor monofásico, onde o 3ª harmônico é mais significativo, e um trifásico, onde o 5ª harmônico é a mais significativo.

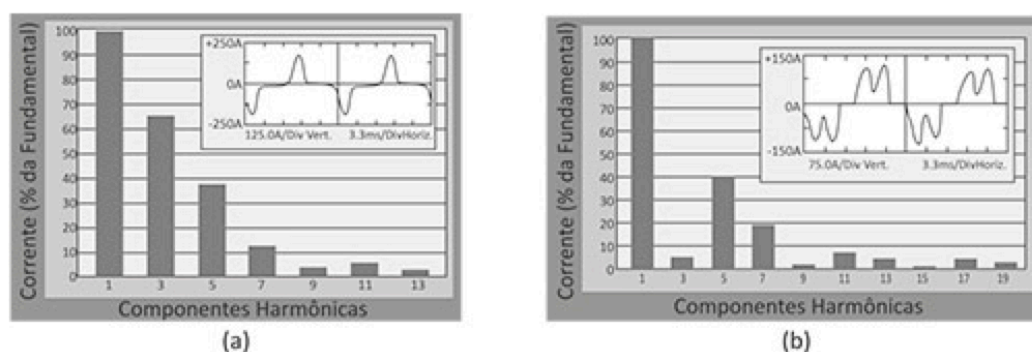


Figura 2-52 Formas de onda e espectros harmônicos de corrente em conversor: (a) monofásico e (b) trifásico
Fonte: (DUNGAN, MCGRANAGHAN, et al., 2003)

Os conversores eletrônicos podem produzir uma distorção na forma de onda da tensão de alimentação, comumente conhecidos como *notches*, conforme descrito no item 2.2.5.5. Os *notches* estão relacionados com a quantidade de pulsos do conversor, onde a quantidade de *notches* por ciclo será igual a quantidade de pulsos. A Figura 2-53 mostra a configuração de um conversor trifásico de onda completa, onde sua forma de onda, com 6 *notches* por ciclo, é apresentada na Figura 2-54.

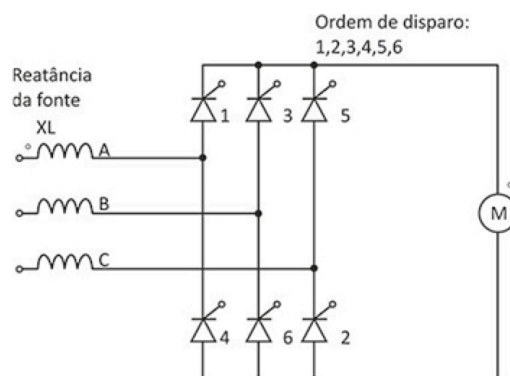


Figura 2-53 Conversor trifásico de onda completa
Fonte: (IEEE STD., 519-1992)

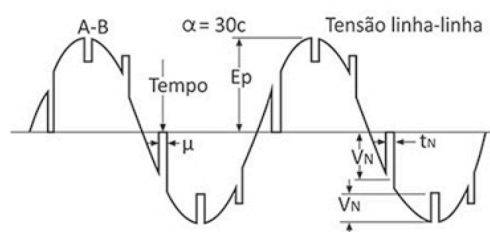


Figura 2-54 Notches de Tensão
Fonte: (IEEE STD., 519-1992)

A área do *notch*, como calculado em (2-85), indica o efeito que o conversor pode exercer sobre outras cargas.

$$A_N = V_N \cdot t_N \quad (2-85)$$

Onde,

V_N é a profundidade do *notch* mais severo do grupo, em volts (linha-linha)

t_N é a largura do *notch* em μs

Alguns equipamentos eletrônicos utilizam a passagem do sinal de tensão por zero (*zero crossing*) como referência para seus controles. A presença de *notches* de forma mais severa pode provocar passagens de tensão zero extras, provocando erros de funcionamento em equipamentos que compartilham a mesma fonte de alimentação, ou seja, ligados no mesmo PCC (Ponto Comum de Conexão).

2.9.1.1.1 Redução de notches

Os *notches* de tensão podem ser eliminados, ou ter sua influência reduzida, isolando-se a fonte geradora do distúrbio das cargas sensíveis a elas. O método mais simples a ser aplicado é isolar cada equipamento sensível com um transformador de entrada.

Outra forma de reduzir a influência dos *notches* de tensão sobre demais equipamentos, ligados na mesma fonte de alimentação, é criar um divisor de tensão através da instalação de reatores de linha ou bobinas de *choke*. Para que esta reatância obtenha o resultado esperado é necessário que ela seja instalada entre o ponto que alimenta as cargas sensíveis e a fonte geradora de *notches*, respectivamente os pontos B e A da Figura 2-55 (ROCKWELL AUTOMATION, 2017).

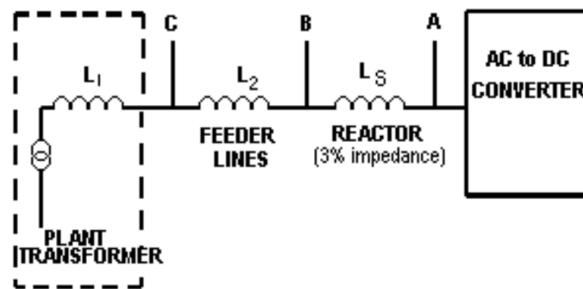


Figura 2-55 Alternativa de mitigação de notches de tensão
Fonte: (ROCKWELL AUTOMATION, 2017)

Para a reatância $L_S = L_1 = L_2$, $1/3$ do *notch* de tensão ocorrerá sobre a reatância L_S e $2/3$ permanecerão no ponto de conexão B, desta forma, V_N será:

$$V_N = \frac{L_1 + L_2}{L_1 + L_2 + L_S} \quad (2-86)$$

Se a nova impedância for igual a impedância total existente, ou seja, $L_S = L_1 + L_2$, os *notches* de tensão serão distribuídos igualmente, onde metade recairá sobre L_S e a outra metade sobre $L_1 + L_2$. Neste caso, a profundidade do *notch* no ponto B será:

$$V_N = \frac{L_1 + L_2}{L_1 + L_2 + L_S} = \frac{L_1 + L_2}{L_1 + L_2 + (L_1 + L_2)} = \frac{1}{2} \quad (2-87)$$

A Rockwell, fabricante de inversores de frequência, recomenda que a instalação de uma reatância de 3% é suficiente para reduzir o *notch* de tensão em cerca de 50%, o que geralmente é suficiente para solucionar os problemas de passagem de tensão por zero extras. O uso de reatâncias muito altas, em torno de 5%, pode reduzir mais ainda os *notches* de tensão, porém, este valor não é recomendado porque ele aumenta a largura (tempo) dos *notches*, o que pode provocar problemas no próprio controlador, além do que, para certos equipamentos mais sensíveis, isso pode ser visto como uma perda de alimentação e provocar o acionamento inadequado de dispositivos de proteção (ROCKWELL AUTOMATION, 2017).

2.9.1.1.2 Harmônicos de corrente provocados por *notches* de tensão

Os *notches* de tensão podem introduzir harmônicos de corrente no sistema de distribuição, onde a expressão utilizada para calcular correntes harmônicas, considerando uma corrente contínua I_{cc} sem *ripple*, é descrita por (IEEE STD., 519-1992):

$$I_h = I_{cc} \left[\sqrt{\frac{6}{\pi}} \cdot \frac{\sqrt{A^2 + B^2 - 2AB(2\alpha + \mu)}}{h(\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu))} \right] \quad (2-88)$$

Em que,

$$A = \frac{\sin \left[(h - 1) \left(\frac{\mu}{2} \right) \right]}{h - 1} \quad (2-89)$$

$$B = \frac{\sin \left[(h + 1) \left(\frac{\mu}{2} \right) \right]}{h + 1} \quad (2-90)$$

Onde,

- h ordem do harmônico
- μ ângulo de comutação
- α ângulo de disparo.

O *notches* de tensão são um tipo especial de distúrbio classificado entre transitórios e distorções harmônicas, porém, os componentes de harmônicos associados aos *notches* podem ser muito altos e, neste caso, não podem ser medidos utilizando equipamentos de medição de harmônicos. Os limites aceitáveis para a presença de *notches* são definidos pela norma IEEE Std. 519 (1992) e são apresentados na Figura 2-56.

Tipo de Sistema	Distorção Harmônica Total	Área do Notch volt – μs^*	Profundidade do Notch
Aplicações especiais ♦	3%	16.400	10%
Sistema genérico	5%	22.800	20%
Sistema dedicado	10%	36.500	50%

Figura 2-56 Classificação e limite de distorção de tensão para usuários individuais em baixo tensão
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

* multiplicar por $V/480$ para sistemas com tensão diferente de 480V

♦ aplicações especiais incluem aeroportos e hospitais

2.9.1.2 Transformadores

Nos transformadores, a corrente de magnetização necessária para a criação e manutenção do fluxo magnético, possui uma forma não senoidal, isso ocorre devido as características não lineares dos materiais ferromagnéticos usados nos núcleos dos transformadores.

Por razões econômicas, os transformadores são normalmente construídos com dimensões tais que, em condição de operação nominal, operem próximo ao joelho da curva de saturação, descrita na Figura 2-57. Quando os transformadores com núcleo de ferro operam acima da sua tensão nominal, normalmente acima de 10%, eles são conduzidos para as regiões saturadas no seu núcleo ferromagnético, provocando uma corrente de magnetização muito maior que sua magnitude nominal, consideravelmente distorcida e, conseqüentemente, com componentes harmônicos.

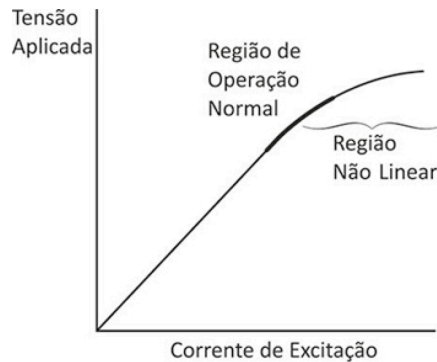


Figura 2-57 Curva de excitação de transformadores
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

A corrente de magnetização de um transformador apresenta uma forma de onda alternada, sem componente cc e com componentes harmônicos de ordem ímpar. A Figura 2-58 e a Figura 2-59, ilustram respectivamente o conteúdo harmônico e a forma de onda da corrente de magnetização de um transformador monofásico de baixa tensão, onde pode-se verificar que a corrente magnetizante possui um elevado valor de pico, 1,213 p.u., bem como a magnitude do harmônico de 3^a ordem em torno de 51% da fundamental. A presença de componentes harmônicos pode provocar um aumento da corrente eficaz, perdas ôhmicas e problemas de ressonância no circuito elétrico em que está inserido o transformador.

h	1	3	5	7	9	11	13
$ i_n $ p.u.	1,0000	0,5176	0,1106	0,0303	0,0201	0,0080	0,0060
$\angle i_n^\circ$	-118,5	-9,9	100,3	46,6	147,2	105,6	-172,1

Figura 2-58 Conteúdo harmônico da corrente de magnetização
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

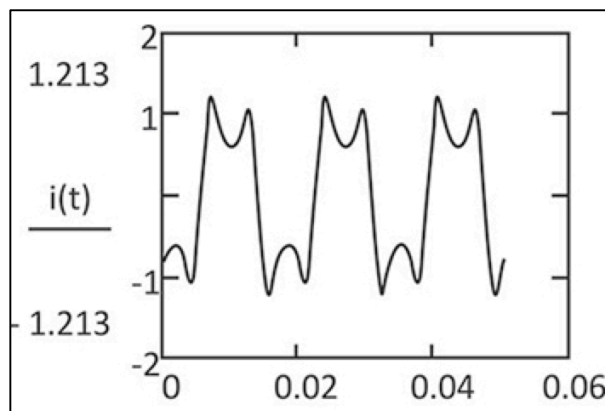


Figura 2-59 Forma de onda da corrente de magnetização de um transformador
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.9.1.3 Máquinas Rotativas

As máquinas rotativas são consideradas fontes de harmônicos. A quantidade de harmônicos gerados pelas máquinas rotativas estão relacionados com a sua forma construtiva no que diz respeito ao número e a distribuição espacial das ranhuras e a distribuição e o formato dos enrolamentos nas ranhuras. As máquinas rotativas podem ser projetadas com diferentes configurações, dentre elas, podemos destacar:

- Enrolamento *concentrado*: todas as espiras de uma bobina por polo estão alojadas ou concentradas em um único par de ranhuras, ou seja, cada par de ranhuras aloja um polo. A força eletromotriz induzida (f.e.m) é maior para este tipo de configuração, porém, elas geram mais harmônicos que a configuração do tipo *distribuído*.
- Enrolamento *distribuído*: as espiras de uma bobina por polo são alojadas em mais de um par de ranhuras. A força eletromotriz induzida (f.e.m) é menor que a configuração do tipo *concentrado*, porém são mais utilizadas pelo fato de gerarem menos harmônicos.

Pode-se determinar o tipo de enrolamento através da equação (2-91), onde o enrolamento será do tipo *concentrado* quando $n = 1$, e do tipo *distribuído*, quando $n > 1$.

$$n = \frac{s}{q \cdot p} \quad (2-91)$$

Onde,

- q número de fases
 p número de pólos
 s número de ranhuras

O *passo polar* determina a região onde será concentrado um polo magnético formado por uma bobina. O passo da bobina pode ser calculado, em graus elétricos, através da equação (2-92).

$$\beta = \frac{s_{ab}}{(s/p)} \cdot 180 \quad (2-92)$$

Onde,

s_{ab} número de ranhuras abrangidas pela bobina.

As bobinas podem ser tipo *passo pleno*, onde $s_{ab} = s/p$, logo $\beta = 180^\circ$ e do tipo *passo fracionário*, onde $\beta < 180^\circ$. Sendo assim, as seguintes configurações são possíveis de serem aplicadas em um projeto de uma máquina elétrica:

- Enrolamentos *concentrados* com bobinas de *passo pleno*, $n = 1$ e $\beta = 180^\circ$;
- Enrolamentos *concentrados* com bobinas de *passo fracionário*, $n = 1$ e $\beta < 180^\circ$;
- Enrolamentos *distribuídos* com bobinas de *passo pleno*, $n > 1$ e $\beta = 180^\circ$;
- Enrolamentos *distribuídos* com bobinas de *passo fracionário*, $n > 1$ e $\beta < 180^\circ$.

Para reduzir a presença de harmônicos o enrolamento das máquinas deve ser construído de forma que o passo de bobina seja menor que o *passo pleno*. Utilizar um passo de bobina igual a $2/3$ do *passo pleno*, contribui para redução do harmônico de 3ª ordem, reduzindo a deformação da f.e.m. resultante no enrolamento do induzido.

2.9.1.4 Iluminação

As lâmpadas com reatores eletrônicos são bastantes populares, possuem uma eficiência considerável e um baixo consumo de energia, porém, sua grande desvantagem, como a maioria dos dispositivos eletrônicos frutos da evolução tecnológica, é o fato de serem geradores de correntes harmônicas. A Figura 2-60 ilustra a forma e o espectro harmônico da corrente de uma lâmpada fluorescente com reator eletrônico.

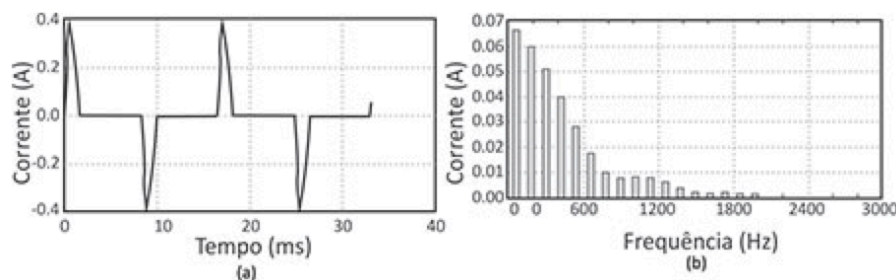


Figura 2-60 Lâmpada fluorescente com reator eletrônico: (a) forma de onda, (b) espectro harmônico
 Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.9.2 Efeitos dos harmônicos

A presença de componentes harmônicos pode provocar efeitos diversos de forma imediata ou a longo prazo, onde equipamentos sensíveis podem sofrer danos ou apresentar inadequada operação, bem como redução de vida útil e aumento de perdas (cobre, ferro e dielétricos). Segundo Leão, Sampaio e Antunes (2014), os efeitos podem provocar:

- i. Baixo fator de potência;
- ii. Correntes de neutro iguais ou maiores que as correntes de fase;
- iii. Sobreaquecimento de motores e transformadores;
- iv. Atuação intempestiva e sem causa aparente de dispositivos de proteção como disjuntores, chaves seccionadoras e relés de proteção;
- v. Estresse de capacitores de correção de fator de potência, com possibilidade de avaria nos mesmos;
- vi. Aumento das tensões de neutro;
- vii. Aumento da temperatura nos condutores, provocado pelo aumento da corrente eficaz e das perdas Joule;
- viii. Estresse térmico, devido ao fluxo de correntes harmônicas;
- ix. Mudança no fator de crista;
- x. Aumento de vibração;
- xi. Ruído audível ($\approx 3 \text{ kHz}$);
- xii. Capacidade de ruptura de disjuntores;
- xiii. Aumento de cruzamentos por zero;
- xiv. Influência nas reatâncias indutiva e capacitiva;
- xv. Interferência em relés de proteção, no qual a operação é baseada em tensão e corrente de pico ou tensão zero;

- xvi. Erros de leitura em equipamentos de medição projetados para operar com sinais senoidais;
- xvii. Queima de fusíveis sem sobrecarga aparente;
- xviii. Queima de motores de indução;
- xix. Perda de dados;
- xx. Interferência nos sistemas telefônicos e de comunicação;
- xxi. Flutuação de imagem em vídeos.

2.9.2.1 Motores e geradores

Um dos principais efeitos provocados pela presença de componentes harmônicos em máquinas rotativas é o aumento de temperatura provocado pelas perdas no ferro e cobre nas frequências harmônicas, afetando a eficiência da máquina e, até mesmo, o torque desenvolvido.

Como visto no item 2.7.1, existe uma relação entre os harmônicos e as componentes simétricas, onde cada ordem harmônica, possui uma sequência positiva, negativa ou zero a ela associada. As correntes harmônicas do estator com sequência positiva, criam um fluxo magnético rotativo direto (*forward*) na frequência $h_f f_1$ no entreferro, ou, $(h_f - 1)f_1$ com relação ao campo do motor. Já as de sequência negativa, criam um fluxo reverso (*backward*), na frequência $h_b f_1$ no entreferro, ou $(h_b + 1)f_1$ com relação ao campo do motor. Na prática, isso significa dizer que corrente harmônica de 5ª ordem no estator (sequência negativa), irá produzir um fluxo magnético contrário ao rotor, que gira na rotação direta da fundamental, desta forma, uma corrente harmônica será induzida no rotor com uma frequência correspondente à diferença rotacional líquida entre a frequência fundamental na ranhura e o 5º harmônico, ou seja, o 6º harmônico. O mesmo acontece para o harmônico de 7ª ordem (sequência positiva), mas neste caso, a diferença rotacional líquida será o 7º harmônico menos um, ou seja, o 6º harmônico. Assim, do ponto de vista da produção de calor, o 5º e o 7º harmônico no estator, produzem no rotor, uma corrente harmônica de 6ª ordem. A Figura 2-61 mostra os componentes harmônicos gerados no rotor através da combinação das correntes harmônicas do estator.

Ordem harmônica	Frequência Hz	Sequência	Harmônica no estator	Rotação da harmônica	Harmônica no rotor
1	60	+	1	forward	-
5	300	-	5	backward	6
7	420	+	7	forward	6
11	660	-	11	backward	12
13	780	+	13	forward	12
17	1020	-	17	backward	18
19	1140	+	19	forward	18
23	1380	-	23	backward	24
25	1500	+	25	forward	24

Figura 2-61 Componentes harmônicos induzidos no rotor
Fonte: (IEEE STD., 519-1992)

Com relação aos harmônicos induzidos no rotor, o calor resultante das perdas e os torques pulsantes são os mais preocupantes. O calor resultante pode provocar um sobreaquecimento nos enrolamentos do motor, favorecendo a degradação do material isolante, possibilitando um curto-circuito por falha de isolamento. Já os torques pulsantes estão relacionados com a perda de rendimento do motor. A Figura 2-62, ilustra a perda de rendimento de um motor de indução trifásico quando submetido à crescente distorção harmônica de tensão.

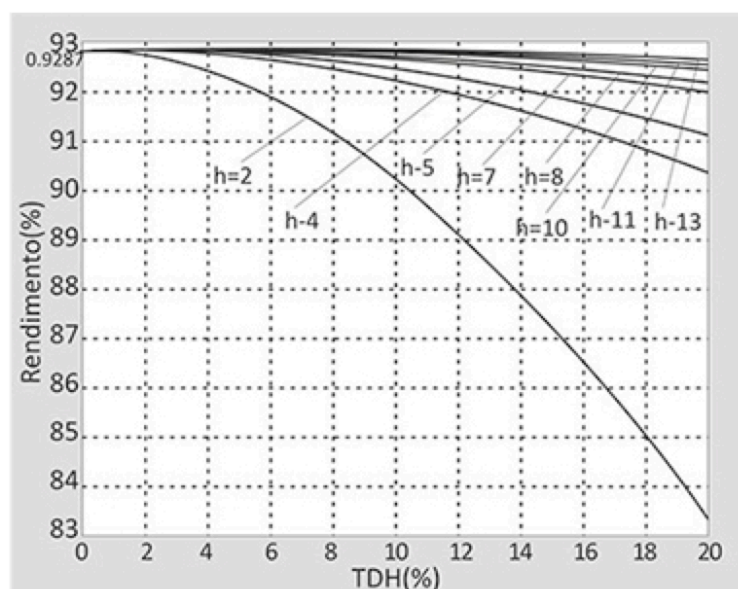


Figura 2-62 Variação do rendimento em motor de indução com distorção na tensão de alimentação
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.9.2.3 Banco de Capacitores

Os bancos de capacitores são utilizados para realizar a correção do fator de potência e, quando submetidos a elevada presença de harmônicos, podem entrar em condição de sobrecarga, além de apresentar risco de ressonância.

Segundo Leão, Sampaio e Antunes (2014), os bancos de capacitores não são geradores de harmônicos, mas são altamente sensíveis a sua presença. Por oferecerem um caminho de baixa impedância para os harmônicos, os capacitores ficam suscetíveis a sobrecarga, bem como uma elevação de tensão, que pode exceder o limite máximo de operação, resultando em falha prematura do capacitor.

Um filtro de dissintonia, que consiste em um reator anti-harmônico, pode ser utilizado para proteger o banco de capacitores contra sobrecarga. Este tipo de solução consiste em instalar um indutor L, de forma que o ramo LC tenha um comportamento indutivo para as frequências harmônicas de todo o espectro, mas de forma capacitiva para a frequência fundamental.

O filtro dessintonizador é ajustado de forma a deslocar a frequência ressonante para um valor de frequência que não coincida com nenhuma outra frequência na instalação. A ressonância impõe tensões e correntes consideravelmente maiores quando comparadas a condições sem ressonância.

2.10 Mitigação de Harmônicos

Existem diversas soluções aplicáveis a mitigação de harmônicos. Cada problema deve ser avaliado de forma a se encontrar a solução mais adequada, ou seja, uma solução customizada. Em geral, a mitigação de harmônicos é realizada quando a distorção de tensão e corrente ultrapassam os limites normatizados e se tornam um problema.

Leão, Sampaio e Antunes (2014), as opções mais comuns para se controlar os harmônicos são:

- i. Reduzir ou eliminar as correntes harmônicas geradas por equipamentos nos sistemas de potência, em especial, conversores de potência, transformadores, geradores e capacitores;

- ii. Modificar a resposta em frequência do sistema;
- iii. Adicionar filtros para drenar as correntes harmônicas, retirando-as do sistema, bloqueando-as ou impedindo-as de entrar no sistema, ou suprindo as correntes harmônicas localmente.

2.10.1 Bobinas *chokes*

As bobinas de *chokes*, também conhecidas de reatores de linha, são utilizados em conversores eletrônicos de energia, podendo ser instalados em série com a fonte de alimentação ou integrado ao barramento cc em retificadores de frequência.

Segundo Leão, Sampaio e Antunes (2014), as bobinas de *choke* são utilizadas para:

- i. Reduzir o pico de corrente de linha;
- ii. Reduzir o conteúdo harmônico da corrente de linha, especialmente os de ordem elevada;
- iii. Melhorar o fator de potência verdadeiro do conversor;
- iv. Diminuir a distorção de tensão no ponto de conexão do conversor;
- v. Reduzir as ondulações (*ripple*) de tensão no lado cc de retificadores;
- vi. Reduzir a profundidade de *notches* de tensão.

Os *chokes* costumam ser utilizados na entrada de acionamentos de velocidade variável (AVV), principalmente para reduzir as distorções de corrente de linha no lado da fonte de suprimento do AVV, que são provocadas pelos diodos da ponte retificadora que causam altos picos de corrente. A Figura 2-63, ilustra um esquema simplificado de um conversor ac-dc-ac, onde pode-se observar a utilização das bobinas de *choke* na entrada do conversor, bem como uma bobina de *choke* e um capacitor no barramento cc, formando um filtro LC passa-baixa, que atenua o *ripple* de tensão sobre a carga na saída do retificador.

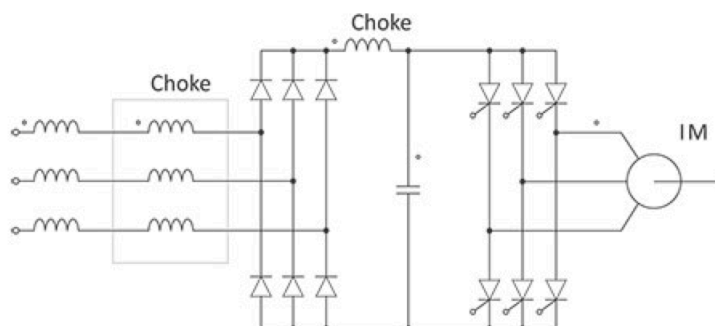


Figura 2-63 Esquema simplificado de conversor ac-dc-ac com bobina de choke
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.10.2 Associação de conversores estáticos de potência

O agrupamento de unidades conversoras e a seleção adequada de deslocamento de fase de tensão de entrada podem mitigar os harmônicos produzidos por conversores de baixo número de pulsos. Os harmônicos de 5^a e 7^a ordem, significativamente mais críticos para conversores de 6 pulsos, podem ser eliminados ou reduzidos quando dois conversores de 6 pulsos operam em série ou paralelo no lado cc com 0° e -30° de deslocamento angular na tensão de alimentação. Essa configuração equivale a um conversor de 12 pulsos, que apresenta menor distorção harmônica se comparado ao de 6 pulsos. Esta solução demanda que os conversores sejam alimentados por um transformador com dois secundários, um com fechamento em delta e outro em estrela (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

A Figura 2-64 ilustra uma configuração típica de conversores em série, alimentados por um transformador com dois secundários que possibilita uma defasagem tensão de 30° entre a alimentação dos dois conversores.

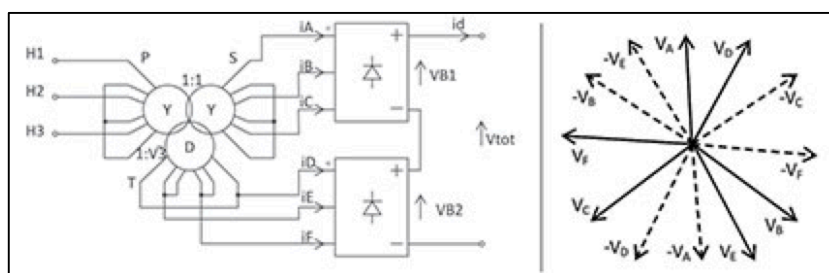


Figura 2-64 Transformador com enrolamento secundário em Y e terciário em Δ
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Quanto mais conversores associados maiores a quantidade de pulsos e menores as distorções harmônicas geradas. A configuração de 3 conversores associados é equivalente a um conversor de 18 pulsos com uma defasagem de tensão de 20° entre as fases de alimentação de cada conversor, onde os harmônicos de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordens são eliminados.

O produto do número de conversores com a quantidade de pulsos resulta na quantidade total de pulsos do sistema. A Figura 2-65, ilustra uma configuração de três conversores com a saída cc, (a) em paralelo e (b) saída em série.

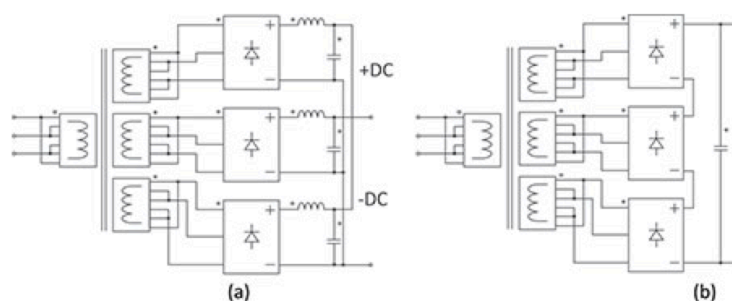


Figura 2-65 Configuração de conversores de 6 pulsos com saída de 18 pulsos conectados (a) paralelo e (b) série
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.10.3 Conexão de transformadores

A conexão dos transformadores pode ser utilizada para reduzir os harmônicos. Conexões em delta (Δ) no primário e secundário, previnem o fluxo de componentes harmônicos de sequência zero, funcionando como um filtro em ambos os sentidos de forma a proteger a fonte e a carga.

A conexão de transformadores em estrela no primário e no secundário (Y-y), não aterrado em ambos os lados, não permite a circulação de correntes harmônicas de sequência zero em ambos os lados, no entanto, podem haver tensões harmônicas de sequência zero nas tensões de fase.

A conexão de transformadores em estrela no primário e no secundário (Y-y), aterrado em ambos os lados, permite, no lado da carga, a circulação de componentes harmônicos de sequência zero no neutro e na linha e também serão refletidos para o lado do primário. Se somente o secundário for aterrado, não haverá no primário a circulação de componentes harmônicos de sequência zero na linha, no entanto, eles ainda poderão existir no secundário.

A conexão de transformadores em delta no primário e estrela no secundário (Δ -y), não aterrados, não permite a circulação de corrente com componentes harmônicos de sequência zero na linha do lado do secundário, bem como na fase e na linha do lado do primário.

Para transformadores com a conexão em delta no primário e estrela (Δ -y) no secundário, com ambos os lados aterrados, existe a circulação de componentes de corrente de sequência zero no neutro e na linha, no lado do secundário. Estas componentes são refletidas para o lado do primário, no entanto, ficam confinados no delta do primário, sem circularem na linha.

A Figura 2-66 ilustra a conexão de um transformador *zigue-zaque* que pode ser utilizado para reduzir as correntes harmônicas de linha e de neutro. Este tipo de conexão também pode ser utilizado para converter um sistema trifásico 3 fios em um sistema trifásico 4 fios, pelo fato de criar uma referência para terra em sistemas isolados.

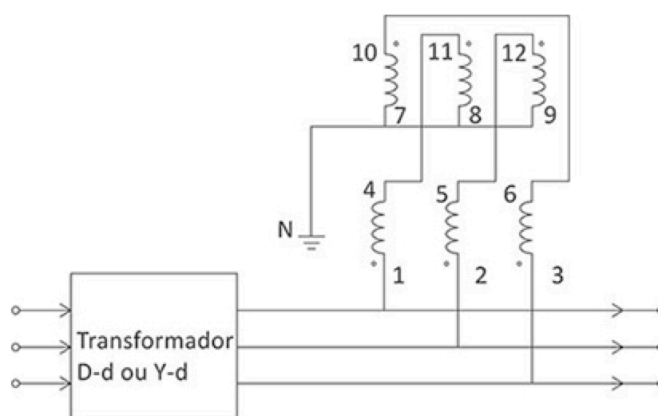


Figura 2-66 Conexão em transformador zigue-zaque para sistema isolado
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.10.4 Máquinas rotativas

Conforme visto no item 2.9.1.3, os harmônicos em máquinas rotativas podem ser eliminados ou reduzidos através da distribuição de enrolamentos e o fracionamento do passo das bobinas.

2.10.5 Capacitores

Os bancos de capacitores, quando submetidos a presença de harmônicos, podem sofrer danos por excesso de corrente e pela ocorrência de ressonância. Como a frequência ressonante depende da impedância equivalente do sistema, ela pode ser evitada alterando-se a reatância total da rede ou alterando-se a frequência reativa do banco de capacitores.

2.11 Características da resposta em frequência

Em sistemas de potência é importante conhecer a resposta em frequência do sistema. Os capacitores e indutores de um circuito podem possuir uma ou mais frequências naturais e, quando esta frequência se alinha com a frequência que está sendo produzida no sistema, pode resultar em ressonância, provocando uma situação onde a tensão e a corrente nesta frequência persistem em valores bem elevados.

Os principais elementos que afetam as características de resposta em frequência do sistema são (DUNGAN, MCGRANAGHAN, *et al.*, 2003):

- i. impedância equivalente do sistema;
- ii. bancos de capacitores;
- iii. características de linhas, cabos e carga.

2.12 Filtros

Os filtros são utilizados de forma eficiente para reduzir a amplitude de tensão e correntes de um ou mais componentes harmônicos. Pode-se considerar 4 tipos básicos de filtros projetados de forma a permitir, bloquear ou atenuar certas faixas de frequência:

- **Passa-baixa:** permite a passagem de frequências até uma certa faixa, chamada frequência de corte. Qualquer sinal acima da frequência de corte é atenuado. Normalmente este tipo de filtro é utilizado para aplicações que requerem a rejeição de altas frequências.
- **Passa-alta:** permite a passagem de sinais acima da frequência de corte. Qualquer sinal abaixo da frequência de corte é atenuado. Este tipo de filtro é normalmente utilizado em aplicações que requerem a rejeição de baixas frequências.
- **Passa-faixa:** possui duas frequências de corte, uma superior e outra inferior. Permite a passagem de sinais com frequência compreendida dentro destes limites.
- **Rejeita-faixa:** possui duas frequências de corte, uma superior e outra inferior. Rejeita os sinais com frequência compreendida dentro destes limites.

A Figura 2-67, ilustra as respostas dos tipos de filtros citados acima.

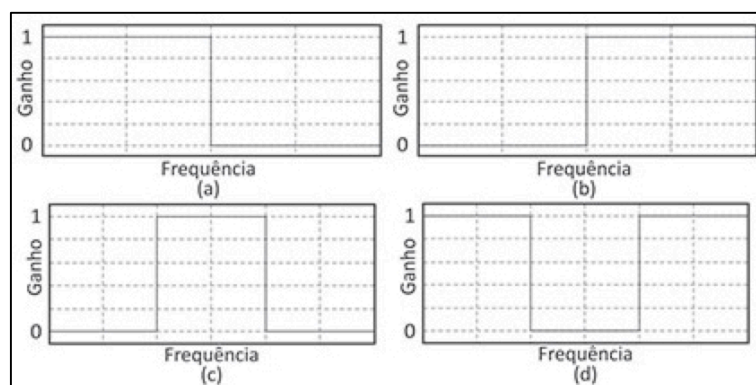


Figura 2-67 Resposta de filtro ideal (a) passa-alta; (b) passa-baixa; (c) passa-faixa; (d) rejeita faixa
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.12.1 Filtros passivos

Os filtros passivos são basicamente constituídos de capacitores, indutores e resistores. Eles podem ser conectados no sistema de série ou paralelo.

O filtro série consiste de uma indutância paralela a uma capacitância, ambas ligadas em série com o circuito. Este tipo de solução é raramente utilizada, pois seu custo é elevado, além do que, neste tipo de configuração, o filtro tem que transportar toda a corrente passante no ponto do sistema em que é instalado e ser isolado completamente para tensão plena para terra.

O filtro paralelo, ou *shunt*, é a solução mais usual para evitar que componentes de correntes harmônicas circulem em determinadas partes do sistema. Este tipo de filtro oferece um caminho de baixa impedância para os harmônicos selecionados. Ele pode ser aterrado em um dos seus terminais, desviando parte da corrente harmônica da carga através do filtro. A Figura 2-68, ilustra um circuito típico com a utilização de um filtro paralelo.

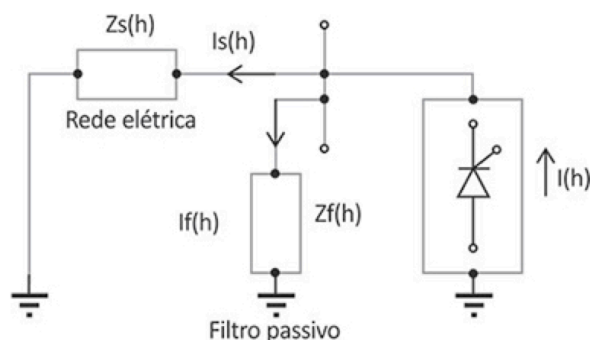


Figura 2-68 Filtro passivo paralelo
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Os filtros passivos podem ser do tipo sintonizados ou amortecidos, onde se comportam como circuitos capacitivos para as frequências abaixo da frequência de ressonância que, neste caso, operam como compensadores de potência reativa na frequência fundamental.

2.12.1.1 Filtro de sintonia

A Figura 2-69 ilustra os tipos de filtros passivos de sintonia, ou *shunt* ressonante. Estes filtros são do tipo passa-faixa e são considerados os mais seletivos para a eliminação de uma harmônica específica, pois apresentam uma baixa impedância nas frequências de sintonia. O filtro de sintonia simples é o mais utilizado comercialmente.

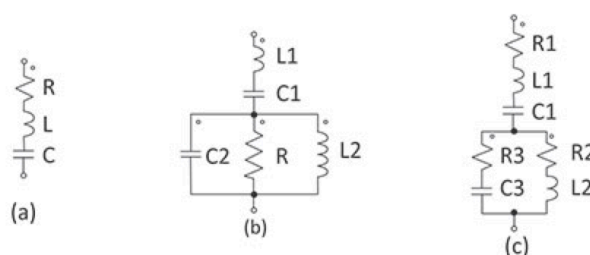


Figura 2-69 Filtros passivos de sintonia (a) simples, (b) e (c) dupla.
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

O filtro de sintonia dupla é uma extensão do filtro de sintonia simples, porém, sintonizado para duas frequências, podendo ainda ser ajustado para 3 frequências se utilizado em cascata. A Figura 2-70 apresenta a resposta em frequência para os filtros de sintonia simples e dupla.

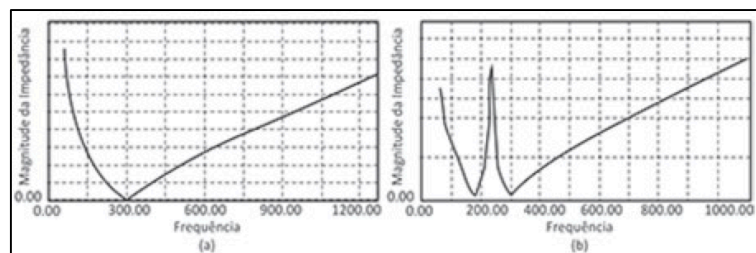


Figura 2-70 Resposta de filtro (a) de sintonia simples e (b) de sintonia dupla
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.12.1.2 Filtro amortecido

Os filtros amortecidos apresentam uma baixa impedância para uma larga faixa de frequências. Estes filtros podem ser de 1^a, 2^a, ou 3^a ordem, onde a ordem do filtro é resultante do maior expoente de ω em sua função de transferência que, em geral, é igual ao número de capacitores e indutores no circuito. Quanto maior a ordem de um filtro maior a sua complexidade, tamanho físico e custo. A Figura 2-71 ilustra a configuração dos tipos de filtros amortecidos.

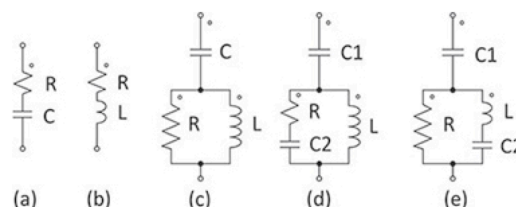


Figura 2-71 Filtros passivos amortecidos: (a) e (b) de 1^a ordem, (c) de 2^a ordem, (d) de 3^a ordem; (e) filtro do tipo C
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Os filtros amortecidos de 1^a ordem são comumente utilizados como filtro passa-baixa ou passa-alta para circuitos eletrônicos e em conversores de potência. Eles podem ser combinados em cascata de forma a operar como um filtro passa banda Figura 2-72 que, neste caso, se tornará um filtro de 2^a ordem por utilizar dois acumuladores de energia, C ou L.

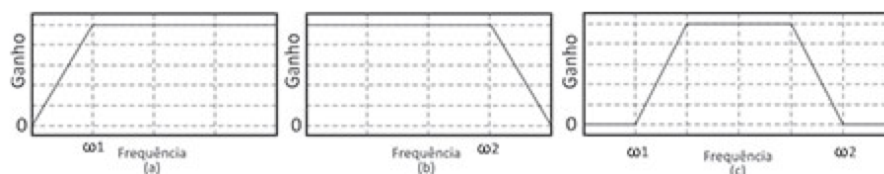


Figura 2-72 Curvas resposta de filtros: (a) passa-alta, (b) passa-baixa, (c) passa-banda
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

Os filtros amortecidos de 2ª ordem são os mais usados comercialmente, comumente utilizados para filtrar harmônicos de 7ª e 11ª ordem, ou superiores, podendo ainda, amortecer oscilações do tipo *notch* de alta frequência.

Os filtros de 3ª ordem possuem um projeto mais complexo, de alto custo, voltado particularmente para à compensação de alta potência e aplicações industriais. Este filtro deve ser sintonizado para as frequências mais baixas do espectro (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Entre os filtros sintonizados, o filtro C é o que apresenta menores perdas. Ele está situado entre os filtros de 2ª e 3ª ordem. Possui a vantagem de reduzir consideravelmente as perdas na frequência fundamental e, devido a isso, é utilizado principalmente em aplicações que exigem uma substancial redução de harmônicos de 5ª ordem ou inferior, como fornos a arco elétrico e cicloconversores.

2.12.2 Filtros ativos

Os filtros ativos utilizam interruptores eletrônicos, associados a técnicas de controle e comando, produzem correntes que anulam a presença de harmônicos na rede, bem como compensam desequilíbrios de tensão e correntes, além de fazerem a compensação reativa do sistema.

Os filtros ativos podem ser do tipo série, que atua como uma fonte de tensão controlada, conforme ilustrado na Figura 2-73, e paralelo, que atua como uma fonte de corrente controlada conectada em paralelo com a carga conforme ilustrado na Figura 2-74.

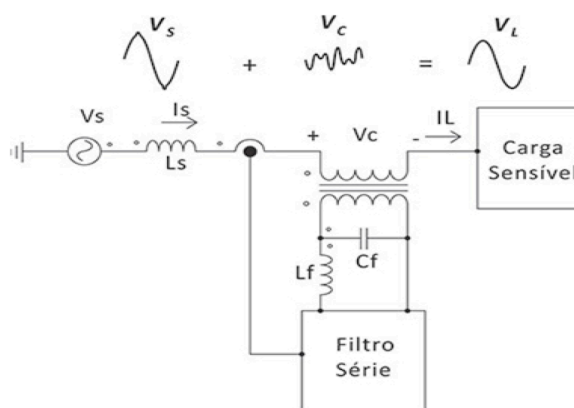


Figura 2-73 Princípio de compensação ativa série de tensão
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

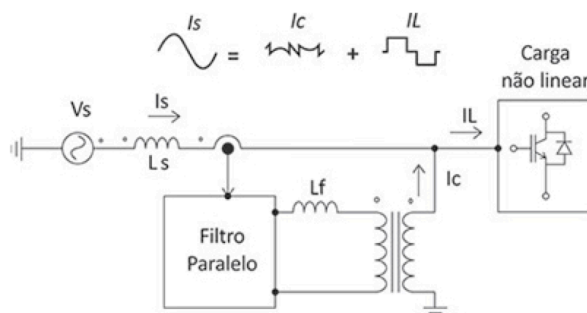


Figura 2-74 Princípio de compensação ativa paralela de corrente
 Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

A combinação dos filtros ativos série e paralelo é denominada UPQC - *Unified Power Quality Conditioner* (Condicionador Unificado de Energia). Esta combinação é utilizada para cargas que são sensíveis a qualidade de tensão e, ao mesmo tempo, são injetoras de correntes harmônicas na rede. A Figura 2-75 ilustra a configuração geral de um UPQC.

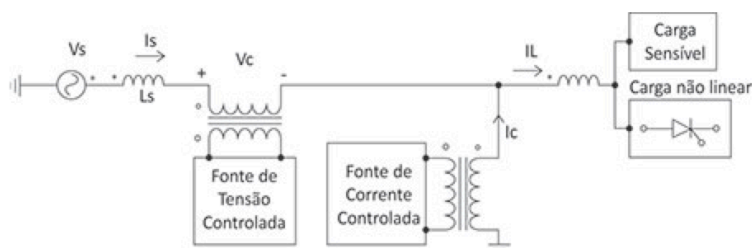


Figura 2-75 Configuração geral de um UPQC
 Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

2.12.3 Filtros híbridos

Os filtros híbridos combinam os filtros ativos e passivos, mesclando as suas vantagens e desvantagens. Os filtros passivos apresentam menor custo, mas seu desempenho varia de acordo com a carga, além de possibilitar a ocorrência de ressonância. Os filtros ativos apresentam um desempenho constante, mas seu custo é elevado pelo fato de que sua potência tem que ser igual ou superior a carga filtrada.

A Figura 2-76 apresenta um comparativo entre as duas tecnologias de filtros ativos e passivos.

	Filtros passivos	Filtros ativos
Vantagens	<ul style="list-style-type: none"> Boa confiabilidade Baixo custo de implementação Baixo custo de manutenção\ reduzidas perdas Reduzem o conteúdo harmônico e melhoram o fator de potência Não requerem fonte de alimentação, porque não usam elementos ativos Suportam grandes correntes e elevadas tensões Número reduzido de componentes por filtro Sem limitação de largura de banda, porque não usam amplificadores operacionais que apresentam restrição de banda de passagem Geram pouco ruído 	<ul style="list-style-type: none"> Apresentam tamanho e peso reduzidos Sem indutores Projeto mais simples Não sofrem sobrecarga – esses filtros corrigem até o limite de seus valores nominais Mais fáceis de sintonizar Podem produzir altos ganhos São adaptáveis
Desvantagens	<ul style="list-style-type: none"> Indutores grandes para baixas frequências Grande variação dos valores práticos dos capacitores Frequência de sintonia fixa Possibilidade de perda de sintonia Possibilidade de ressonâncias entre a fonte e o filtro Possibilidade de sobrecarga – absorvem correntes harmônicas oriundas da instalação e até do sistema de distribuição Seu desempenho depende dos parâmetros do sistema de potência Não proveem ganho de sinal Em geral não passíveis de miniaturização 	<ul style="list-style-type: none"> Elevado custo inicial Exigem fonte de alimentação Podem requerer muitos componentes suscetíveis a intermodulação e oscilações

Figura 2-76 Comparação entre filtros passivos e ativos
Fonte: (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014)

CAPÍTULO - 3 DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO

O protótipo deste trabalho foi desenvolvido de forma a possibilitar um melhor entendimento sobre as distorções harmônicas geradas por dispositivos não lineares. Foi utilizado o quadro de instalações elétricas do laboratório da faculdade, composto basicamente de tomadas, interruptores, iluminação com lâmpadas fluorescentes e de led's, motor monofásico com acionamento direto e um motor trifásico acionado por um inversor de frequência. A maioria destes dispositivos apresentam comportamento não-linear.

Para comprovação da existência dos componentes harmônicos, foi utilizado o medidor de energia RE6000 da Embrasul. Também foram utilizados alicates amperímetros de dois modelos diferentes, sendo um deles com método de medição *true rms* e outro com método de medição por valor médio ou pico.

Para a mitigação de harmônicos foi utilizado um transformador como fonte alternativa de alimentação do painel de forma a provocar uma alteração na impedância da fonte vista pelos dispositivos instalados.

Uma breve descrição das características, funcionamento dos principais dispositivos e ferramentas utilizadas neste projeto serão detalhadas neste capítulo.

3.1 Painel de instalações elétricas

Para execução da parte prática, foi utilizado o quadro de instalações elétricas existente do laboratório. Ao painel, foi adicionado o kit educacional ETZ0060 (Fab. Anzo), composto de um inversor de frequência Weg CFW10 com entrada 220 V monofásica, acionando um motor com saída 220V trifásico. Também foi adicionado um filtro capacitivo monofásico, que a princípio, deveria ter a função de economizar energia. Por motivos éticos, iremos tratar este filtro por FLT, sem mencionar o nome e modelo do dispositivo. A imagem do painel pode ser vista através da Figura 3-2.

O painel possui duas opções de alimentação, uma delas é pelas tomadas monofásicas 220V disponíveis no laboratório. A outra opção de alimentação, também monofásica 220V, é feita através do secundário de um transformador que tem o seu primário alimentado por uma tensão de 380 V trifásica. Este transformador está instalado no painel e sua alimentação é fornecida por uma tomada de 380 V trifásico, alimentada pelo quadro geral do prédio.

A Figura 3-1 ilustra o desenho do quadro de instalações elétricas. Este desenho auxilia no entendimento da forma como os dispositivos estão interligados, bem como, na análise de onde os pontos de medição serão realizados e da possível interferência harmônica que um dispositivo pode realizar no outro.

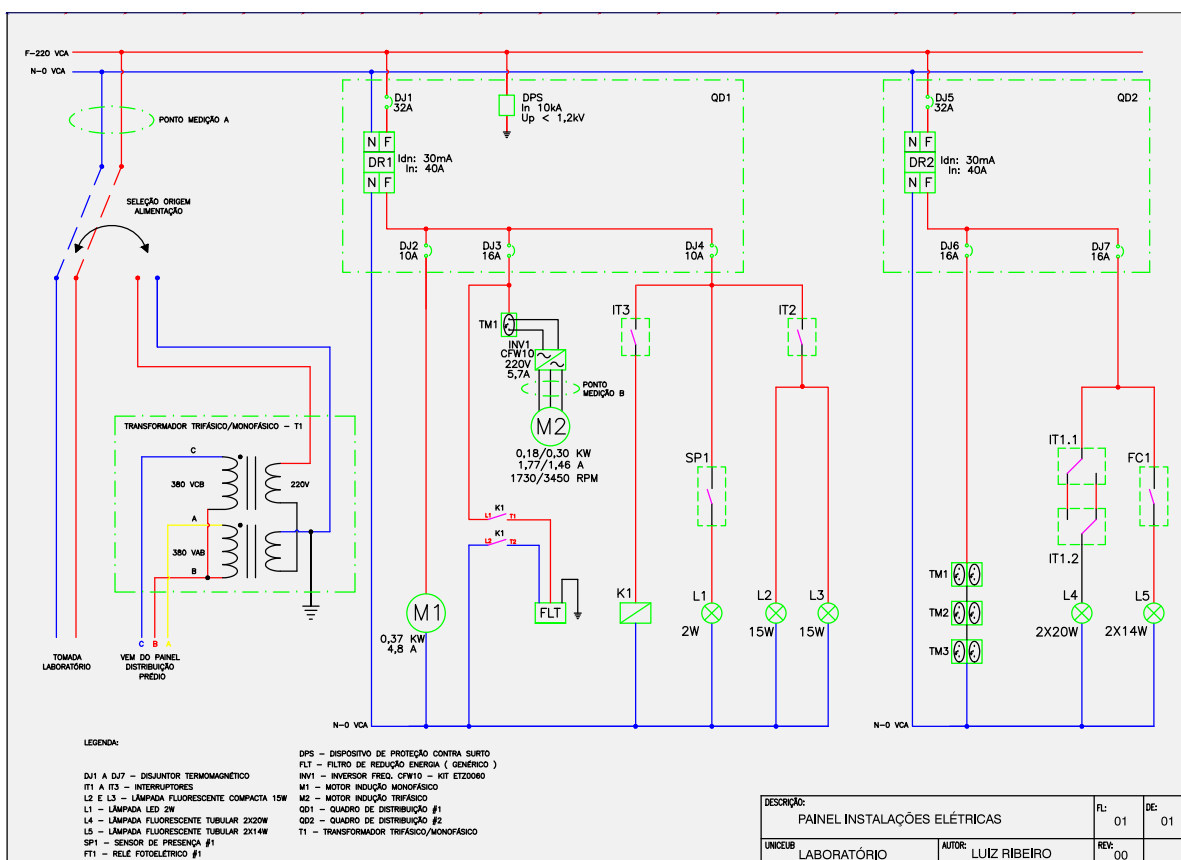


Figura 3-1 Desenho painel de instalações elétricas
 Fonte: Elaborado pelo autor

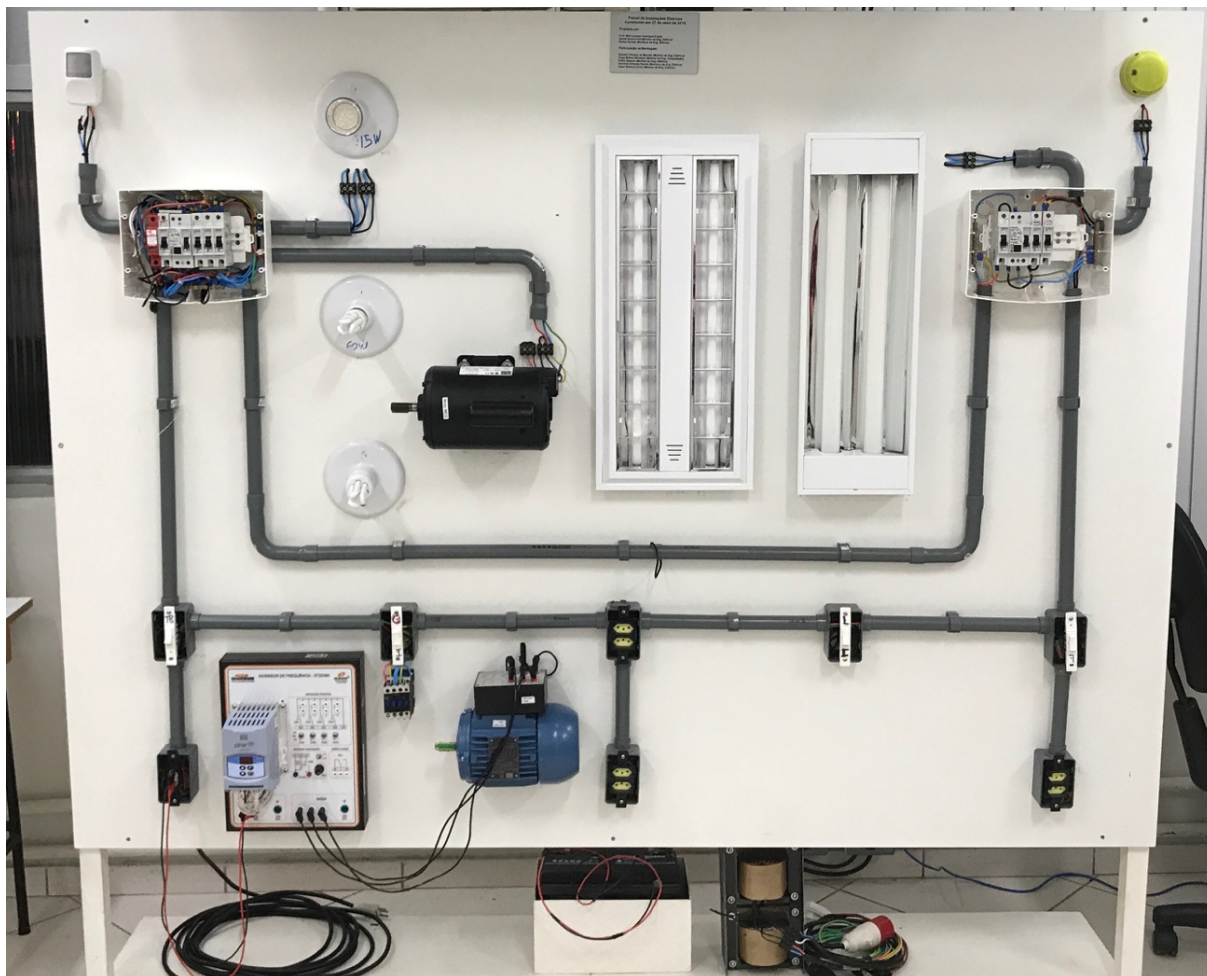
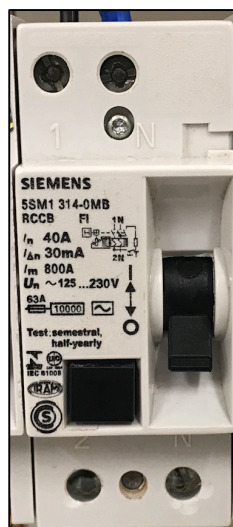


Figura 3-2 Imagem do painel de instalações elétricas

3.1.1 Interruptor DR – Diferencial Residual.

Os interruptores diferenciais, são dispositivos que detectam correntes residuais alternadas atuando a proteção quando a corrente residual ultrapassa o valor da $I_{\Delta n}$ (corrente nominal residual), neste caso, 30mA para o dispositivo utilizado no quadro de instalações elétricas. A função deste dispositivo é interromper o circuito em caso de fuga de corrente, o que pode ocorrer quando alguém toma um choque elétrico. A Figura 3-3 mostra a imagem do DR utilizado no painel de instalações elétricas.



*Figura 3-3 DR - Diferencial Residual
Fonte: Painel instalações elétricas*

3.1.2 Disjuntor Termomagnético

Os disjuntores termomagnéticos são utilizados para proteção de circuitos, cabos e dispositivos em geral contra sobrecarga e curto circuito. São amplamente utilizado nas instalações elétricas como dispositivos de proteção e para separação de circuitos. O painel de instalações elétricas utiliza 7 disjuntores, com diferentes correntes nominais. A Figura 3-4 mostra a imagem de um disjuntor termomagnético de 10 A.



*Figura 3-4 Disjuntor termomagnético
Fonte: Painel instalações elétricas*

3.1.3 Dispositivo de Proteção contra Surto - DPS

Os dispositivos de proteção contra surto, são utilizados na proteção de equipamentos conectados à rede elétrica. O VCL Slim é um DPS monopolar, do tipo limitador de tensão, com proteção contra sobretensões de origem atmosférica transmitidas pela linha externa de alimentação e ou manobras no sistema elétrico. A Figura 3-5 mostra a imagem do DPS utilizado.



Figura 3-5 Dispositivo de proteção contra surto
Fonte: Painel instalações elétricas

3.1.4 Lâmpadas fluorescentes compactas

As lâmpadas fluorescentes compactas, ou lâmpadas eletrônicas, são lâmpadas de descarga, ou seja, iluminam devido a circulação de corrente elétrica fluindo através do gás no tubo de vidro. Essas lâmpadas são amplamente usadas, por oferecer uma economia de energia de até 80% quando comparadas as antigas lâmpadas incandescentes. A Figura 3-6, mostra a imagem das lâmpadas L1 E L3 utilizadas no painel.



Figura 3-6 Lâmpada fluorescente compacta
Fonte: Painel instalações elétricas

3.1.5 Lâmpadas fluorescentes tubulares

A lâmpadas fluorescente tubulares possuem o mesmo princípio de funcionamento das compactas, porém, estas possuem um reator externo. A Figura 3-7 ilustra a lâmpadas L4 e L5, respectivamente de 2x14W e 2x20w.



*Figura 3-7 - Lâmpadas fluorescentes tubulares. Esquerda 2x14W e direita 2x20w
Fonte: Painel instalações elétricas*

3.1.6 Sensores de presença

O sensor de presença é um tipo de comando inteligente temporizado, que tem o objetivo de acionar cargas quando detecta a movimentação de fontes de calor, como pessoas e carros. Este tipo de dispositivo é amplamente utilizado em instalações elétricas onde a necessidade de iluminação somente se faz necessária durante um período de tempo em que alguém ou algo está presente no ambiente monitorado. A Figura 3-8 mostra a imagem do sensor de presença SP1, utilizado no painel de instalações elétricas, para acionar a lâmpada L1.



*Figura 3-8 Sensor de presença
Fonte: Painel instalações elétricas*

3.1.7 Relés Fotoelétricos

Os relés fotoelétricos, são dispositivos similares ao de presença, porém, são acionados através da presença ou não de luminosidade. Em geral, são utilizados para ligar ou desligar iluminações externas de forma automática. A Figura 3-9 ilustra o sensor de presença SP1 utilizado no painel de instalações elétricas.



*Figura 3-9 - Relé fotoelétrico
Fonte: Painel instalações elétricas*

3.1.8 Motor de indução monofásico

O motor elétrico é uma máquina destinada a transformar energia elétrica em energia mecânica. Existem diversos tipos de motores, para as mais diversas aplicações. O motor M1, utilizado no painel de instalações elétricas, é um motor de indução monofásico com 0,5 cv de potência. Este tipo de motor é largamente utilizado no mercado devido a sua simplicidade, robustez e baixo custo. O motor utilizado (M1) é acionado diretamente através do disjuntor de comando.



*Figura 3-10 Motor indução monofásico 220V - 4,8^A
Fonte: Painel instalações elétricas*

3.1.9 Kit inversor de frequência ETZ0060

O Kit educacional ETZ0060, do fabricante Anzo é composto por um inversor de frequência WEG mod. CFW10 que permite realizar o controle de velocidade de um motor elétrico. Este Kit possui entrada monofásica de 220V, com saída trifásica de 220 V e potência de 0,5 cv. A Figura 3-11 mostra a imagem do kit (INV1) utilizado no painel de instalações elétricas.

Os inversores de frequência são considerados equipamentos com características não-lineares, sendo uma das principais fontes geradoras de harmônicos na rede, motivo pelo qual foi utilizado neste projeto.



Figura 3-11 Kit inversor de frequência ETZ0060
Fonte: Painel instalações elétricas

3.1.10 Motor indução trifásico

O motor elétrico é uma máquina destinada a transformar energia elétrica em energia mecânica. Existem diversos tipos de motores, para as mais diversas aplicações. O motor M2, utilizado no painel de instalações elétricas, é um motor de indução trifásico com possibilidade de fechamento do motor para duas velocidades (1730/3450 rpm) e possui 0,3/0,4 cv de potência. Este tipo de motor também é largamente utilizado no mercado devido a sua simplicidade, robustez e baixo custo. O motor (M2) é acionado através do inversor de frequência do kit ETZ0060.

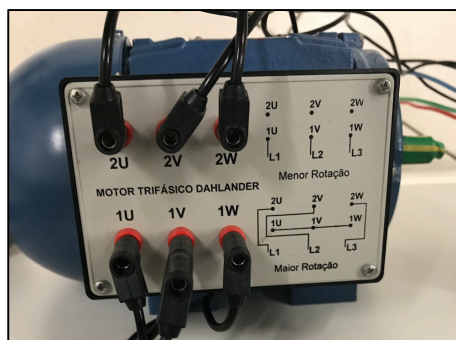


Figura 3-12 Motor indução trifásico, 2 velocidades
Fonte: Painel instalações elétricas

3.1.11 Transformador trifásico para monofásico

Como alternativa para alimentar o painel, foi utilizado um transformador de tensão de 800VA com primário alimentado por uma tensão de 380V trifásico e uma saída de tensão no secundário de 220V monofásico. Este transformador possui duas bobinas no primário alimentadas com 380V (VAB E VCB), onde a fase B é o ponto comum entre as duas bobinas. No secundário também existem duas bobinas ligadas em série que fornecem a tensão de 220V, conforme ilustrado na Figura 3-13.

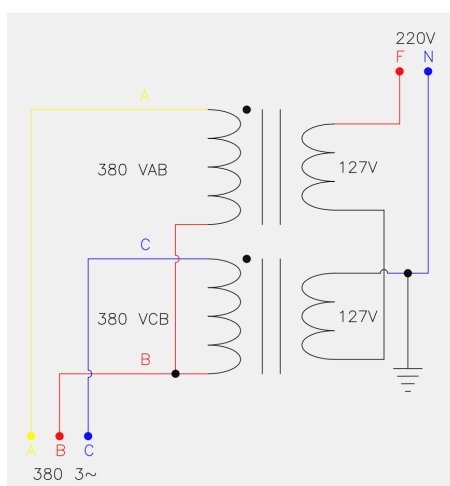


Figura 3-13 Esquema ligação transformador trifásico/monofásico
Fonte: Elaborado pelo autor

3.1.13 Filtro Capacitivo Monofásico

Existem diversos filtros no mercado que são vendidos com o objetivo de reduzir o consumo de energia. O filtro ilustrado na Figura 3-14 foi adicionado ao painel de instalações elétricas para que seja feita uma avaliação do seu comportamento, além de verificar se o mesmo atende aos objetivos de economia ao qual se propõe.



Figura 3-14 Filtro capacitivo monofásico
Fonte: Painel instalações elétricas

3.2 Instrumentos de medição

Para realização das medições, testes e análises, foram utilizados neste projeto 3 instrumentos de medições: Um medidor de energia da Embrasul e dois alicates amperímetros que utilizam metodologias de medição diferentes. O medidor de energia disponibiliza um software de análise dos dados coletados chamado ANL6000. As principais características e uma breve descrição destas ferramentas será feita nos tópicos a seguir.

3.2.1 Medidor de Energia

O Analisador de energia RE6000 permite a leitura simultânea de 4 canais de corrente e 4 canais de tensão. O medidor utiliza um sistema de aquisição de 16 bits e tem capacidade de realizar a leitura de 133 amostras por ciclo de forma simultânea nos oito canais, quando em medição de grandezas RMS. Seu sistema de aquisição possui frequência de 8kHz, o que possibilita a medição de perturbações a partir de 130us. Todo o sistema de amostras é executado de forma simultânea e contínua para todas as grandezas e eventos. (EMBRASUL, 2015)

Este medidor está em conformidade com as normas existentes de medição de harmônicos descritos no item 2.6.2, Requisitos para Medição de Harmônicos.



Figura 3-15 Medidor de Energia Embrasul RE6000
Fonte: (EMBRASUL, 2015)

As seguintes grandezas podem ser medidas e ou registradas:

- Tensão (3 fases + neutro);
- Corrente (3 fases + neutro);
- Potência (3 fases);
- Frequência;
- Tensão de linha;
- DTHI e DTHU (3 fases);

O medidor de energia também realiza a medição e registro de transientes e harmônicos até a 50ª ordem. Os intervalos de integração podem ser configurados de acordo com a necessidade.

O medidor possui 4 canais de leitura de corrente e 3 canais de tensão que permitem a leitura das tensões de fase e de linha. Para leitura de corrente, o medidor utiliza os alicates modelo AL100, ilustrado na Figura 3-16, com precisão de 3% para a faixa de medição entre 0,2 e 1 A. Para a faixa de medição entre 1 e 100 A, sua precisão é de 1%.



Figura 3-16 Alicata de corrente modelo AL100
Fonte: (EMBRASUL, 2015)

3.2.2 Software de análise ANL6000

O software de análise ANL6000 é utilizado para o tratamento e análise dos dados coletados através do medidor de energia. O ANL6000 permite gerar gráficos, tabelas e relatórios, além da visualização dos valores das grandezas registradas, transientes e harmônicos. A Figura 3-17, demonstra uma das telas do ANL6000 que permite a visualização gráfica dos valores registrados.

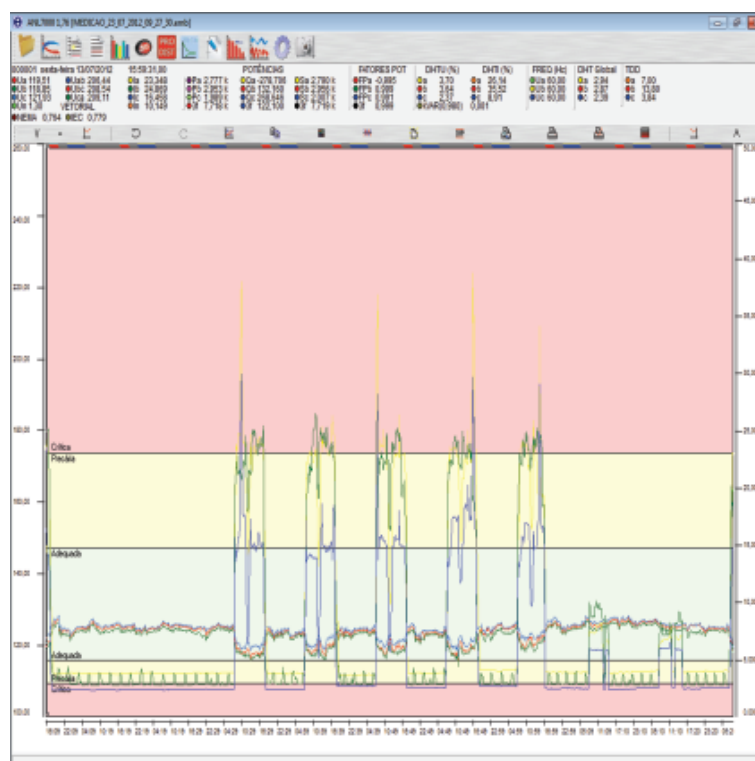


Figura 3-17 Software de análise ANL6000
Fonte: (EMBRASUL, 2015)

3.2.3 Alicates amperímetros

Os alicates amperímetros são utilizados, dentre outras coisas, para medição de corrente sem contato. De modo geral, eles também medem tensão, resistência, continuidade e outras funcionalidades, mas sua principal finalidade é realmente a medição de corrente. Foram utilizados dois alicates amperímetros que utilizam metodologias diferentes de medição, o AMP-330 da AMPROBE, e o ET-3200 da MINIPA.

O alicate amperímetro da AMPROBE, permite realizar leitura de grandezas em *true rms* (2.7.2.2). Ele apresenta uma precisão de 1,8% para as medições de corrente alternada.

O alicate amperímetro da Minipa não realiza medições *true rms*. Ele apresenta uma precisão de 2,5% para medições de corrente alternada até 20 A.



Figura 3-18 Alicates Amperímetro: Amprobe AMP-330 e Minipa ET-3200

CAPÍTULO - 4 TESTES E RESULTADOS

Os testes foram realizados de forma a permitir a comparação do nível das distorções harmônicas, geradas pelos dispositivos não lineares do painel, antes e depois de uma solução de mitigação de harmônicos ser aplicada.

Uma rotina sequencial de testes foi determinada, de forma que, os dois testes sejam realizados nas mesmas condições, ou seja, com a mesma combinação de dispositivos do painel e com a leitura e registro das mesmas grandezas. A Figura 4-1 mostra qual a sequência e a combinação de acionamentos dos dispositivos utilizado, bem como as grandezas elétricas que serão registradas.

TESTE	MOTOR	INVERSOR M2		Iluminação					Medidor de Energia - RE 6000					Amperímetro		Ponto Medição	
	M1	VEL. (HZ)	COR. (A)	L1	L2	L3	L4	L5	DTI (%)	DTU (%)	POT. (W)	FP	COR. (A)	TENSÃO (V)	AMP-330 (A)		ET-3200 (A)
1	0	0		1	0	0	0	0									A
2	0	0		0	1	1	0	0									A
3	0	0		0	0	0	1	0									A
4	0	0		0	0	0	0	1									A
5	0	0		1	1	1	1	1									A
6	0	66		1	1	1	1	1									A
7	1	66		1	1	1	1	1									A
8	1	0		1	1	1	1	1									A
9	1	0		0	0	0	0	0									A
10	0	66		0	0	0	0	0									A
11	0	60		0	0	0	0	0									A
12	0	20		0	0	0	0	0									A
13	0	60		0	0	0	0	0									B

Figura 4-1 Tabela da rotina de testes
Fonte: Elaborado pelo autor

Para cada um dos 13 testes da rotina, além das grandezas medidas descritas na tabela, também foram registradas e armazenadas, através do analisador de energia RE6000, o espectro das distorções harmônicas e demais grandezas elétricas. O tempo de duração das medições foi de aproximadamente 5 min, visto que, por se tratar de um teste controlado em laboratório, não foi verificado nenhum agente interno ou externo que pudesse alterar o comportamento do dispositivo, ou seja, a tendência e ser estável ao longo do teste, com variações na partida ou parada dos dispositivos ou nos casos em que foram forçados alguns distúrbios como reversão do sentido de rotação do motor M2, ou até mesmo, retirar uma das fases do motor, por um breve período de tempo, para verificar a o comportamento e o tipo de distúrbio provocado na corrente e tensão do motor registradas.

Os testes foram realizados considerando os seguintes cenários:

- I. Execução da rotina de testes, estabelecido na Figura 4-1, com o quadro sendo alimentado pela rede elétrica disponível no laboratório;
- II. Execução da rotina de testes, estabelecido na Figura 4-1, com o painel sendo alimentado pela saída do transformador T1, sendo esta considerada a solução proposta para mitigação dos harmônicos;
- III. Testes gerais utilizando o filtro FLT.

4.1 Testes do Cenário I

O cenário I compreende a medição e o registro das grandezas elétricas para cada uma das combinações dos dispositivos do painel elétrico descritas na Figura 4-1. Neste cenário, a alimentação do painel é feita através da rede elétrica monofásica de 220V, disponível no laboratório.

Os valores das grandezas elétricas e das distorções harmônicas encontradas durante os testes estão relacionados na Figura 4-2:

TESTE	Motor		Inversor M2		Filtro	Iluminação					Medidor de Energia - RE 6000					Amperímetro		Ponto Med.
	M1	VEL. (HZ)	COR. (A)	FLT	L1	L2	L3	L4	L5	DHTI (%)	DHTU (%)	POT. (W)	FP	COR. (A)	TENSÃO (V)	AMP-330 (A)	ET-3200 (A)	
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	5,82%	1,14%	23,20	-0,972	0,113	210,01	0,00	0,04	A
2	0	0	0	0	0	1	1	0	0	54,39%	1,36%	54,20	-0,839	0,309	209,10	0,17	0,19	A
3	0	0	0	0	0	0	0	1	0	16,27%	1,43%	60,60	-0,982	0,293	209,80	0,13	0,20	A
4	0	0	0	0	0	0	0	0	1	7,05%	1,41%	55,10	-0,993	0,265	209,43	0,11	0,16	A
5	0	0	0	0	1	1	1	1	1	29,10%	1,39%	121,10	-0,946	0,612	208,84	0,47	0,50	A
6	0	66	0,7	0	1	1	1	1	1	61,97%	1,56%	204,90	-0,843	1,167	208,10	1,09	1,12	A
7	1	66	0,7	0	1	1	1	1	1	16,39%	1,56%	326,80	0,443	3,568	206,72	3,67	3,94	A
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	4,64%	1,41%	243,50	0,351	3,325	208,55	3,43	3,77	A
9	1	0	0	0	0	0	0	0	0	3,69%	1,39%	147,30	0,213	3,299	209,19	3,42	3,70	A
10	0	66	0,7	0	0	0	0	0	0	113,48%	1,61%	113,70	-0,393	0,829	208,51	0,75	0,66	A
11	0	60	0,8	0	0	0	0	0	0	116,83%	1,58%	111,60	-0,129	0,831	208,37	0,74	0,66	A
12	0	20	0,8	0	0	0	0	0	0	107,55%	1,55%	69,80	-0,677	0,494	208,73	0,38	0,34	A
13	0	60	0,7	0	0	0	0	0	0	3,55%	2,13%	68,600	0,310	0,686	112,94	0,77	0,64	B

Figura 4-2 Resultados obtidos nos testes do cenário I
Fonte: Elaborado pelo autor

O teste número 13 foi realizado no ponto de medição B, ou seja, na alimentação trifásica do motor M2 originada pela saída do inversor de frequência, conforme indicado no desenho da Figura 3-1. Pode-se observar que o valor de distorção harmônica é baixo e não representativo, visto que, a harmônica que o inversor injeta no barramento é oriunda da alimentação de entrada do inversor e não de sua saída.

Conforme descrito no item 2.9.1.1, os conversores de frequência são um dos maiores geradores de harmônicos no sistema. Podemos observar que nos testes de número 10 e 11, onde somente o inversor de frequência está ligado, a distorção harmônica de corrente apresenta os seus valores mais altos, respectivamente 113% e 116%, porém a medição registrada na tabela é pontual e instantânea.

O gráfico da Figura 4-3 (a) e (c), apresentam respectivamente a tela do instrumento de medição, com a forma de onda da tensão e corrente e o espectro harmônico do sinal analisado. Como descrito no item 2.9.1.1, podemos confirmar que a forma de onda registrada pelo analisador muito se assemelha ao da Figura 2-51, no qual a harmônica de 3ª ordem possui uma alta amplitude, aproximadamente 2/3 da principal e que os conversores de frequência geram somente harmônicos de ordem ímpar.

Analisando o gráfico da Figura 4-3 (b), podemos verificar que ao longo do tempo em que o teste foi registrado, a distorção harmônica total de corrente, DHTI (pena azul), sofreu diversas oscilações. Estas oscilações não foram provocadas intencionalmente e somente ocorrem quando o inversor de frequência é ligado sozinho no painel elétrico com rotações acima de 30 Hz e quando o painel elétrico utiliza a alimentação da rede elétrica do laboratório.

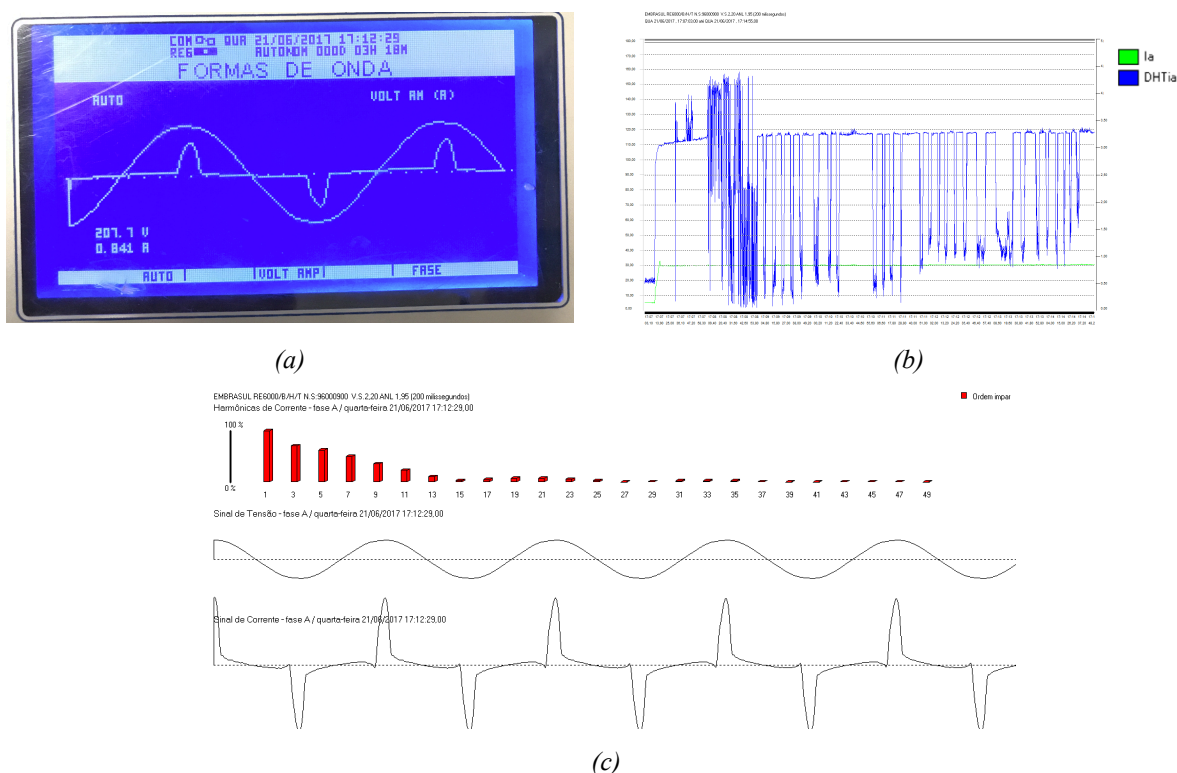


Figura 4-3 Registro dados Cenário I - teste 10: (a) forma de onda da tensão e corrente, (b) DTI e Corrente, (c) espectro de frequência com formas de onda da tensão e corrente

Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 4-4 mostra mais claramente estas oscilações. Ele faz parte de uma coleta de dados pré-testes, com duas horas de duração, onde diversas combinações e simulações foram realizadas com o objetivo de dar início ao entendimento do sistema como um todo e como os testes oficiais iriam ser realizados. De qualquer forma, o período onde o inversor ficou rodando sozinho no painel pode ser claramente identificado no gráfico pela variação da DHTI (curva Azul).

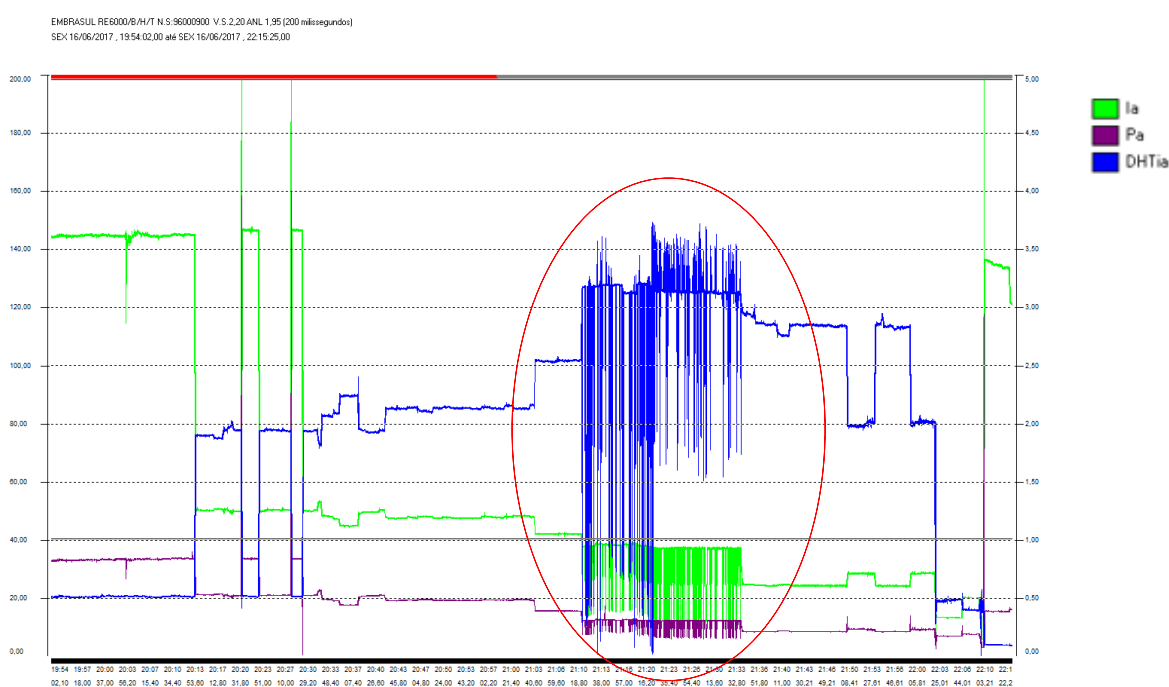


Figura 4-4 Registro de dados pré-testes - Variação DHTI para inversor de frequência
Fonte: Elaborado pelo autor

Durante o acionamento do inversor de frequência, é possível ouvir um ruído de alta frequência, característica dos efeitos provocados por distorções harmônicas conforme descrito no item 2.9.2 - xi.

Analisando os demais dispositivos geradores de harmônicos, mais especificamente as duas lâmpadas fluorescentes compactas acionadas simultaneamente no teste número 2 da Figura 4-2, podemos constatar que elas provocaram uma distorção harmônica total de corrente de 54,35%, com uma amplitude significativa na harmônica de 3ª ordem. O fator de potência registrado foi de 0,839 negativo, o que significa que a corrente está adiantada em relação a tensão, ou seja, o circuito é reativo capacitivo, onde diagrama fasorial ilustrado na Figura 4-5 (a), ilustra a defasagem de 17º graus entre a corrente e a tensão. A Figura 4-5 (b) ilustra que a distorção harmônica total de corrente, DHTI (pena azul), permaneceu constante durante o período em que foi registrada. A Figura 4-5 (c) ilustra o espectro harmônico gerado pelas duas lâmpadas

compactas bem como a forma de onda distorcida da corrente que, neste caso, não se assemelha com a forma de onda ilustrada na Figura 2-60. Tal fato pode estar relacionado a utilização de tecnologias diferentes dos reatores eletrônicos, ou até mesmo, pelo fato de que a forma de onda do teste 2 se refere a duas lâmpadas fluorescentes ligadas ao mesmo tempo, resultado de como elas foram instaladas no painel de instalações elétricas. O esquema de ligação pode ser verificado no desenho Figura 3-1.

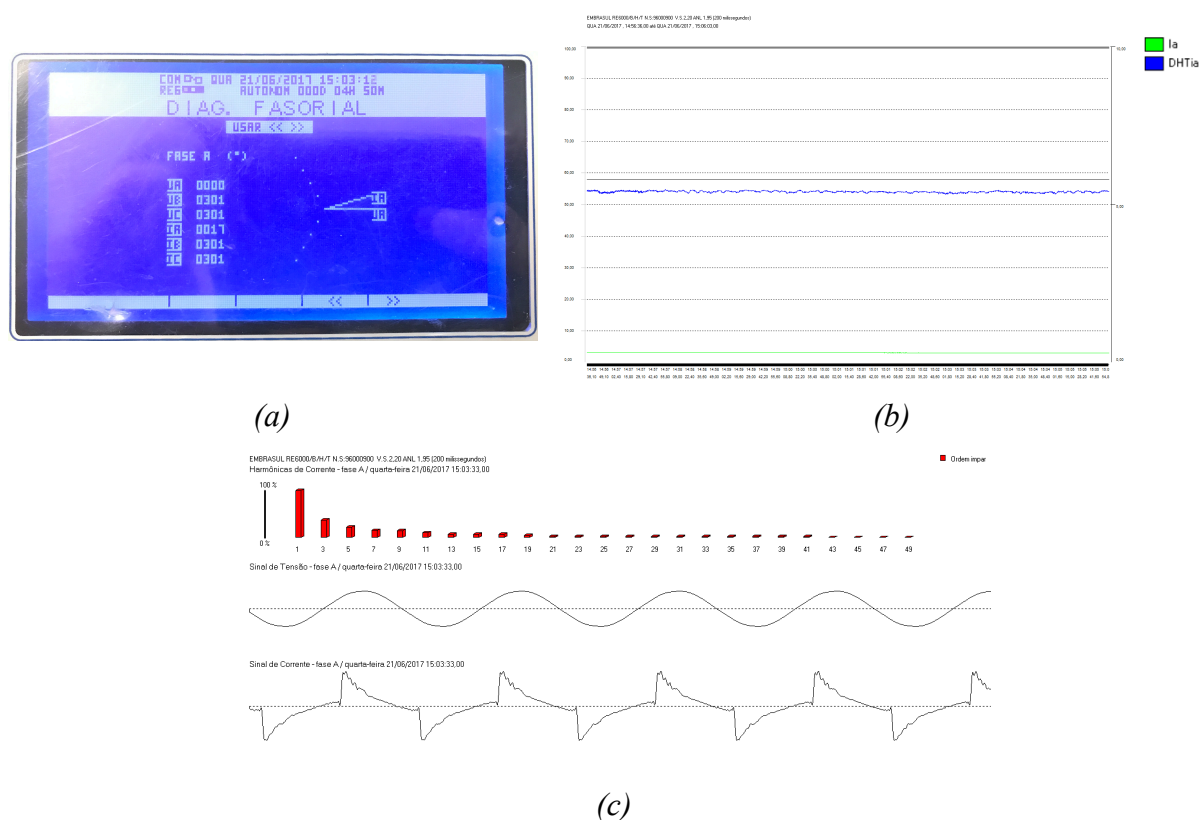


Figura 4-5 Registro dados Cenário I - teste 2: (a) diagrama fasorial e corrente, (b) DTI e Corrente, (c) espectro de frequência com formas de onda da tensão e corrente
Fonte: Elaborado pelo autor

Conforme apresentado no item 2.7.2, os medidores podem apresentar erros de leitura na presença de componentes harmônicos dos sinais medidos. A tabela e o gráfico da Figura 4-6, ilustram os erros apresentados pelos dois amperímetros, comparados ao valor lido pelo medidor de energia que, a princípio, foi considerado como o equipamento de referência por possuir capacidade de realizar leituras de sinais com altas frequências, bem como realizar a decomposição dos componentes harmônicos dos sinais.

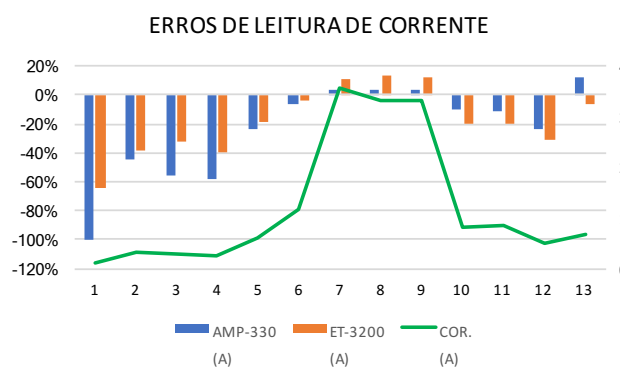
Podemos observar que para baixos valores de corrente os amperímetros apresentaram um erro considerável. Por outro lado, quando a corrente atingiu valores em torno de 3 A, os erros foram reduzidos e o amperímetro AMP-330 apresentou uma maior exatidão do que o amperímetro ET-3200. O conceito de exatidão pode ser encontrado no item 2.6.2.6.

Os altos erros de leitura dos amperímetros, quando utilizados para leitura de correntes de pequena amplitude, podem ser justificados pelo erro característico dos amperímetros, em torno de 2% do fundo de escala, associados a distorção harmônica, que neste caso, o AMP-330 se demonstra superior por realizar leitura *true rms*.

Conforme ilustrado na Figura 2-37, os erros de leitura podem chegar a 184% para instrumentos que utilizam o método do valor de pico para realizar medições grandezas elétricas de fontes de computadores, ou seja, fontes chaveadas que são classificadas como cargas não lineares.

ESTE	Analizador	Amperímetro		Erro	
	RE-6000 (A)	AMP-330 (A)	ET-3200 (A)	AMP-330 (%)	ET-3200 (%)
1	0,113	0,00	0,04	-100,0%	-64,6%
2	0,309	0,17	0,19	-45,0%	-38,5%
3	0,293	0,13	0,20	-55,6%	-31,7%
4	0,265	0,11	0,16	-58,5%	-39,6%
5	0,612	0,47	0,50	-23,2%	-18,3%
6	1,167	1,09	1,12	-6,6%	-4,0%
7	3,568	3,67	3,94	2,9%	10,4%
8	3,325	3,43	3,77	3,2%	13,4%
9	3,299	3,42	3,70	3,7%	12,2%
10	0,829	0,75	0,66	-9,5%	-20,4%
11	0,831	0,74	0,66	-11,0%	-20,6%
12	0,494	0,38	0,34	-23,1%	-31,2%
13	0,686	0,77	0,64	12,2%	-6,7%

(a)



(b)

Figura 4-6 Erros de leitura apresentados pelos amperímetros AMP-330 e ET-3200: (a) tabela de erros, (b) gráfico
Fonte: Elaborado pelo autor

Através da Figura 4-7, podemos verificar que o nível de distorção harmônica da corrente é reduzido conforme a corrente do sistema aumenta. Neste caso em questão, esse efeito é devido ao acionamento do motor M1, que possui baixa distorção harmônica e, comparado aos demais dispositivos do painel, possui uma corrente mais alta. Desta forma, é como se a injeção de uma corrente livre de harmônicos ajudasse a diluir a distorção gerada pelos demais dispositivos. O item 2.7.6, descreve o indicador de distorção harmônica total de corrente (DHTI), bem como a equação (2-70), que é utilizada para seu cálculo.

Analisando a equação da DHTI, pode-se observar que a raiz quadrática da soma quadrada dos componentes harmônicos de corrente é dividida pela corrente fundamental, logo, quanto mais cargas contribuírem para o aumento da corrente fundamental, sem contribuírem para a geração de harmônicos, menor será a DHTI.

A Figura 4-7 também apresenta o comportamento da distorção harmônica total de tensão que, como pode ser observado, é irrisória quando comparada a DHTI. Além disso, conforme apresentado na Figura 2-56, o limite mais restritivo para a DHTU é de 3% e nenhum dos testes realizados no cenário I a DHTU excedeu este limite.

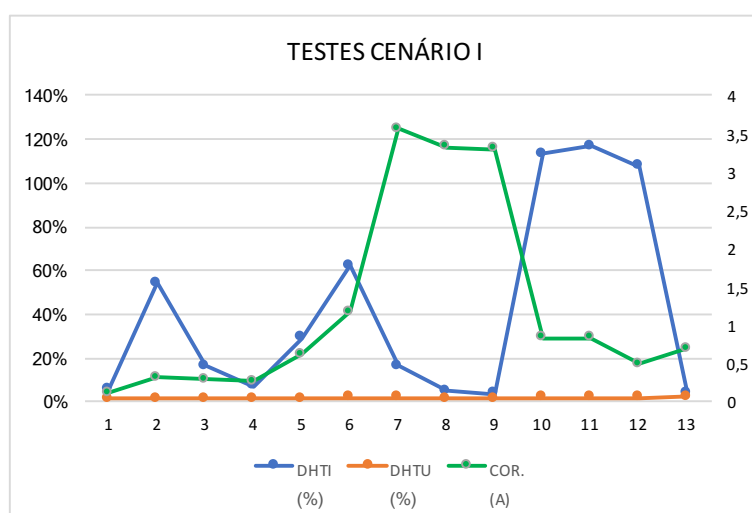


Figura 4-7 Comparativo entre os valores DHTI, DHTU e corrente do cenário I
Fonte: Elaborado pelo autor

Foi observado durante os testes que a tensão nominal da rede do laboratório apresentava um valor abaixo da tensão nominal de 220V. Apesar deste efeito não ser objeto de estudo deste trabalho, a título de conhecimento, a tabela 4 do anexo I do Prodlist-módulo 8 (2016), especifica como *adequada* a tensão fornecida entre 202V e 231V, logo, apesar de apresentar valores baixos, está de acordo com a legislação vigente. A Figura 4-8 ilustra a variação percentual da tensão de alimentação do painel comparada à tensão nominal. O valor médio da variação da tensão dos testes realizados ficou em -5,1%.

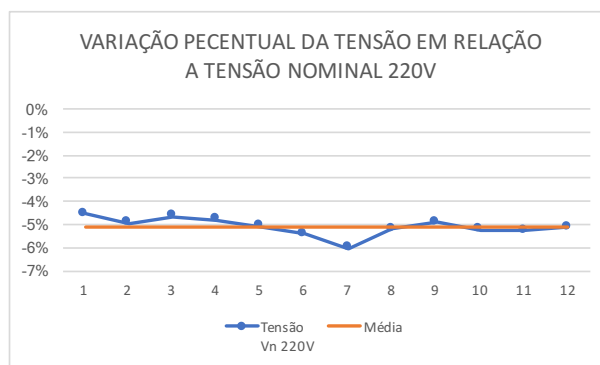


Figura 4-8 Variação percentual da tensão em relação a tensão nominal de 220V
Fonte: Elaborado pelo autor

4.2 Testes do Cenário II

O cenário II compreende a medição e o registro das grandezas elétricas para cada uma das combinações dos dispositivos do painel elétrico descritas na Figura 4-1. Neste cenário, a alimentação do painel é feita através da saída de 220V monofásica fornecida pelo transformador T1, instalado no painel de elétrico. O primário do transformador é alimentado pela tomada de 380V trifásico disponível no laboratório.

Os valores das grandezas elétricas e das distorções harmônicas encontradas durante os testes estão relacionados na Figura 4-9.

TESTE	Motor			Inversor M2		Filtro					Medidor de Energia - RE 6000					Amperímetro		Ponto Med.
	M1	VEL. (HZ)	COR. (A)	FLT	L1	L2	L3	L4	L5	DHTI (%)	DHTU (%)	POT. (W)	FP	COR. (A)	TENSÃO (V)	AMP-330 (A)	ET-3200 (A)	
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	10,51%	1,98%	25,500	-0,983	0,119	217,15	0,00	0,01	A
2	0	0	0	0	0	1	1	0	0	76,11%	2,47%	59,200	-0,782	0,349	216,66	0,20	0,18	A
3	0	0	0	0	0	0	0	1	0	17,10%	2,18%	64,800	0,986	0,302	217,28	0,13	0,21	A
4	0	0	0	0	0	0	0	0	1	6,44%	2,11%	55,900	0,998	0,258	216,58	0,09	0,17	A
5	0	0	0	0	1	1	1	1	1	36,79%	2,18%	132,500	-0,932	0,663	214,05	0,48	0,52	A
6	0	66	0,7	0	1	1	1	1	1	50,32%	2,90%	221,400	-0,889	1,164	213,94	0,97	1,12	A
7	1	66	0,7	0	1	1	1	1	1	12,67%	2,65%	330,900	0,444	3,615	205,92	3,40	4,10	A
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	4,76%	2,21%	246,100	0,349	3,400	207,59	3,23	3,95	A
9	1	0	0	0	0	0	0	0	0	2,91%	1,87%	145,200	0,207	3,361	208,37	3,21	3,87	A
10	0	66	0,7	0	0	0	0	0	0	91,56%	2,82%	116,500	0,725	0,746	215,38	0,59	0,63	A
11	0	60	0,8	0	0	0	0	0	0	92,70%	2,91%	114,500	0,720	0,733	216,68	0,58	0,63	A
12	0	20	0,8	0	0	0	0	0	0	85,63%	2,49%	72,400	0,750	0,445	216,64	0,29	0,33	A

Figura 4-9 Resultados obtidos nos testes do cenário II
Fonte: Elaborado pelo autor

De forma geral, podemos verificar que o comportamento do sistema alimentado pela rede no cenário I ou pelo transformador no cenário II foram muito similares. Isso pode ser observado na Figura 4-10, onde os mesmos tipos de gráficos apresentados para o cenário I são demonstrados. O formato dos resultados possui a mesma aparência, visto que a única alteração foi a fonte de alimentação.

Observado isso, todos os comentários realizados para o cenário I se aplicam ao cenário II, com exceção do fato que na maioria dos testes realizado no cenário II foi observada uma redução da DHTI e que no teste 10, onde o inversor é acionado sozinho, a DHTI não apresentou oscilações.

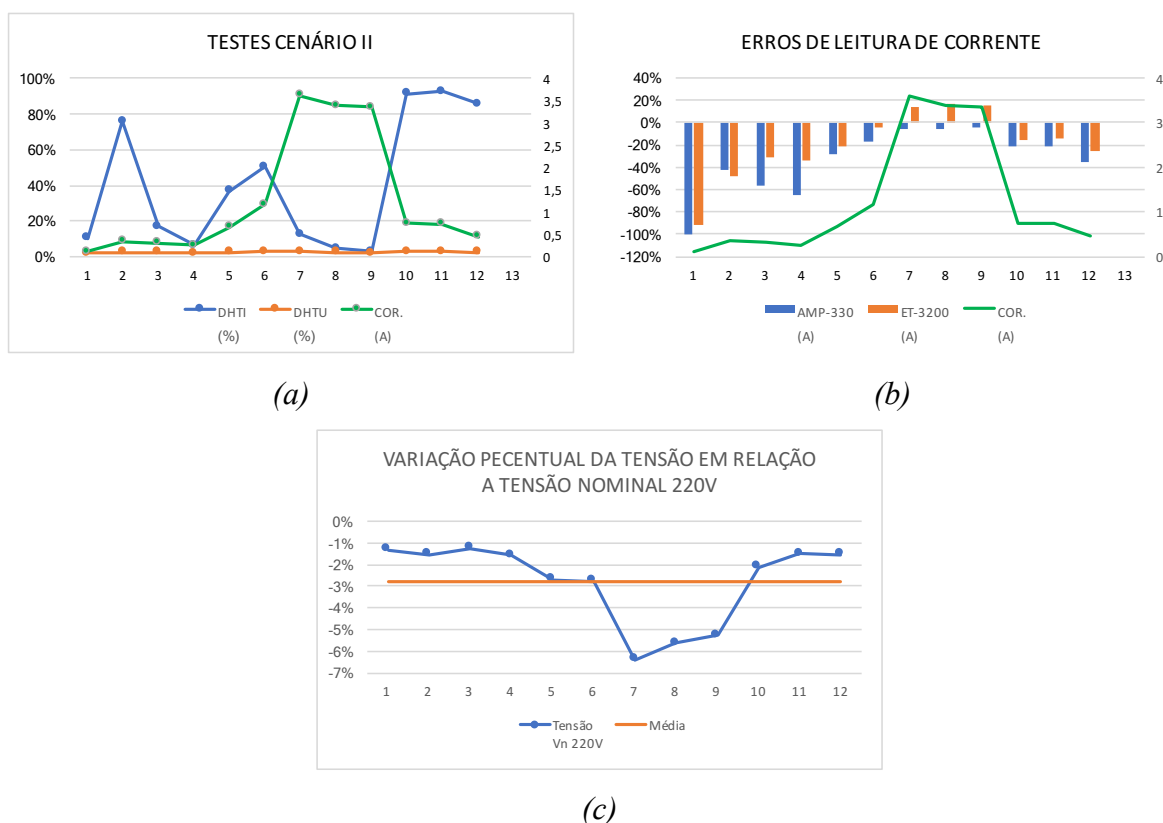


Figura 4-10 Gráficos Cenário II: (a) comparativo entre os valores DHTI, DHTU e corrente (b) erros de leitura de corrente, (c) Variação percentual da tensão em relação a tensão nominal de 220V
Fonte: Elaborado pelo autor

Em termos de valores absolutos, houve uma redução no nível de distorção harmônica da corrente, ou seja, a DHTI registrada durante os testes foi inferior, quando comparada ao cenário II.

Podemos verificar no gráfico da Figura 4-11-(b), que nos pontos de testes, 1,2,3 e 5, situação onde somente a iluminação estava ligada, que a DHTI foi superior aos valores encontrados no cenário I, porém, nos demais casos, houve uma redução da distorção harmônica, principalmente nos testes de número 10 e 11, onde o inversor de frequência estava ligado sozinho e apresentou uma redução da DHTI de aproximadamente 20%.

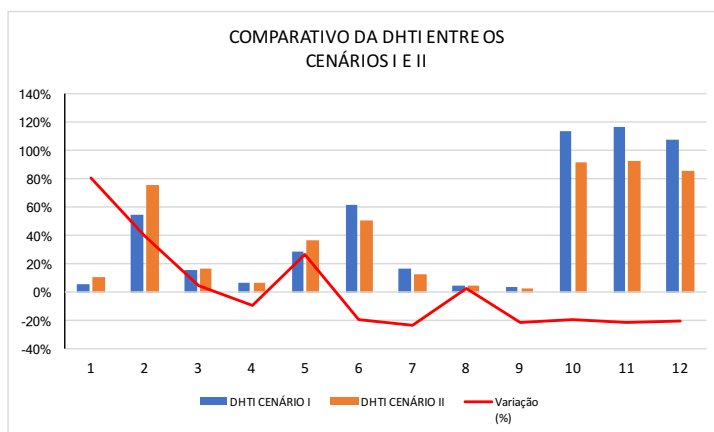
De acordo com o item 2.10, subitem ii, uma das formas de se mitigar harmônicos é modificar a resposta em frequência do sistema.

Uma das formas de modificar a resposta em frequência do sistema descrita no item 2.11,

subitem i, é alterar a impedância equivalente do sistema. Logicamente que o fato de se utilizar o transformador T1 para alimentar o painel no cenário II provocou uma alteração na impedância equivalente do sistema, reduzindo a distorção harmônica.

Teste	DHTI_Rede (%)	DHTI_T1 (%)	Variação (%)
1	5,82%	10,51%	80,58%
2	54,39%	76,11%	39,93%
3	16,27%	17,10%	5,10%
4	7,05%	6,44%	-8,65%
5	29,10%	36,79%	26,43%
6	61,97%	50,32%	-18,80%
7	16,39%	12,67%	-22,70%
8	4,64%	4,76%	2,59%
9	3,69%	2,91%	-21,14%
10	113,48%	91,56%	-19,32%
11	116,83%	92,70%	-20,65%
12	107,55%	85,63%	-20,38%

(a)



(b)

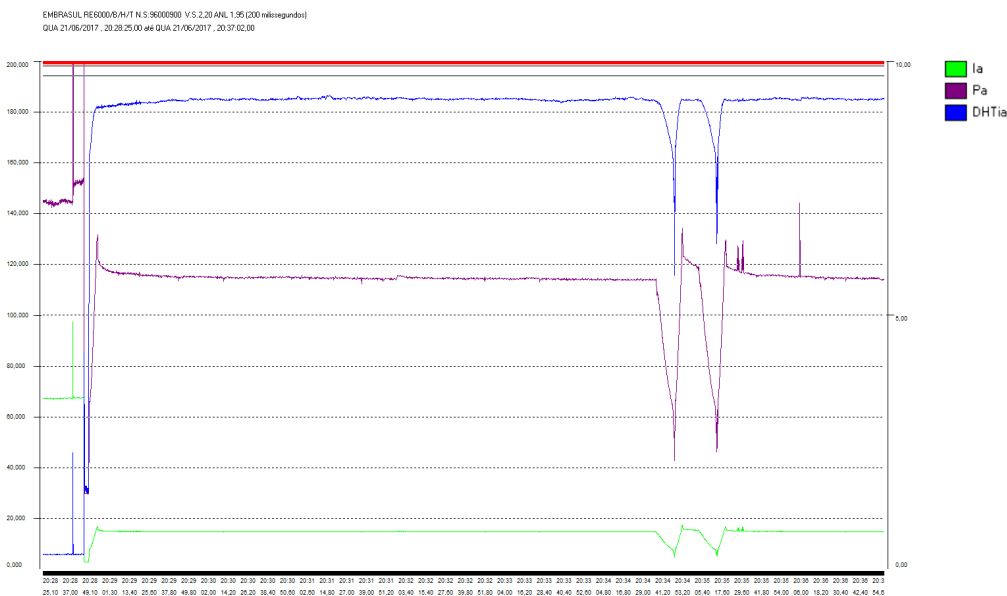
Figura 4-11 Comparação da DHTI entre os cenários I e II
Fonte: Elaborado pelo autor

De acordo com o item 2.10.3, o tipo de conexão dos transformadores pode isolar a transferência dos harmônicos de sequência zero entre o primário e o secundário e desta forma reduzir a DHTI. Neste caso, não podemos atribuir a redução da DHTI ao tipo de conexão do transformador T1, primeiro porque a sua conexão não atende a nenhuma das conexões especificadas no item 2.10.3, além disso, a mesma DHTI medida no primário do transformador T1 foi encontrada no seu secundário.

A Figura 4-12 ilustra os resultados obtidos para o teste número 10, do cenário II. O gráfico (a) ilustra o comportamento da DHTI (curva azul), corrente (curva verde) e potência (curva vinho), onde pode-se verificar que a DHTI ficou estável ao longo de todo o teste, com exceção das duas reduções provocadas intencionalmente pela reversão do sentido de rotação do motor, que consiste em desacelerar o motor a 0 Hz e acelerá-lo novamente em sentido contrário. Isso pode ser feito pelo inversor de frequência, através de uma funcionalidade nativa dele.

Os dados da Figura 4-12-(b), são referentes ao espectro harmônico, onde pode-se observar que a 3ª harmônica apresenta uma amplitude de 67,25% da fundamental e que os harmônicos de ordem par praticamente não existem.

A Figura 4-12-(c), representa o espectro harmônico do sinal e suas formas de onda de tensão e corrente, muito similares as apresentadas pelo Figura 2-51.



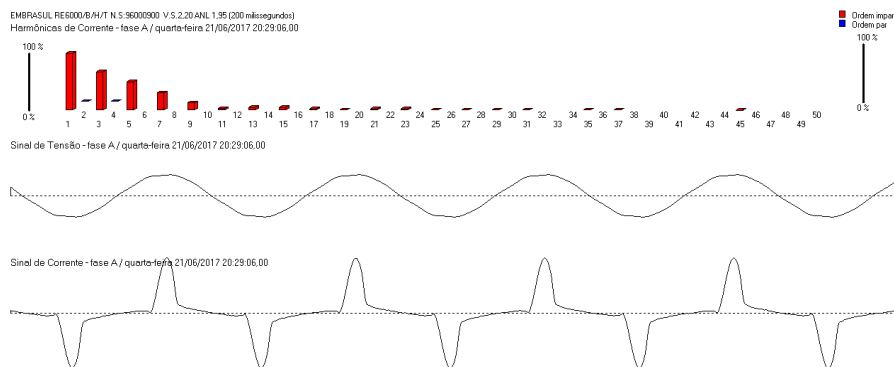
(a)

Registro: 82
RMS: 0.751 (A)
Componentes: 21
DHT: 91.187 %
Fundamental: 59.94 Hz

A fase é exibida em graus

IMPAR	RMS(A)	%FUND	FASE	PAR	RMS(A)	%FUND	FASE
1	0.555	100.00	61.47	2	0.002	0.46	166.50
3	0.373	67.25	188.39	4	0.003	0.53	250.88
5	0.278	50.15	318.95	6			
7	0.175	31.51	88.54	8			
9	0.078	14.02	213.66	10			
11	0.021	3.77	299.53	12			
13	0.026	4.77	344.48	14			
15	0.027	4.93	99.05	16			
17	0.016	2.92	206.54	18			
19	0.008	1.54	270.26	20			
21	0.012	2.15	351.07	22			
23	0.011	2.00	98.17	24			
25	0.006	1.07	202.58	26			
27	0.005	0.92	262.35	28			
29	0.006	1.07	111.11	30			
31	0.005	0.92	116.27	32			
33				34			
35	0.004	0.69	282.56	36			
37	0.004	0.69	14.10	38			
39				40			
41				42			
43				44			
45				46			
47				48			
49	0.002	0.46	48.69	50			

(b)



(c)

Figura 4-12 Registro dados Cenário II - teste 10: (a) DHTI, Potência e Corrente, (b) registro dos componentes harmônicos, (c) espectro de frequência com formas de onda da tensão e corrente
Fonte: Elaborado pelo autor

4.3 Testes utilizando o filtro FLT

Durante os testes oficiais previstos para o cenário I e II, o filtro FLT apresentou defeito e queimou. Apesar de ser totalmente lacrado, foi possível identificar que o led de sinalização não acendia, além do cheiro característico de queimado.

Durante os pré-testes, algumas informações foram registradas com o filtro FLT ligado e desligado, sob as mesmas condições de carga. Estes dados serão utilizados para realizar algumas conclusões sobre o funcionamento do filtro.

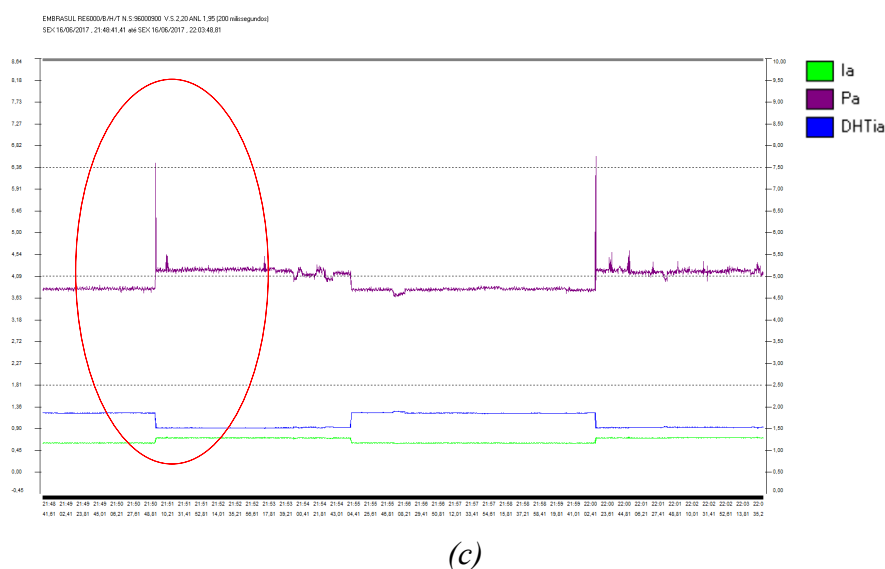
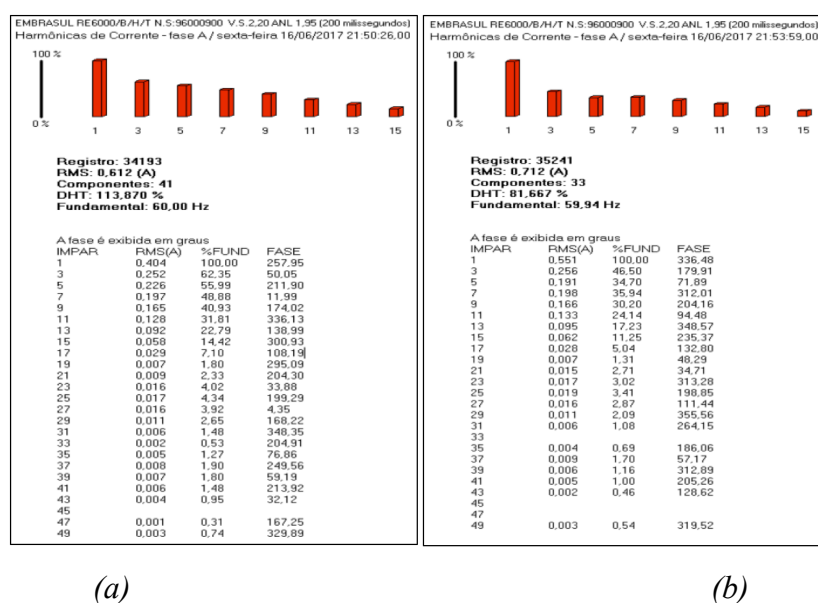


Figura 4-13 Análise comportamento filtro FLT: (a) espectro harmônico sem o FLT, (b) espectro harmônico com o FLT, (c) corrente, potência e DHTi com e sem FLT

Fonte: Elaborado pelo autor

Os dados da Figura 4-13, ilustram o comportamento do sistema durante o registro de dados onde o filtro FLT foi utilizado. O espectro harmônico em (a) ilustra o comportamento do sistema sem o filtro FLT, onde a corrente e a DHTI são, respectivamente, iguais a 0,612 A e 113,87%. Já o espectro harmônico em (b), ilustra o comportamento do sistema com o filtro FLT, onde a corrente e a DHTI são, respectivamente, iguais a 0,712A e 81,667%.

Podemos observar que, com a entrada do filtro em operação, a corrente subiu e a distorção harmônica caiu, o que a princípio seria um bom resultado. Acontece que a potência ativa consumida pelo sistema subiu com a utilização do filtro, ou seja, houve um aumento no consumo de energia que, conseqüentemente, representará um aumento no custo da conta de energia. O aumento da energia consumida pode ser visualizado em (c), na área marcada por um círculo, onde a potência, representada pela pena de cor vinho, eleva sua amplitude no momento em que o filtro entra em operação.

Os valores absolutos da potência, com e sem o filtro são, respectivamente, 85,7 e 94,9W, ou seja, uma diferença de 9,2W que representa um aumento de 10,7%, o que é extremamente alto, principalmente para um dispositivo que se destina a economizar energia. Estes valores absolutos potência foram obtidos através do software ANL6000, que armazena as grandezas elétricas durante o registro de dados.

Durante os pré-testes, ainda sem registrar os dados, todas as vezes que o filtro foi ligado, observou-se um aumento da potência consumida e nem sempre houve uma redução da DHTI.

CAPÍTULO - 5 CONCLUSÃO

Podemos concluir através dos resultados obtidos durante os testes que o inversor de frequência foi o dispositivo com maior geração de harmônicos. Ficou claro a interação existente entre a carga e a fonte no que diz respeito a geração de harmônicos, visto que, dependendo da combinação dos dispositivos acionados, o nível de distorção harmônica se altera, resultado da modificação da impedância total e pela diluição dos harmônicos que podem ocorrer devido ao aumento da corrente do componente fundamental, originado pelo motor M1 acionado por partida direta.

A utilização do transformador, como fonte alternativa de alimentação, provocou uma resposta diferente nos dispositivos instalados no painel. Houve um aumento na distorção harmônica de corrente gerada pelas lâmpadas e uma redução da distorção no inversor de frequência, mais uma prova da interação entre carga e fonte, além do que, foi possível verificar a necessidade de se obter soluções customizadas para a mitigação de harmônicos.

O filtro, supostamente economizador de energia, demonstrou não cumprir com o objetivo ao qual se propõe, pelo menos para o cenário de testes ao qual foi submetido. Isso comprova a necessidade de se avaliar com mais cuidado a utilização destes tipos de dispositivos poupadores de energia, visto que, seu comportamento pode variar de acordo com carga acionada, podendo até, como registrado nos testes, aumentar o consumo de energia.

Foi possível constatar o erro de leitura apresentado pelos instrumentos de medição quando utilizados em sistemas no qual existe a presença de harmônicos, principalmente em instrumentos que não fazem a leitura de grandezas *true rms*.

Diante do exposto ao longo do trabalho, podemos concluir que a análise de harmônicos em cargas não lineares é um tema complexo, atual e necessário.

Complexo, porque envolve uma série disciplinas dentro da Engenharia Elétrica, que somadas, propiciam a teoria e a fundamentação da análise e mitigação de harmônicos. Cada uma destas disciplinas, envolvidas na execução deste trabalho, permite a elaboração de tema específico, associado a qualidade de energia e harmônicos, que pode se tornar objeto de estudo de outros trabalhos de conclusão de curso. A elaboração de filtros para mitigação de harmônicos representam uma complexidade a parte, onde, via de regra, este tipo de projeto é realizado por empresas especializadas, que, através dos dados registrados pelo analisador de energia, têm condições de desenvolver um filtro adequado e customizado para cada tipo de situação.

É um tema atual, porque devido a evolução tecnológica a maioria dos novos dispositivos projetados possuem, por natureza, o comportamento de cargas não lineares geradoras de harmônicos ou, podem ser equipamentos eletrônicos que sejam sensíveis a existência de harmônicos na sua fonte de alimentação.

Necessário, porque os efeitos provocados pelos harmônicos nem sempre são identificados facilmente. Normalmente, os instrumentos de medição de fácil acesso são os multímetros e amperímetros e eles por si só não são suficientes para identificar a existência de harmônicos na rede. Conforme visto ao longo deste trabalho, é necessário a utilização de um medidor de energia para que se possa analisar e registrar os componentes harmônicos. A maioria dos problemas enfrentados na área de elétrica que, normalmente não possuem causa aparente, podem estar associados a presença de harmônicos.

A proposta deste trabalho era, principalmente, aprofundar o conhecimento a cerca de harmônicos, bem como apresentar um trabalho prático que permitisse o contato com os instrumentos de medição e análise de harmônicos.

Concluimos que o objetivo proposto por este trabalho foi atendido, visto que, através do painel de instalações elétricas foi possível detectar a presença de harmônicos, registrá-los, analisá-los, mitigá-los e ainda justificar, através referencial bibliográfico exposto no capítulo 2, grande parte dos comportamentos e efeitos observados no painel elétrico.

5.1.Trabalhos futuros

Os harmônicos representam apenas uma pequena parte do tema Qualidade de Energia Elétrica, logo, podemos sugerir que os assuntos listados abaixo possam ser explorados em projetos futuros:

- Equipamentos de medição de harmônicos: Desenvolver um medidor de energia para medição de harmônicos e grandezas elétricas, bem como um software e análise que atenda as necessidades dos usuários. Seria interessante promover uma pesquisa entre os usuários dos medidores de energia sobre quais funcionalidades usualmente encontradas nos analisadores de energia de mercado não são úteis e quais, ainda indisponíveis, seriam desejáveis.
- Filtros Ativos e Passivos: Normalmente, cada aplicação necessita de uma solução customizada para mitigação de harmônicos e outras situações que exigem a

utilização de filtros. O tema é bastante extenso e complexo. Uma sugestão é conduzir uma pesquisa em torno das instalações elétricas residenciais, que de certa forma, talvez possam ser separadas em grupos com cargas similares e talvez assim, desenvolver filtros que possam atender a certos grupos similares de cargas. As cargas residenciais geralmente seguem um padrão quanto a quantidade e tipos de cargas.

- Inversores de frequência: Este assunto é muito interessante, envolve fortemente a eletrônica de potência e pode ser utilizado para elaborar o projeto de um inversor de frequência monofásico ou trifásico simples e de baixo custo. Estes dispositivos estão cada vez mais comuns em utilizações domésticas, como por exemplo, a linha de ar condicionado *inverter*.
- Todos os distúrbios citados no item 2.2, referentes aos distúrbios que interferem na qualidade de energia elétrica, podem ser utilizados como tema de trabalhos futuros.

CAPÍTULO - 6 Bibliografia

ABB. **Guide to Harmonic with AC drives**. [S.l.]: [s.n.], v. 6, 2013. 3AFE64292714 REV D EN 11.2.2013.

ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. Tradução de José Lucimar do Nascimento. 5a Edição. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013. 874 p.

CHAPRA, S. C. **Métodos Numéricos Aplicados com MATLAB para Engenheiros e Cientistas**. Tradução de Rafael Silva Alípio. 3a Edição. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013. 655 p.

DA ROCHA, P. A. **Plataforma de aquisição de Dados e Algoritmo não Embarcado para Medição de Distorção Harmônica na Rede Elétrica**. Curitiba: [s.n.], 2016. Universidade Federal do Paraná - Monografia para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

DE OLIVEIRA, C. C. B. et al. **Introdução a Sistemas Elétricos de Potência: Componentes Simétricas**. 2a edição. ed. São Paulo: Blucher, 2000. 467 p.

DUNGAN, R. C. et al. **Electrical Power Systems Quality**. Tradução de tradução nossa. 2. ed. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2003.

EMBRASUL. **Catálogo - Analisador de Energia RE6000**. Porto Alegre: [s.n.], 2015.

GROSS, C. A. **Electric Machines**. Boca Raton: CRC Press, 2007.

HAYKIN, S.; VEEN, B. V. **Sinais e Sistemas**. Tradução de José Carlos Barbosa dos Santos. [S.l.]: Bookmam, 2001.

IEEE STD. **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**. New York: IEE Standard Board, 519-1992.

IEEE-1100. **Recommended Practice for Powering and Grounding Electronic Equipment**. [S.l.]: [s.n.], 2005.

JOHNSON, D. E.; HILBURN, J. L.; JOHNSON, J. R. **Fundamentos de Análise de Circuitos Elétricos**. Tradução de Onofre de Andrade Martins e Marco Antonio Moreira de Santis. 4a Edição. ed. Rio de Janeiro: LTC, 1990.

JORDÃO, R. G. **Transformadores: teoria e ensaios**. São Paulo: Edgard Blucher Ltda., 2008.

KOSOW, I. L. **Máquina Elétricas e Transformadores**. Tradução de Felipe Luiz Ribeiro Daiello e Pinto Antônio Soares. Englewood: Prentice-Hall, Inc, 2005.

LANDER, C. W. **Eletrônica Industrial: teoria e aplicações**. Tradução de Mauricio Eduardo Bernardino Ribeiro. 2a. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 1996.

LEÃO, R. P. S.; SAMPAIO, R. F.; ANTUNES, F. L. M. **Harmônicos em Sistemas Elétricos**. 1a. ed. Rio de Janeiro: Elsevier Editora Ltda., v. I, 2014. 354 p.

MATANA, G. M. **Proposta de Equipamento para Medição dos Fenômenos Relativos à Qualidade de Energia Elétrica utilizando Conceitos de Instrumentos Virtuais**. São Carlos: [s.n.], 2008. Dissertação de Mestrado da Escola de São Carlos, Universidade de São Paulo.

NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. **Circuitos Elétricos**. Tradução de Arlete Simille Marques. 8a Edição. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009. 574 p.

PRODIST; MÓDULO-8. **PRODIST**. Brasília: ANEEL, v. 8, 2016.

ROCKWELL AUTOMATION. ELIMINATING VOLTAGE NOTCHING ON THE DISTRIBUTION SYSTEM, 2017. Disponível em: <<http://www.ab.com/support/abdrives/documentation/techpapers/notch.htm>>. Acesso em: 2 jun. 2017.

SCHNEIDER ELETRIC. **Qualidade de Energia. Harmônicas**. Março. ed. [S.l.]: [s.n.], 2003. Workshop Instalações Elétricas de Baixa Tensão.

SHAH, N. **Harmonics in power systems. Causes, effects and control**. [S.l.]: [s.n.], 2013.

TEIXEIRA, A. G. C. **Estudo de Distorções Harmônicas no Acionamento de Máquinas Elétricas**. Viçosa: [s.n.], 2011. Universidade Federal de Viçosa - Monografia para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.