



**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DA BAHIA
CAMPUS PAULO AFONSO**

COORDENAÇÃO DO CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

BIANCA VANDERLEIA FARIAS DE MATOS

**METODOLOGIA PARA MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS EM REDES
ELÉTRICAS DE BAIXA TENSÃO**

Paulo Afonso - BA

Junho, 2018

BIANCA VANDERLEIA FARIAS DE MATOS

**METODOLOGIA PARA MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS EM REDES
ELÉTRICAS DE BAIXA TENSÃO**

Trabalho de conclusão de curso
apresentado ao Departamento de
Engenharia Elétrica do Instituto Federal
de Educação, Ciência e Tecnologia da
Bahia, Campus de Paulo Afonso como
requisito parcial à obtenção do Título de
Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof.^o Me. Lázaro Edmilson
Brito Silva

Paulo Afonso - BA

Junho, 2018

M433m Matos, Bianca Vanderleia Farias de

Metodologia para medição de distorções harmônicas em redes elétricas de baixa tensão / Bianca Vanderleia Farias de Matos - Paulo Afonso, 2018.

95f. il.

Orientador: Me. Lázaro Edmilson Brito Silva.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Bahia - (IFBA).

1. Qualidade da energia elétrica. 2. Medição. 3. Distorções harmônicas de corrente. 4. Processamento digital de sinais. 5. Transformada rápida de Fourier. I. Título.

CDD - 621.3

TERMO DE APROVAÇÃO

BIANCA VANDERLEIA FARIAS DE MATOS

METODOLOGIA PARA MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS EM REDES ELÉTRICAS DE BAIXA TENSÃO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Bahia, Campus de Paulo Afonso, como requisito à obtenção do título de graduação.

Aprovado em _____ de _____ de 2018.

BANCA EXAMINADORA:

Prof.º Me. Lázaro Edmilson Brito Silva
Orientador

Prof.º Esp. Arlan Alves Fraga

Prof.º Esp. Fernando Carlos Ferreira de Oliveira

*Dedico este trabalho aos meus amados pais Edna Vanda
Farias de Matos e Geraldo Lima de Matos.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por ter guiado os meus passos em toda minha trajetória como aluna de Engenharia Elétrica e ter me dado força, perseverança e sabedoria para superar as dificuldades enfrentadas na elaboração deste trabalho de conclusão de curso.

À minha mãe por ser um exemplo de mulher magnificamente forte e resplandecente que sigo desde os primórdios de minha existência e seguirei até o fim, obrigada ter me dado os “puxões de orelha” necessários para meu crescimento, afeto e a atenção que sempre preciso. Ao meu pai de quem herdei meu “lado engenheira”, por sempre ter me mostrado que associando a inteligência com a persistência podemos ser quem quisermos, mesmo sem ter feito qualquer curso superior. Sou grata aos dois por todo carinho, amor, conselhos, incentivos, educação e por terem me tornado a pessoa que sou hoje.

Às minhas irmãs, Priscila e Vanessa, por serem as estrelas que iluminam todos os meus dias e por todo apoio, incentivo, companheirismo e a irmandade que tanto necessito em cada fase de minha vida.

Agradeço ao meu namorado e amigo de turma, Emerson Gonçalves, por ter ficado ao meu lado em todos os momentos, me apoiando, incentivando e trazendo conforto nas horas mais difíceis. Não posso expressar em palavras o significado da sua existência em minha vida, apenas posso agradecer por ele ser parte da minha jornada.

Agradeço ao meu orientador Lázaro Brito, primeiramente por ter me apresentado a disciplina que mais me cativou durante o curso (Análise de Sinais e Sistemas) e, principalmente, pela ajuda no desenvolvimento deste trabalho. Acredito que seu profissionalismo e competência contribuíram para o crescimento intelectual de muitos alunos, assim como aconteceu comigo.

Aos meus amigos de turma Adriano Moraes, Alex Marques, Alisson Belizário, Murilo Ribeiro, Rodrigo Machado e Samuel Santos, por estarem comigo durante todos esses anos de curso, compartilhando momentos de alegria e de desespero após uma prova ruim.

Por fim, agradeço a todos os professores que colaboraram para o conhecimento adquirido durante minha trajetória acadêmica, em especial a minha querida professora Esdriane Viana, por ter me dado todas as ferramentas necessárias

para evoluir durante o curso e ao professor Arlan Fraga pelo apoio, incentivo e confiança em mim depositada, saibam que vocês sempre serão lembrados com carinho e que contribuíram imensamente para minha formação desde o início do curso. Agradeço também a Fernando e Erinalva pelo profissionalismo e a disponibilidade oferecida a mim e a todos os estudantes do instituto.

RESUMO

A apuração dos indicadores associados às distorções harmônicas apresenta papel importante na manutenção da qualidade da energia elétrica fornecida pelo sistema de distribuição, no entanto a medição de distorções harmônicas requer o uso de medidores eletrônicos específicos de alto custo, tornando inviável o uso destes para diversas classes consumidoras. Diante disso, o presente trabalho teve como objetivo apresentar uma metodologia para a medição de distorções harmônicas de corrente, voltada para os consumidores ligados às redes elétricas de baixa tensão, com o uso de uma plataforma de *hardware* para aquisição de dados e um algoritmo elaborado em *software* numérico, com base em requisitos mínimos estabelecidos por regulamentos e normas responsáveis por definir métodos para a medição de distúrbios associados à qualidade da energia elétrica. A metodologia aplicada foi fundamentada na técnica de processamento digital de sinais e consistiu inicialmente em uma revisão bibliográfica, seguida pela definição dos materiais utilizados na implementação prática da metodologia de medição. Posteriormente, foi construído um protótipo para a medição de distorções harmônicas de corrente e testes foram realizados para verificar o funcionamento dos circuitos de condicionamento de sinal e filtragem. Em seguida, implementou-se um algoritmo em C para a aquisição de dados de corrente elétrica alternada, a partir da IDE da placa Arduino Due, e um código em linguagem MATLAB baseado na Transformada Rápida de Fourier (TRF), destinado ao cálculo do indicador Distorção Harmônica Total (DHT) de corrente, bem como a plotagem da forma de onda do sinal de corrente amostrado e o espectro harmônico correspondente, o qual indicou os valores da Distorção Harmônica Individual (DHI) de corrente para cada componente harmônica. Todos os resultados foram exibidos em uma interface gráfica criada no MATLAB. Por fim, cargas com diferentes valores de corrente foram submetidas a ensaios com o uso do sistema de medição e do analisador ION7650, a fim de avaliar o desempenho do protótipo implementado. Os resultados obtidos demonstraram o funcionamento satisfatório do medidor desenvolvido, evidenciando uma incerteza inferior a 1% para cargas com correntes na faixa de 1A RMS até 20A RMS.

Palavras-chave: Qualidade da energia elétrica, Medição, Distorções harmônicas de corrente, Processamento digital de sinais, TRF.

ABSTRACT

The obtainment of associated indicators to harmonic distortions shows important paper in the maintenance of power quality provided by distribution system, however the measurement of harmonic distortions requires the use of specific electronic meters of high cost, making it infeasible the use of these for different consumers classes. Therefore, the present study aimed to present a methodology for the measurement of current harmonic distortions, geared towards consumers connected to low voltage electrical networks, with the use of a hardware platform for data acquisition and an algorithm elaborated in numerical software, based on minimum requirements established by regulations and standards responsible for defining methods for the measurement of disturbances associated with the power quality. The applied methodology has been grounded in the technique of digital signal processing and consisted initially of a bibliographical review, followed by the definition of the materials used in the practical implementation of the measurement methodology. Posteriorly, a prototype has been constructed for the measurement of harmonic distortions of current and tests have been carried out to verify the operation of the signal conditioning circuits and filtering. Then, an algorithm has been developed in C for the acquisition of data of alternating electric current, from the IDE of the board Arduino Due, and a code in MATLAB language based on the Fast Fourier Transform (FFT), destined to the calculation of the indicator Total Harmonic Distortion (THD) of current, as well as the plot of the waveform of the sampled current signal and the corresponding harmonic spectrum, which indicated the values of the Individual Harmonic Distortions (IHD) of current for each harmonic component. All results have been displayed in a graphical interface create in MATLAB. Finally, loads with different current values have been tested with the use of the measuring system and ION7650 analyzer, in order to evaluate the performance of the implemented prototype. The results obtained demonstrated satisfactory performance of the developed meter, evidencing an uncertainty of less than 1% for loads with currents in the range of 1A RMS up to 20A RMS.

Keywords: Power quality, Measurement, Current harmonic distortions, Digital signal processing, FFT.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Onda quadrada decomposta em componentes harmônicas	18
Figura 2. Diagrama simplificado ilustrando a interação sistema-carga.	19
Figura 3. Exemplos de cargas residenciais não lineares: (a) lâmpada fluorescente, (b) televisão, (c) microondas; (d) - (f) espectros harmônicos respectivos às cargas de (a) - (c).....	21
Figura 4. Diagrama de blocos de um sistema típico de processamento digital de sinais.	30
Figura 5. Esquema das etapas da conversão A/D.	31
Figura 6. Amostragem: (a) sinal original, (b) amostragem por ponto e (c) amostragem por impulso.....	33
Figura 7. Amostragem por trem de impulsos: (a) - (c) domínio do tempo e (d) - (e) domínio da frequência.	34
Figura 8. Sinal com <i>aliasing</i>	35
Figura 9. (a) Espectro do sinal de tempo contínuo $x(t)$. Espectros de $x_a(t)$ quando: (b) $F_S = 2F_{máx}$; (c) $F_S < F_{máx}$; (d) $F_S > 2F_{máx}$	36
Figura 10. Quantização de um sinal com conversor A/D de 3 bits.	37
Figura 11. Quantização para conversores A/D de (a) B=2 bits; (b) B=3 bits.	38
Figura 12. Resposta típica para filtros PB <i>Butterworth</i>	40
Figura 13. Filtro PB <i>Chebyshev</i> : (a) resposta típica; (b) ampliação dos da banda passante.....	41
Figura 14. Filtro PB <i>Bessel</i> : (a) resposta típica; (b) resposta de fase.	42
Figura 15. Diagrama de blocos do protótipo construído.	46
Figura 16. Sensor de corrente SCT-013-000.	47
Figura 17. Circuito para o condicionamento do sinal proveniente do sensor de corrente.	48
Figura 18. Circuito do filtro antialiasing com topologia <i>Sallen-Key</i>	51
Figura 19. Arduino Due.	55
Figura 20. Fluxograma para o algoritmo do Arduino.	56
Figura 21. Circuito para calibração do ADC do Arduino.	57
Figura 22. Diagrama de blocos do algoritmo do MATLAB.	58

Figura 23. Montagem do protótipo construído; (a) sensor de corrente, (b) conector jack, (c) amplificador <i>buffer</i> , (d) amplificador subtrator, (e) fonte simétrica, (f) cabo USB, (g) Arduino Due, (h) alimentação do LM2596 e (j) LM2596.	62
Figura 24. Resultado gráfico da simulação do circuito de condicionamento do sinal.	63
Figura 25. Entrada e saída do circuito de condicionamento de sinais.....	64
Figura 26. Placa do circuito de condicionamento do sinal de entrada: (a) Esquema em 3D e (b) montagem final.	64
Figura 27. Resposta em frequência da simulação do filtro <i>antialiasing</i>	65
Figura 28. Placa do filtro <i>antialiasing</i> : (a) Esquema em 3D e (b) montagem final.	66
Figura 29. Forma de onda do sinal amostrado com e sem filtragem <i>antialiasing</i> para uma carga de 241mA RMS.	66
Figura 30. Forma de onda do sinal amostrado com e sem filtragem <i>antialiasing</i> para uma carga de 11A RMS.	67
Figura 31. Comparação da medida de SNR (a) com filtro e (b) sem filtro para a carga de 241mA RMS.	68
Figura 32. Comparação da medida de SNR (a) com filtro e (b) sem filtro para a carga de 11A RMS.	69
Figura 33. Exibição dos resultados obtidos pelo protótipo para uma LFC de 20W. ...	73
Figura 34. Conexão do sensor de corrente ao fio de fase para o ensaio realizado considerando uma LFC de 20W.	75
Figura 35. Exibição dos resultados obtidos pelo protótipo para um computador.	77
Figura 36. Exibição dos resultados obtidos pelo protótipo para um televisor LCD....	79
Figura 37. Exibição dos resultados obtidos pelo protótipo para um microondas.....	81

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1. Plotagem das tensões medidas pelo ADC em relação as tensões aplicadas.	71
Gráfico 2. Espectro harmônico exibido pelo ION7650 para o sinal de corrente de uma LFC.	74
Gráfico 3. Espectro harmônico exibido pelo ION7650 para o sinal de corrente de um computador.	77
Gráfico 4. Espectro harmônico exibido pelo ION7650 para o sinal de corrente de um televisor LCD.....	79
Gráfico 5. Espectro harmônico exibido pelo ION7650 para o sinal de corrente de um microondas.....	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Tecnologias para medição de distorções harmônicas.....	29
Tabela 2. Especificações do TL071CP a 25°C.....	53
Tabela 3. Especificações técnicas da placa Arduino Due.	55
Tabela 4. Materiais utilizados na montagem do protótipo.	61
Tabela 5. Valores de tensão utilizados para a calibração do conversor A/D do Arduino.	70
Tabela 6. Resultados do ensaio de funcionamento do protótipo desenvolvido para uma LFC de 20W.	72
Tabela 7. Resultados do ensaio de funcionamento do protótipo desenvolvido para um computador.	76
Tabela 8. Resultados do ensaio de funcionamento do protótipo desenvolvido para um televisor LCD.....	78
Tabela 9. Resultados do ensaio de funcionamento do protótipo desenvolvido para um microondas.....	80

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DHT	Distorção Harmônica Total
PCC	Ponto de Conexão Comum
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
FP	Fator de Potência
DHI	Distorção Harmônica Individual
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor eficaz)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
NBR	Norma Brasileira aprovada pela Associação Brasileira de Normas Técnicas
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
PDS	Processamento Digital de Sinais
A/D	Analógico/Digital
D/A	Digital/Analógico
ZOH	<i>Zero Order Hold</i>
PB	Passa Baixas
TDF	Transformada Discreta de Fourier
TRF	Transformada Rápida de Fourier
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

TC	Transformador de Corrente
DC	<i>Direct current</i>
GND	<i>Graduated Neutral Density Filter</i>
3D	Três Dimensões
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
LFC	Lâmpada Fluorescente Compacta
RT	Relação de Transformação
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO	11
1.1 OBJETIVOS	12
1.1.1 Geral	12
1.1.2 Específicos	12
1.2 JUSTIFICATIVA	13
1.3 METODOLOGIA	14
1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO	15
CAPÍTULO 2: REFERENCIAL TEÓRICO	16
2.1 FUNDAMENTOS SOBRE QUALIDADE DE ENERGIA E HARMÔNICOS	16
2.1.1 Causas das Distorções Harmônicas	18
2.1.2 Efeitos das Distorções Harmônicas	21
2.1.3 Indicadores de Distorção Harmônica	24
2.2 MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS	25
2.2.1 Legislações Aplicadas à Medição de Distorções Harmônicas	27
2.2.2 Tecnologias para Medição de Distorções Harmônicas	28
2.3 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS	29
2.3.1 Conversão Analógico-Digital e Digital-Analógico	31
2.3.2 Filtro <i>Antialiasing</i>	39
2.3.3 A Transformada Discreta de Fourier	43
CAPÍTULO 3: MATERIAIS E MÉTODOS	44
3.1 CONSIDERAÇÕES E ESPECIFICAÇÕES DA METODOLOGIA DE MEDIÇÃO PROPOSTA	44
3.2 VISÃO GERAL DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO	45
3.3 SENSOR DE CORRENTE	47
3.4 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DO SINAL	48
3.5 FILTRO <i>ANTIALIASING</i>	50

3.6	PLATAFORMA ARDUINO DUE	54
3.6.1	Algoritmo para Aquisição de Dados.....	55
3.6.2	Calibração do Conversor Analógico-Digital	57
3.7	ALGORITMO MATLAB.....	58
3.8	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO	59
3.8.1	Testes	60
3.8.2	Lista de Materiais	61
	CAPÍTULO 4: RESULTADOS E DISCUSSÕES	62
4.1	VISÃO GERAL DA MONTAGEM DO PROTÓTIPO.....	62
4.2	CONDICIONAMENTO DE SINAIS	63
4.3	FILTRO <i>ANTI</i> ALIASING.....	65
4.4	CALIBRAÇÃO DO CONVERSOR A/D DO ARDUINO	70
4.5	AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO DESENVOLVIDO.....	72
4.5.1	Lâmpada Fluorescente Compacta	72
4.5.2	Computador	76
4.5.3	Televisor LCD	78
4.5.4	Microondas	80
	CAPÍTULO 5: CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	83
5.1	TRABALHOS FUTUROS	84
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	86
	APÊNDICE A – FLUXOGRAMA DO ALGORITMO EM LINGUAGEM MATLAB	90

CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, o setor elétrico vem sendo marcado pelo aumento constante no que se refere a capacidade de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica a fim de suprir a grande demanda por este produto. Atrelado a isto surge a necessidade cada vez maior do uso da eletrônica de potência, a qual introduz comportamento não linear na rede elétrica, acarretando em deformações nas formas de onda da corrente e tensão, sendo estas denominadas de distorções harmônicas (GÓMEZ-EXPÓSITO, CONEJO e CAÑIZARES, 2015).

As harmônicas presentes na rede elétrica se originam das diferentes classes consumidoras de energia, e se propagam constantemente a partir da crescente utilização de equipamentos eletrônicos, os quais são cargas que, devido a sua não linearidade, distorcem diretamente a forma de onda da corrente e, por consequência, a forma de onda da tensão fornecida pelo sistema supridor de energia elétrica (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Um alto nível de distorções harmônicas no sistema elétrico compromete fortemente a qualidade da energia elétrica, resultando em diversos problemas, tais como baixo fator de potência na instalação, erros de frequência, operação falsa ou errônea de disjuntores e fusíveis, aquecimento de cabos, sobretensão em banco de capacitores, mau funcionamento de equipamentos, bem como a queima dos mesmos, dentre outros (LOPEZ, 2013).

Diante deste cenário, torna-se relevante a existência de sistemas de medição que estudem índices de distorções harmônicas de forma eficiente, com o intuito de verificar se os níveis de harmônicos produzidos por cargas não lineares presentes em uma determinada instalação estão de acordo com os limites impostos por normas específicas, para que esse tipo de distúrbio não comprometa o fornecimento de uma energia de qualidade (ROCHA, 2016).

Na atualidade, a medição de distorções harmônicas é feita a partir de analisadores digitais, os quais também são conhecidos como medidores de qualidade de energia elétrica. Estes aparelhos têm capacidade de analisar o comportamento de perturbações na forma de onda da corrente e da tensão, tanto de forma instantânea quanto a longo prazo, permitindo visualização de gráficos e criação de relatórios, além

de mensurar indicadores de qualidade para diversos tipos de distúrbios (FLANDOLI, 2017).

Diante de tais características, estes equipamentos se tornam bastante robustos, com maior necessidade de memória e precisão de leitura de dados, fato este que implica em custos elevados, tornando inviável o uso destes para diversas classes consumidoras, dificultando a aplicação de métodos para mitigar o conteúdo harmônico, caso este alcance um nível que afete a qualidade da energia fornecida.

O objetivo deste trabalho consistiu em apresentar uma metodologia para a medição de distorções harmônicas de corrente, utilizando uma plataforma de *hardware* para aquisição de dados e um algoritmo elaborado em *software* numérico, tendo como base regulamentos e normas aplicadas às perturbações harmônicas e os requisitos mínimos exigidos para os medidores utilizados para tal fim. O sistema de medição foi destinado ao uso de consumidores ligados em baixa tensão com sistema monofásico, e contribui para a quantificação do conteúdo harmônico proveniente de cargas não lineares, possibilitando a aplicação de medidas corretivas, quando necessário.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Geral

Apresentar uma metodologia para a medição de distorções harmônicas de corrente em redes elétricas de baixa tensão, utilizando uma plataforma de *hardware* para aquisição de dados e um algoritmo elaborado em *software* numérico, de acordo com os requisitos mínimos estabelecidos por normas e regulamentos que regem os métodos de medição de indicadores de qualidade de energia.

1.1.2 Específicos

- Desenvolver algoritmo em linguagem C para a aquisição de dados de corrente elétrica alternada;
- Implementar algoritmo em linguagem MATLAB para o cálculo de DHT de corrente, baseado na Transformada Rápida de Fourier, a fim de quantificar o nível de distorção harmônica presente no sinal de corrente medido;

- Elaborar um protótipo de medidor de distorção harmônica de corrente por meio da amostragem digital.

1.2 JUSTIFICATIVA

O crescente aumento das cargas não lineares no sistema elétrico de potência proporciona a ocorrência de inúmeros distúrbios associados à qualidade da energia elétrica distribuída aos diversos consumidores, destacando-se as distorções harmônicas, uma vez que são geradas a partir da associação de equipamentos que produzem uma corrente distorcida mesmo quando são alimentados por uma tensão senoidal pura, ou seja, cargas com característica não linear.

As distorções harmônicas estão relacionadas com as deformações que podem ocorrer nas formas de onda da corrente e da tensão, o que acarreta em vários problemas econômicos indesejáveis tanto para os fornecedores de eletricidade, que não podem garantir o fornecimento de uma tensão de alimentação nos padrões solicitados, quanto para os consumidores, uma vez que a presença de harmônicos pode levar ao mau funcionamento, ou até mesmo a queima, de equipamentos.

Um alto nível de correntes harmônicas injetadas na rede elétrica compromete todo o sistema de distribuição, desde a fonte até as cargas alimentadas, uma vez que tais correntes provocam uma queda de tensão na impedância que liga a fonte ao Ponto de Conexão Comum (PCC), proporcionando uma deformação na forma de onda de tensão fornecida pela distribuidora de energia, resultado em uma alimentação não senoidal das cargas ligadas ao PCC, as quais acabam funcionando inadequadamente, visto que são projetadas para serem alimentadas por tensões senoidais.

Diante destes e de outros sérios problemas causados pela presença de harmônicos no sistema elétrico, atrelado ao alto custo, na faixa de U\$2700 a U\$8000, dos instrumentos de medição capazes de mensurar os indicadores de distorções harmônicas, é de extrema importância o desenvolvimento de metodologias de baixo custo que sejam capazes de propiciar a quantificação das distorções harmônicas, atendendo aos requisitos mínimos impostos por legislações, nas instalações dos consumidores ligados em baixa tensão, principalmente no que se refere aos harmônicos de corrente, os quais são causa direta das cargas não lineares e

apresentam a capacidade de distorcer a forma de onda da tensão fornecida pelo sistema de distribuição.

1.3 METODOLOGIA

O trabalho proposto apresenta natureza aplicada com fins exploratórios, visto que o conhecimento adquirido durante toda pesquisa foi utilizado a fim de solucionar um problema específico.

Para a obtenção dos resultados esperados, foi fundamental o cumprimento de etapas para alcançar os objetivos estabelecidos neste trabalho, tendo-se como base teórica livros, sites, periódicos e os diversos estudos aplicados nas áreas de instrumentação, processamento digital de sinais, eletrônica e qualidade de energia, assim como normas e regulamentos voltados para a medição dos distúrbios relacionados a Qualidade da Energia Elétrica (QEE), tendo como enfoque as distorções harmônicas de corrente.

A primeira etapa consistiu no levantamento bibliográfico sobre regulamentos e normas técnicas vigentes voltadas para qualidade de energia elétrica, bem como a busca por fontes que abordem os temas necessários para o correto desenvolvimento da pesquisa, seguida pela definição dos procedimentos, considerações e materiais utilizados na implementação prática da metodologia de medição apresentada.

Na segunda etapa foi feita a montagem e de um medidor de distorções harmônicas de corrente com base nas diretrizes da metodologia de medição apresentada, bem como foram realizados testes para a análise do funcionamento de cada parte do protótipo desenvolvido.

Em seguida, na terceira etapa, um algoritmo em C foi implementado para a aquisição dos dados de corrente alternada, com uso da IDE da plataforma Arduino. Além disso, desenvolveu-se um código em linguagem MATLAB para a plotagem da forma do sinal de corrente amostrado, assim como a aplicação da TRF para o cálculo dos indicadores DHT e DHI de corrente, sendo o último exibido graficamente a partir do espectro harmônico do sinal medido. Para a visualização dos resultados foi desenvolvida uma interface gráfica no MATLAB.

Por fim, foram realizados ensaios em diferentes cargas com o uso do protótipo desenvolvido juntamente com um qualímetro que atende os requisitos determinados

pela legislação vigente, com o intuito de avaliar o funcionamento do sistema de medição implementado.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho está estruturado em seis capítulos, incluindo este primeiro referente à apresentação introdutória da pesquisa desenvolvida, bem como os objetivos, justificativa e metodologia. No capítulo 2 são apresentados os conceitos que fundamentaram o desenvolvimento do trabalho. No capítulo 3 são detalhados os procedimentos experimentais e os materiais empregados para a obtenção dos resultados. No capítulo 4 os resultados obtidos são explanados e discutidos. No capítulo 5 são apresentadas as considerações finais e sugestões para trabalhos futuros baseados neste trabalho.

CAPÍTULO 2: REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 FUNDAMENTOS SOBRE QUALIDADE DE ENERGIA E HARMÔNICOS

A QEE apresenta inúmeras definições ao depender do sistema a que se faz referência, porém um ponto que está fortemente atrelado a QEE é o impacto econômico, uma vez que diversos problemas podem ser ocasionados pela inexistência da qualidade em um produto como a eletricidade, o qual é tão difundido e necessário mundialmente em todos os setores da sociedade (DUGAN et al., 2012). Dentro desse contexto, torna-se importante mensurar distúrbios relacionados à QEE, a fim de aplicar medidas corretivas e evitar prejuízos. Uma abrangente definição para QEE é:

[...] a condição do sinal elétrico de tensão e corrente que permite que equipamentos, processos, instalações e sistemas elétricos operem de forma satisfatória, sem prejuízo de desempenho e de vida útil. A expressão é usada para descrever a energia elétrica que aciona uma carga elétrica, fazendo-a operar corretamente (LEÃO; SAMPAIO e ANTUNES, 2014, p. 1).

Tendo como base a definição de QEE formulada por Leão, Sampaio e Antunes (2014), pode-se dizer que um correto funcionamento e operação das parcelas constituintes do sistema elétrico de potência, bem como do mesmo, está atrelado a boa manutenção da qualidade de energia. Dessa forma é necessária a existência de instrumentos de medição capazes de monitorar os indicadores da QEE, a fim de identificar de forma rápida quando tais indicadores violarem limites impostos por normas e regulamentos que regem esta área.

A QEE se divide em duas vertentes: qualidade do produto e qualidade do serviço. A qualidade do produto trata das variações de tensão e corrente, bem como das distorções harmônicas presentes nestas, enquanto que a qualidade do serviço está relacionada com a continuidade do fornecimento de energia elétrica, isto é, manter a disponibilidade da energia com o mínimo possível de interrupções (FRAGA, 2017). A qualidade do produto com foco nas distorções harmônicas será a parte da QEE abordada neste trabalho, sendo assim, apenas ela será tratada com maiores detalhes.

São diversos os tipos de distúrbios que comprometem a qualidade do produto fornecida aos diferentes grupos de consumidores de energia elétrica, destacando-se

os harmônicos, uma vez que estes afetam consideravelmente as formas de onda da corrente e tensão. Segundo Lopez (2013), um nível elevado destas distorções acarreta em diversos efeitos considerados indesejáveis para uma instalação elétrica, tais como:

- Sobreaquecimento de núcleos ferromagnéticos e de cabos;
- Baixo fator de potência na instalação, podendo este chegar a valores abaixo de 0,6;
- Erro de atuação dos dispositivos de proteção (fusíveis e disjuntores, por exemplo);
- Mau funcionamento de equipamentos eletrônicos;
- Sobre tensão em banco de capacitores, devido às condições de ressonância que podem ser causadas pela presença de harmônicos;
- Sobreaquecimento de máquinas síncronas através da circulação de correntes harmônicas;
- Aumento de perdas em transformadores.

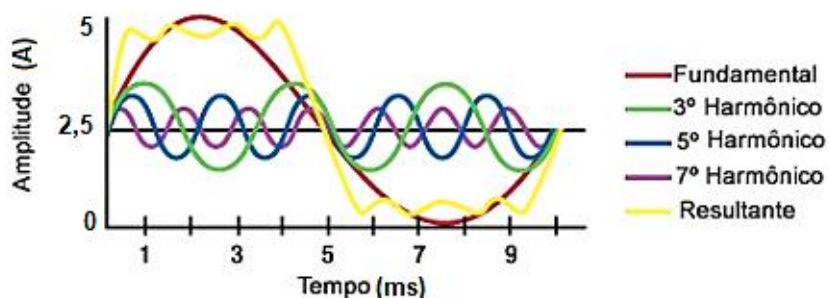
Sendo assim, torna-se relevante mensurar o impacto dos harmônicos gerados, pois estes são capazes de prejudicar a qualidade de fornecimento da rede elétrica de baixa tensão como também os próprios equipamentos geradores de harmônicos, os quais apresentam grande sensibilidade a esta perturbação.

Os harmônicos podem ser definidos tecnicamente como sendo componentes de um sinal periódico que apresentam frequências que são múltiplas inteiras da frequência fundamental de um determinado sistema (PAULILO e TEIXEIRA, 2013). No caso do sistema elétrico brasileiro a frequência fundamental apresenta o valor de 60Hz, portanto, o harmônico de terceira ordem iria corresponder a uma frequência de 180Hz, ou seja, três vezes a fundamental.

O resultado destes harmônicos no sistema elétrico são as distorções harmônicas que, de acordo com a Aneel (2018), a partir do módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), são distúrbios caracterizados pelas deformidades existentes no sinal de corrente e tensão quando comparados com uma onda sinusoidal pura. Analiticamente, tais distorções nas formas de onda da tensão e corrente são distúrbios de natureza permanente, embora possam ser caracterizadas por variações na amplitude, frequência e ângulo de fase (SENDRA, 2013).

As componentes harmônicas de um sinal podem ser classificadas em pares e ímpares, sendo que as ímpares têm grande prevalência em relação aos pares. Normalmente, associa-se a presença de harmônicos pares a problemas de funcionamento indevido de cargas não lineares (POMILIO e DECKMANN, 2016). A Figura 1 ilustra uma onda quadrada, a qual é resultado da soma de vários sinais senoidais com frequências múltiplas da fundamental.

Figura 1. Onda quadrada decomposta em componentes harmônicas



Fonte: Adaptado de YERRAMILI (2015).

Com a análise da Figura 1, pode-se verificar que foram apresentadas as componentes fundamental e as 3ª, 5ª e 7ª harmônicas, no entanto a onda quadrada é composta por infinitas frequências múltiplas inteiras da fundamental, sendo predominante aquelas que são ímpares (SENDRA, 2013).

2.1.1 Causas das Distorções Harmônicas

Diversos benefícios foram proporcionados pelas evoluções tecnológicas aos consumidores englobados nos setores residencial, comercial e industrial de energia elétrica, a partir da disponibilidade de equipamentos mais eficientes e econômicos (BARROS, BORELLI e GEDRA, 2016). Sendo assim, o padrão de vida moderna desenvolvido ao longo dos anos acarreta no uso intensivo da eletricidade em inúmeras atividades rotineiras, como: lazer, conforto, utilização de atuadores de velocidade variável, condicionamento de ar, uso de equipamentos de iluminação eficientes e de diversos equipamentos eletrônicos, dentre outras.

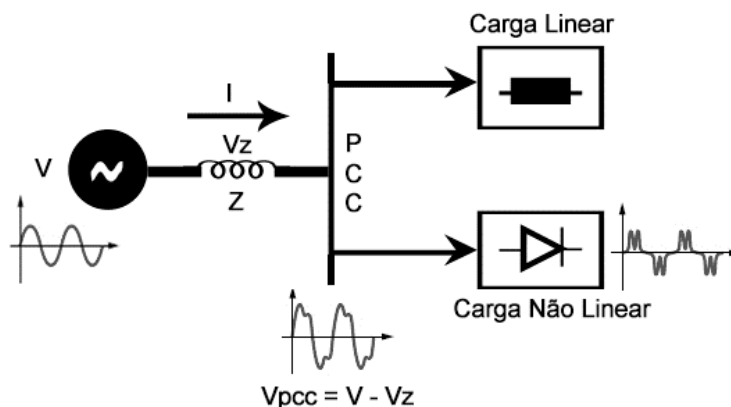
Essa tendência de modernização nas cargas existentes no sistema de potência traz consigo a aplicação constante da eletrônica de potência moderna, a qual atribui característica não linear a estas cargas. De acordo com Rocha (2016) uma carga não linear é aquela que mesmo quando alimentada por uma tensão senoidal pura

produzem uma corrente distorcida, isto é, não senoidal. Portanto, a qualidade da energia elétrica está associada a interação existente entre carga e fonte, isto é, a QEE não depende apenas da eletricidade que é fornecida pelo sistema elétrico, mas também dos equipamentos frequentemente utilizados pelos clientes em suas instalações (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014). Muitos distúrbios podem ser associados a esta interação entre carga e fonte, dentre eles estão presentes as distorções harmônicas de corrente e de tensão.

As correntes harmônicas são geradas de forma direta pela utilização de cargas não lineares e essas correntes distorcidas são injetadas no sistema de energia. Mesmo assumindo que estas cargas são alimentadas por uma fonte de tensão puramente senoidal, elas exibem a capacidade de absorver uma corrente distorcida consequente da não proporcionalidade entre a tensão e a corrente, que por sua vez provoca quedas de tensão em cada componente harmônica, causando uma distorção de tensão em diversos pontos de uma rede elétrica (LIMA, 2016).

Arelado ao contexto da relação entre fonte e carga, surge a importância do conceito de Ponto Comum de Conexão (PCC) que, para IEEE (2014), consiste em um ponto que faz a ligação entre o sistema fornecedor de energia elétrica e as cargas que serão alimentadas por este sistema, o PCC se localiza a montante das instalações dos consumidores atendidos pelo sistema. Na Figura 2 é apresentado um diagrama simplificado de um sistema alimentando cargas que estão ligadas ao PCC.

Figura 2. Diagrama simplificado ilustrando a interação sistema-carga.



Fonte: Adaptado de LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES (2014).

A partir da Figura 2 é possível visualizar a interação entre a tensão fornecida pelo sistema elétrico, o PCC e as cargas alimentadas. As cargas com característica

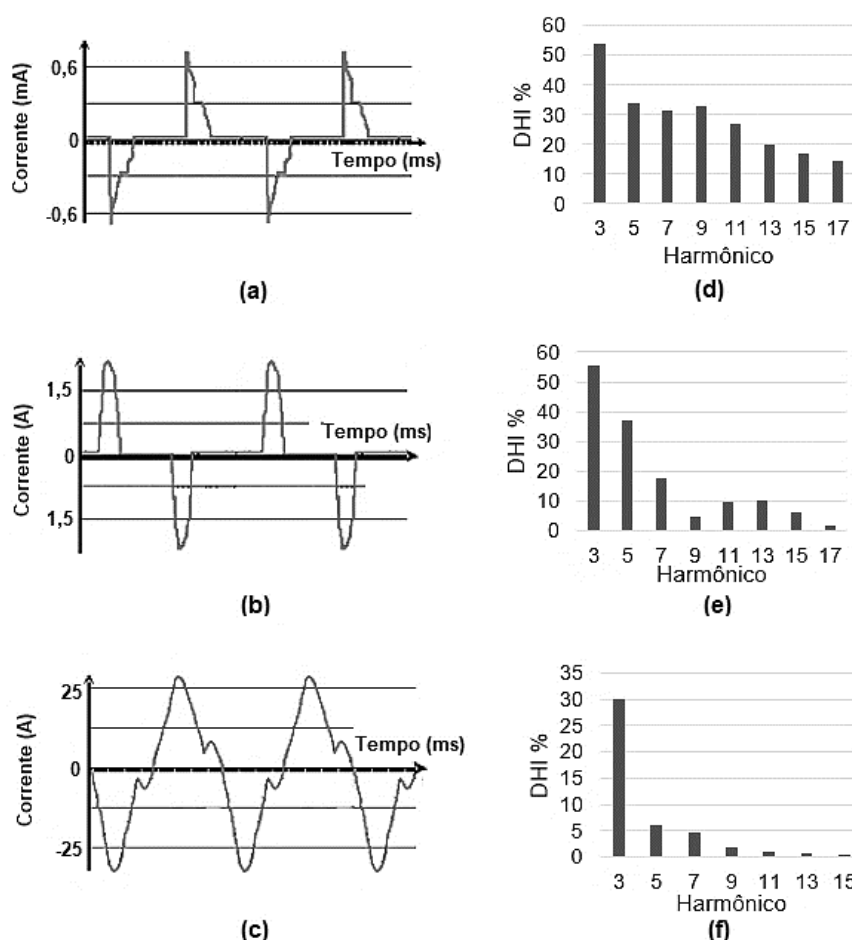
não linear têm uma tendência de distorcer a tensão existente na impedância Z , pois a corrente na impedância tem relação com as correntes harmônicas geradas por estas cargas. Tal fato afeta a conformidade senoidal da forma de onda de tensão no PCC, visto que esta depende da tensão da fonte (V) e da queda de tensão em Z (V_z). Por conseguinte, com a análise da Figura 2, pode-se constatar que a ausência de uma boa interação entre as redes de energia elétrica e as cargas irá comprometer a QEE, devido ao fato de que perturbações serão geradas e irão deformar as formas de onda da corrente e da tensão.

De acordo com Leão, Sampaio e Antunes (2014) a distorção harmônica de corrente se trata do efeito direto dos equipamentos do consumidor sobre a qualidade da energia elétrica, pelo fato desta ser gerada pelas cargas não lineares, sendo a distorção de tensão o efeito indireto, dado que esta surge quando a corrente harmônica produzida pelos equipamentos passa pela impedância do sistema.

Na Figura 3 são ilustrados alguns exemplos de cargas não lineares utilizadas por consumidores residenciais, as formas de onda típicas de corrente para cada equipamento, bem como o espectro harmônico referente a distorção gerada por tais cargas. Com base na Figura 3, pode-se constatar que aparelhos domésticos frequentemente utilizados pelos consumidores em baixa tensão são caracterizados por uma forma de onda de corrente com distorções, isto é, composta pela soma de diversas componentes harmônicas, sendo que tais componentes apresentam deformações harmônicas individuais as quais podem ser organizadas em um espectro harmônico que associa o DHI produzido por cada harmônico. Nesse contexto, é oportuno salientar que uma carga não linear isolada não causa problemas na QEE, porém a interação de cargas com tal característica pode comprometer a qualidade do sistema de energia elétrica.

A componente harmônica de terceira ordem apresenta destaque quando se trata de cargas utilizadas em residências, fato este que pode ser observado nos espectros harmônicos da Figura 3. A interação de várias cargas com esta característica pode comprometer a forma de onda fornecida pela fonte, visto que o terceiro harmônico pode sobrecarregar a corrente de neutro do sistema e, além disso, um sistema mesmo sendo equilibrado pode apresentar uma corrente de neutro causada pelos harmônicos de terceira ordem.

Figura 3. Exemplos de cargas residenciais não lineares: (a) lâmpada fluorescente, (b) televisão, (c) microondas; (d) - (f) espectros harmônicos respectivos às cargas de (a) - (c).



Fonte: Adaptado de CARVALHO (2015).

2.1.2 Efeitos das Distorções Harmônicas

A produção demasiada de correntes harmônicas pelas cargas não lineares afeta tanto a conformidade do fornecimento de energia elétrica quanto o correto funcionamento de equipamentos presentes nas instalações dos consumidores. As correntes harmônicas podem se relacionar de diversas formas com os equipamentos que compõem o sistema elétrico, podendo culminar em aumento de perdas, bem como sobreaquecimento e sobrecarga, além de afetar redes telefônicas e medidores de consumo de energia elétrica, podendo estes indicar medições errôneas (DUGAN et al., 2012). Alguns efeitos das distorções harmônicas de correntes já foram citados brevemente neste trabalho, no entanto, para um melhor entendimento de tais efeitos, no sistema de potência e nas cargas, uma explanação melhor destes será apresentada nesta seção.

2.1.2.1 Sobreaquecimento em Máquinas Rotativas e Cabos

De acordo com Lahti (2015) as distorções harmônicas podem causar mau funcionamento ou até mesmo degradação de componentes no sistema de energia, tais como cabos, geradores e motores, pelo fato da perda de energia harmônica provocar sobreaquecimento nestes componentes, implicando em um envelhecimento acelerado. O isolamento dos cabos pode ser afetado negativamente, uma vez que estes podem ficar expostos a eletricidade, ocasionando curto circuito.

Para Leão, Sampaio e Antunes (2014) nas frequências harmônicas ocorrem perdas no ferro e cobre, fato este que contribui para a produção de calor em máquinas rotativas de indução e síncronas, sendo uma das significantes consequências associadas à presença de harmônicos de tensão e corrente, pois pode afetar tanto a eficiência quanto o torque da máquina.

2.1.2.2 Baixo Fator de Potência

As harmônicas também causam impacto no Fator de Potência (FP), o qual sofre acentuada redução na presença deste tipo de perturbação. Isto ocorre pois na presença deste distúrbio, o FP não será definido apenas como o cosseno entre os ângulos da corrente e da tensão, ou seja, este deve sofrer também uma correção em função dos índices de componentes harmônicas, o que implicará em um valor menor de FP (MARTINHO, 2014).

Segundo COPEL (2017), um baixo fator de potência representa um indicativo de mal aproveitamento de energia pela unidade consumidora, podendo acarretar em consequências indesejáveis, tais como: aumento de perdas de energia, queima de equipamentos elétricos decorrente da variação de tensão, aquecimento de condutores, transformadores com o aproveitamento de capacidade reduzido e, além disso, pode ocasionar um aumento no valor da conta de energia.

É importante citar que um grande problema deste efeito é a impossibilidade que alguns equipamentos de medição de energia elétrica têm em contabilizar a presença de harmônicos, sendo assim, ocorre uma diferença discrepante entre o FP medido e o real, podendo ser indicada uma medida que esteja dentro dos limites estabelecidos pela ANEEL, sendo que na realidade se encontra muito abaixo de 0,92, que é valor mínimo de referência para que não seja cobrado consumo de energia reativa

excedente para determinados tipos de consumidores. De acordo com Fraga (2017) existe caso em que o medidor indica um FP de 0,9 e na realidade o FP real apresenta um valor abaixo de 0,6, o que pode ser considerado uma diferença bastante significativa na medição desse parâmetro.

2.1.2.3 Erro de Atuação dos Dispositivos de Proteção

No que diz respeito aos dispositivos de proteção, como disjuntores e fusíveis, estes estão sujeitos a falhas de operação devido às correntes harmônicas, uma vez que estas são somadas à corrente na frequência fundamental causando picos indesejáveis que podem forçar a atuação destes dispositivos, resultando em prejuízos tanto para a rede de distribuição quanto para os consumidores (CARVALHO, 2013).

2.1.2.4 Mau Funcionamento de Equipamentos Eletrônicos

Conforme a IEEE (2014) equipamentos eletrônicos, tais como computadores, telefones sem fio, aparelho de som, entre outros, são suscetíveis a irregularidades na operação, sendo estas provocadas pelas distorções harmônicas. Isto ocorre porque esses aparelhos muitas vezes dependem de uma determinação precisa de cruzamento de zero de tensão ou outros aspectos relacionados à forma de onda de tensão.

No caso de setores comerciais e industriais, altos níveis de distorções harmônicas podem ocasionar a parada total de equipamentos na linha de produção, podendo esta ser resultante de falhas inesperadas em motores, acionamentos e fontes, acarretando em prejuízos econômicos (PAULILO e TEIXEIRA, 2013).

2.1.2.5 Sobretenção em Banco de Capacitores

As distorções harmônicas é um distúrbio que, além de contribuir para um baixo FP, afetam fortemente os capacitores utilizados para a correção do fator de potência, diante disso, torna-se comum o uso de indutores associados a bancos de capacitores com o intuito de limitar os efeitos decorrentes da presença de harmônicos (AMARAL, 2015).

Os capacitores oferecem aos harmônicos um caminho caracterizado por uma baixa impedância, fato este que contribui para deixá-los vulneráveis a sobrecarga,

além disso, a existência de harmônicos pode resultar em falha prematura dos capacitores devido a ultrapassagem da tensão máxima de operação do capacitor, causada pela elevação da tensão através do dielétrico (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014). Além disso, segundo Lopez (2013), pode ocorrer de os harmônicos originarem condições de ressonância em banco de capacitores, acarretando em sobretensão nos terminais destes, fazendo com que as unidades capacitivas fiquem suscetíveis a degradação no isolamento ou até mesmo falha total dos capacitores.

2.1.2.6 Aumento de Perdas em Transformadores

As consequências da presença das distorções harmônicas de corrente e de tensão em transformadores são refletidas no aumento das perdas, fato este que contribui para o aquecimento e a redução tanto da vida útil quanto o rendimento do equipamento (CARVALHO, 2013). De acordo com Schneider (2013), a circulação de correntes harmônicas em transformadores proporciona uma elevação das perdas no ferro, as quais são causadas pelas correntes de *Foucault*, e perdas provenientes do efeito Joule. Por outro lado, as distorções harmônicas de tensão são responsáveis pelo aumento das perdas por histerese, o que resulta em uma maior perda no núcleo do transformador.

2.1.3 Indicadores de Distorção Harmônica

Diante dos sérios problemas causados pela presença de harmônicos no sistema elétrico, regulamentos e normas determinam limites para este distúrbio, a partir do uso de indicadores, os quais são definidos com a finalidade de avaliar a conformidade das formas de onda da tensão e da corrente, bem como o desempenho da instalação (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014). Segundo Paulilo e Teixeira (2013), comumente as distorções harmônicas são quantificadas através do indicador Distorção Harmônica Total (DHT) ou, do inglês, *Total Harmonic Distortion* (THD).

De acordo com Mohan (2016) o indicador DHT é calculado a partir dos valores eficazes das componentes fundamental e de distorção do sinal de entrada, sendo definido em porcentagem, podendo ser calculado tanto para a corrente quanto para a tensão. A distorção harmônica total para determinado sinal de corrente é calculado conforme a Equação (1).

$$DHTi(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max}} I_h^2}}{I_1} \times 100 \quad (1)$$

Sendo que I_h , I_1 e h_{\max} representam, respectivamente, a componente harmônica de ordem h , a componente fundamental do sinal de corrente e a ordem harmônica máxima a ser considerada. É interessante salientar que os valores de I_h e I_1 podem ser de pico ou eficaz (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Os harmônicos também podem ser quantificados para cada componente harmônica separadamente a partir do indicador Distorção Harmônica Individual (DHI), dessa forma é possível analisar a contribuição de cada harmônico para a deformação de uma forma de onda (ROCHA, 2016). A determinação do DHI, para a corrente, é feita de acordo com a Equação (2).

$$DHI_i(\%) = \frac{I_h}{I_1} \times 100 \quad (2)$$

Para Rocha (2016) o valor de DHI indica a porcentagem resultante da relação entre a amplitude do harmônico de corrente de ordem h e a amplitude da componente fundamental do sinal, isto é, se em determinada instalação o harmônico de terceira ordem apresenta DHI_i igual a 25% significa que a amplitude da corrente harmônica de ordem $h=3$ (I_3) corresponde a 25% da amplitude da componente fundamental do sinal (I_1). Normalmente, os harmônicos ímpares apresentam DHI bem maior do que os pares, podendo contribuir significativamente para a deformação da forma de onda.

2.2 MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS

A medição dos indicadores de harmônicos é o passo fundamental para a detecção de níveis elevados de distorções harmônicas, sendo realizada a partir de instrumentos de medição que obedeçam ao princípio do processamento digital de sinais. Nesse contexto fica claro que para Flandoli (2017) mensurar os harmônicos significa ter conhecimento dos valores dos indicadores, possibilitando comparar tais medidas com os limites estabelecidos por normas e regulamentos, para que possam ser aplicadas ações corretivas, caso a distorção ultrapasse os limites recomendados.

De acordo com Lopez (2013) a grande importância da medição das distorções harmônicas está na possibilidade de solucionar o problema antes que este resulte em prejuízos para os consumidores e distribuidores de energia elétrica. Diante disso e de todos os efeitos indesejáveis relacionados à presença de harmônicos, fica evidente que a forma mais promissora para identificar elevados índices de distorções harmônicas nas instalações dos consumidores, trata do uso de medidores capazes de quantificar o efeito desse distúrbio, para que o mesmo não venha causar prejuízos significantes a montante e a jusante do PCC.

Para Rocha (2016) a medição do conteúdo harmônico de uma instalação é essencial para determinar o nível de contribuição das cargas utilizadas pelos consumidores para a ocorrência de problemas de QEE, estas medições devem quantificar o conteúdo harmônico das correntes geradas pelas cargas não lineares que estão presentes na instalação. Sendo assim, o uso de medidores voltados para a análise dos harmônicos possibilita que o consumidor tenha noção dos impactos que seus equipamentos eletrônicos causam na rede elétrica e no correto funcionamento de outros dispositivos com maior sensibilidade a perturbação harmônica.

Um outro ponto a evidenciar é a importância de mensurar os harmônicos para o dimensionamento de componentes elétricos, tais como condutores e transformadores, com o intuito de que estes equipamentos suportem as componentes harmônicas de corrente presentes na instalação elétrica (SILVA, 2015).

A medição de distorções harmônicas normalmente se baseia no indicador DHT, o qual requer o conhecimento do valor eficaz ou RMS (*Root Mean Square*) de cada componente de frequência distinta da fundamental, no entanto os medidores convencionais não consideram a presença de harmônicas, portanto, utilizá-los para tal fim provocará erros grosseiros de medição. “Somente os analisadores numéricos, aparelhos de tecnologia recente, permitem determinar de maneira suficientemente precisa o valor do conjunto desses indicadores” (SCHNEIDER, 2013, p. 9).

Em razão dessa realidade, a Aneel (2018), a partir do PRODIST, recomenda a medição dos indicadores de distorção harmônica a partir do uso de equipamentos que operem segundo o princípio da amostragem digital.

Diante do que foi exposto, pode-se dizer que medição eficiente do conteúdo harmônico requer medidores específicos. O mais preocupante, contudo, é constatar que esses tipos de analisadores apresentam alto valor aquisitivo, fato este que torna inviável seu uso para diversos consumidores.

2.2.1 Legislações Aplicadas à Medição de Distorções Harmônicas

Os instrumentos de medição voltados para a aferição das distorções harmônicas e também de outros indicadores relacionados a QEE, devem obedecer requisitos mínimos estabelecidos por organizações regulamentadores, a fim de que seja possível mensurar de forma eficiente e com uma precisão adequada os distúrbios relacionados a qualidade da energia (ANEEL, 2014). No âmbito internacional, a quarta parte da norma IEC 61000 estabelece técnicas para testes e métodos de medição das distorções harmônicas, enquanto que no Brasil, a ANEEL, a partir do módulo 8 do PRODIST regulamenta a metodologia de medição, instrumentação e limites associados às distorções na forma de onda da tensão em redes de distribuição (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

Na NBR IEC 61000-4-30:2011, a norma internacional aderida pela ABNT, são definindo métodos de medição e exigências de desempenho adequado para três classes de medidores, as quais são classificadas da seguinte forma (ABNT, 2011):

- Classe A: classe usada quando se tem a necessidade de medições com alto grau de precisão, sendo normalmente empregada em aplicações contratuais, verificação de conformidade com padrões estabelecidos etc.
- Classe S: esta classe apresenta requisitos de processamento inferior aos exigidos para a classe A, sendo aplicada para estatísticas, pesquisas ou avaliação de qualidade de energia.
- Classe B: esta classe é mais voltada para a continuidade de projetos obsoletos de alguns medidores existentes.

No que diz respeito às distorções harmônicas, esta norma trata da medição de tensão e corrente separadamente, para cada classe, determinando como deve ser efetuada a medida, a forma de agregação dos dados, bem como a incerteza de medição em relação ao fundo de escala para o instrumento de medição.

A nona revisão do módulo 8 do PRODIST, que trata da qualidade da energia elétrica, entrou em vigência desde o primeiro mês de 2018, apresentando os seguintes objetivos referentes à qualidade do produto:

Estabelecer os procedimentos relativos à qualidade da energia elétrica - QEE, abordando a qualidade do produto e a qualidade do serviço. Para a qualidade do produto, este módulo define a terminologia e os indicadores, caracteriza os fenômenos, estabelece os limites ou valores de referência, a metodologia de medição, a gestão das reclamações relativas à conformidade de tensão

em regime permanente e às perturbações na forma de onda de tensão e os estudos específicos de qualidade da energia elétrica para fins de acesso aos sistemas de distribuição (ANEEL, 2018, p. 4).

Um ponto importante a ser observado neste regulamento, em consideração aos harmônicos, é o fato de não serem estabelecidos limites para os indicadores de distorções harmônicas da corrente. A necessidade da criação de indicadores referentes às distorções harmônicas da corrente elétrica foi questionada no Relatório de Análise das Contribuições Referente à Consulta Pública Nº 005/2011 (nota técnica nº 0028/2012-SRD/ANEEL), realizada pela ANEEL e voltada para a revisão da regulamentação sobre a qualidade do produto no sistema de distribuição. Diante desse questionamento, grande parte dos agentes envolvidos deu uma contribuição a favor da inserção deste indicador que, na visão do agente Rede Energia, “há a necessidade de alinhamento na regulação de responsabilidade não só dos distribuidores, como também dos consumidores e das fontes de distorções conectadas ao sistema” (ANEEL, 2012, p. 8). No entanto, ainda não se estabeleceram limites para tais distorções de corrente.

Dentro deste contexto, é importante salientar que existem algumas normas internacionais (IEEE 519 e IEC 61000-3, por exemplo) que estabelecem limites tanto para tensão quanto para a emissão de correntes harmônicas (PAULILO e TEIXEIRA, 2013). A IEEE 519 determina limites para as distorções harmônicas de corrente no PCC, enquanto que a IEC 61000-3 divide os equipamentos em classes (A, B, C e D) e estabelece limites de DHI para as componentes de ordem ímpar de acordo com a classe do equipamento (LEÃO, SAMPAIO e ANTUNES, 2014).

2.2.2 Tecnologias para Medição de Distorções Harmônicas

Os medidores que possibilitam a quantificação dos harmônicos e de outros distúrbios da QEE são conhecidos como analisadores digitais de energia elétrica ou qualímetros, e estes devem atender aos requisitos propostos pela legislação responsável. O princípio de funcionamento destes instrumentos se baseia no processamento digital de sinais elétricos, técnica que permite a captura dos sinais analógicos da rede elétrica para posteriormente realizar cálculos de potências, fator de potência, DHT, dentre outros parâmetros.

De acordo com Schneider (2013), os analisadores digitais existentes no mercado seguem o seguinte princípio de funcionamento: as grandezas elétricas, com caracterização analógica, são medidas a partir de sensores e digitalizadas, ou seja, convertidas em uma sequência de valores numéricos. O tratamento dos dados é realizado com um algoritmo baseado na Transformada Rápida de Fourier (do inglês *Fast Fourier Transform*, FFT), com o intuito de calcular, a partir destes valores, as amplitudes e as fases das componentes harmônicas para um determinado número de janelas temporais de observação e, posteriormente, ocorrerá o tratamento dos valores sucessivos calculados pela FFT, o qual pode ser efetuado pelo próprio aparelho de medição ou realizado por um programa externo.

Dentre os medidores que atendem as especificações definidas por normas e regulamentos para a medição de distúrbios da QEE, pode-se citar os seguintes: o Fluke 435 Série II, da Fluke, o *Mavowatt 230*, da *Gossen Metrawatt*, o CW500, da *Yokogawa* e o ION7650, da *Power Measurement*. Algumas especificações importantes destes instrumentos de medição podem ser observadas a partir da Tabela 1.

Tabela 1. Tecnologias para medição de distorções harmônicas.

Produto	Fabricante	Taxa de amostra (kS/s)	Faixa de medição de harmônicos	Precisão (%)	Memória	Preço (U\$)
Fluke 435-II	Fluke	200	1º-50º	± 2,5	8GB	8.000
Mavowatt 230	<i>Gossen Metrawatt</i>	31	1º-50º	± 5,0	4GB	4.310
CW500	<i>Yokogawa</i>	10	1º-50º	± 1,0	4MB	2.700
ION7650	<i>Power Measurement</i>	31	1º-63º	± 0,1	5MB	5.358

Fonte: Adaptado de Rocha (2016).

2.3 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

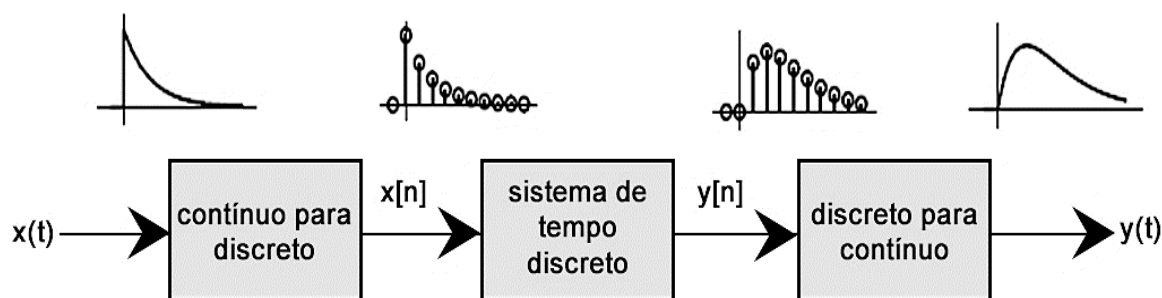
Os sinais encontrados na engenharia e ciência são tipicamente funções de uma variável de tempo contínuo, ou seja, são sinais analógicos. Estes sinais podem ser processados de forma direta a partir de sistemas analógicos ou, alternativamente, através do processamento digital (PROAKIS e MANOLAKIS, 2014). A segunda alternativa para o processamento destes sinais apresenta diversas vantagens em relação a primeira como, por exemplo, o fato de exibirem menor sensibilidade a

mudanças nos valores dos componentes, assim como às variações de temperatura, envelhecimento, dentre outros parâmetros (KUMAR, 2014).

De acordo com Diniz, Silva e Netto (2014) o Processamento Digital de Sinais (PDS) pode ser definido como uma técnica que permite extrair informações úteis de sinais discretos digitalizados a partir de implementações computacionais. No PDS sequências de números, denominadas de sinais no tempo discreto, são processados a partir de um processador digital possibilitando o tratamento matemático dos dados digitalizados (DINIZ, SILVA e NETTO, 2014).

Os sistemas típicos de PDS são formados de sistemas de tempo contínuo e discreto, sendo que, normalmente, os sinais de entrada e saída do sistema PDS são analógicos, porém o processamento destes sinais ocorre a partir do uso de um processador para sinais digitais, o qual é tido como uma ponte entre os mundos analógico e digital (LATHI e GREEN, 2014). Dessa forma, o sinal de tempo contínuo na entrada do PDS deve ser digitalizado, para que posteriormente sejam aplicadas técnicas e algoritmos a partir do processador digital. Um diagrama de blocos simplificado para um sistema típico de PDS é ilustrado na Figura 4.

Figura 4. Diagrama de blocos de um sistema típico de processamento digital de sinais.



Fonte: Adaptado de LATHI e GREEN (2014).

Na Figura 4 o sinal de entrada de tempo contínuo $x(t)$, normalmente medido por um sensor ou transdutor, passa inicialmente por um bloco que tem como objetivo convertê-lo para o tempo discreto para que, a partir do sinal convertido $x[n]$, ocorra o processamento do sinal no sistema digital. O sinal discreto $y[n]$ na saída do processador segue para o bloco seguinte para que ocorra uma nova conversão do sinal, dessa vez do digital para o analógico.

2.3.1 Conversão Analógico-Digital e Digital-Analógico

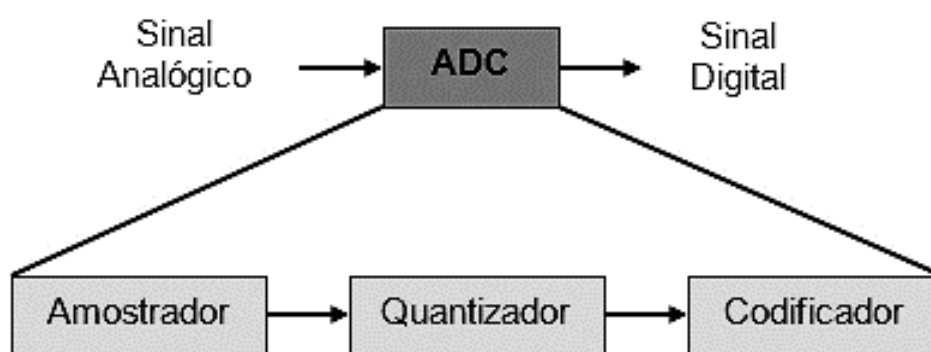
O segundo bloco da Figura 4 corresponde ao processo usualmente denominado de conversão Analógico/Digital (A/D), realizado a partir de um dispositivo eletrônico com capacidade de transformar um sinal no domínio de tempo contínuo em uma sequência de números, permitindo que este seja processado digitalmente. Tal dispositivo é chamado de conversor Analógico/Digital (A/D). No caso do terceiro bloco, o sinal discreto processado é reconstruído no domínio de tempo contínuo a partir da conversão Digital-Analógico (D/A), a qual é realizada através de um circuito chamado de conversor Digital/Analógico (D/A) (DINIZ, SILVA e NETTO, 2014).

Segundo Viswanathan (2013) a conversão A/D ocorre seguindo três etapas principais:

- Amostragem;
- Quantização;
- Codificação.

Um esquema do enquadramento destas etapas na conversão do sinal analógico para digital pode ser observado a partir da Figura 5.

Figura 5. Esquema das etapas da conversão A/D.



Fonte: Adaptado de VISWANATHAN (2013).

A operação de amostragem no bloco amostrador da Figura 5 consiste em transformar o sinal de entrada em pulsos espaçados por intervalos retangulares chamados de período de amostragem ou taxa de amostragem, a qual é obtida a partir de uma frequência de amostragem. Após a amostragem o sinal passará por um quantizador que irá realizar a quantização dos níveis de amplitude do sinal amostrado. Tais níveis discretizados de amplitude são enviados para o codificador e serão

convertidos em dados binários, sendo este processo denominado de codificação (VISWANATHAN, 2013).

Os dados obtidos com a conversão A/D do sinal de entrada podem ser processados em tempo real ou armazenados em um vetor para um processamento posterior. O armazenamento destas informações pode ser feito, por exemplo, com o uso de um microprocessador ou computador (ALCIATORE e HISTAND, 2014).

Os conversores D/A apresentam o funcionamento baseado essencialmente nas mesmas etapas dos conversores A/D, porém na ordem inversa. Sendo assim, as amostras quantizadas serão decodificadas gerando um trem de impulsos, sendo esse uma estimativa do sinal amostrado antes de passar pelo quantizador. Em seguida esses impulsos são aplicados em um circuito, denominado *Zero Order Hold* (ZOH), que mantém o valor de determinada amostra até a chegada da amostra seguinte. Após o ZOH será obtida uma aproximação do sinal analógico (LATHI e GREEN, 2014).

2.3.1.1 Amostragem e Teorema de Nyquist

O processamento de um sinal de tempo contínuo a partir de um sistema de tempo discreto requer a digitalização desse sinal, sendo tal processo denominado amostragem. Com o uso correto deste artifício é possível reconstruir efetivamente o sinal analógico a partir de suas amostras (DINIZ, SILVA e NETTO, 2014). De acordo com Lathi e Green (2014) a operação de amostrar um sinal de tempo contínuo descarta parte do sinal original, no entanto, se esta for realizada com uma taxa de amostragem suficientemente alta, o sinal original pode ser recuperado completamente a partir de das amostras que o compõe, caso não tenha ocorrido a quantização.

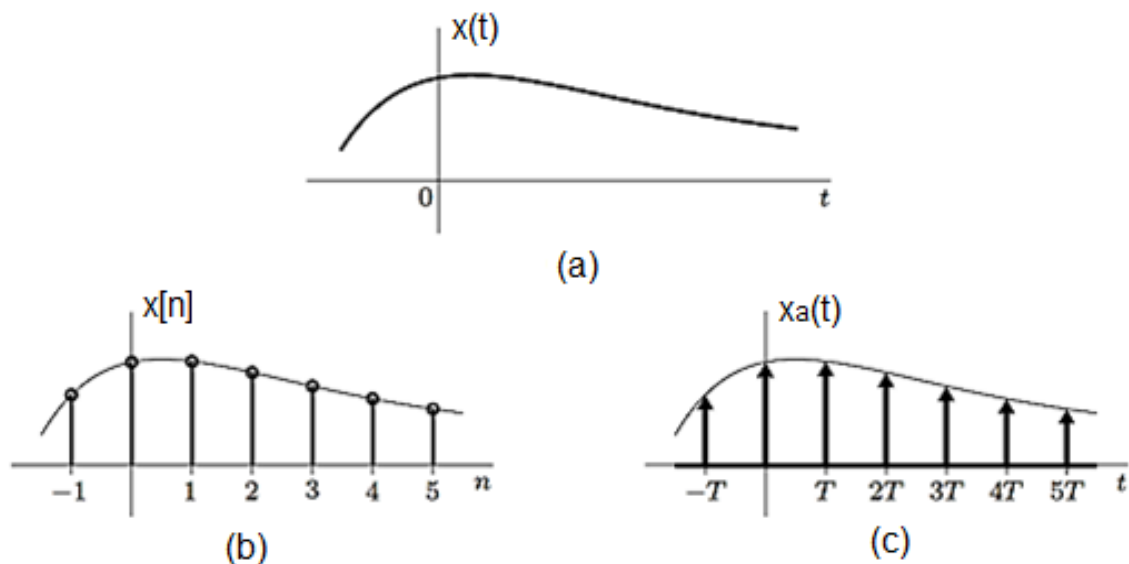
As amostras originadas de uma amostragem uniforme são distribuídas com espaçamentos iguais a cada período de amostragem, o qual é comumente indicado por T_s . A taxa de amostragem ou frequência de amostragem, denotada por F_s , é o inverso de T_s e define o número de amostras por unidade de tempo (VISWANATHAN, 2013).

O processo de amostragem pode ser feito por pontos ou por impulso, ambos os métodos estão ilustrados na Figura 6. A amostragem por pontos produz uma sequência $x[n]$ verdadeiramente discreta, sendo esta obtida a partir de amostras de um sinal no tempo contínuo com base na Equação (3), enquanto que a amostragem

por impulso resulta da multiplicação do sinal de tempo contínuo $x(t)$ por um trem de impulsos $p(t)$, a fim de se obter um sinal amostrado de tempo contínuo $x_a(t)$, o qual será formado pela amostragem de $x(t)$ a cada T_s unidades de tempo. Embora apresentem uma construção diferente, as duas visões de amostragem fornecem informação totalmente equivalente, inclusive no domínio da frequência (LATHI e GREEN, 2014).

$$x[n] = x(nT) = x(nT_s) \quad (3)$$

Figura 6. Amostragem: (a) sinal original, (b) amostragem por ponto e (c) amostragem por impulso.

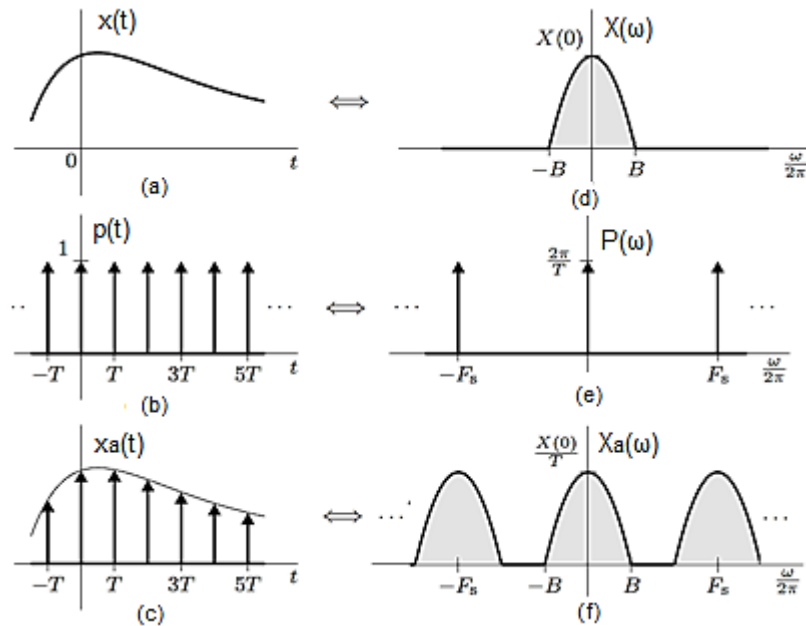


Fonte: LATHI e GREEN (2014).

Com base na Figura 6 é possível analisar que ambas as visões de amostragem apresentam características estruturais similares. Entretanto, em (b) as amostras estão distribuídas no domínio de tempo discreto, enquanto que em (c) as amostras estão arrumadas no domínio de tempo contínuo a partir de impulsos com área igual a amplitude do sinal nos instantes em que ocorre a amostragem.

Uma representação gráfica da amostragem por impulso, tanto no tempo quanto na frequência, pode ser observada na Figura 7.

Figura 7. Amostragem por trem de impulsos: (a) - (c) domínio do tempo e (d) - (e) domínio da frequência.



Fonte: Adaptado de LATHI e GREEN (2014).

O sinal amostrado $x_a(t)$, ilustrado na Figura 7, resulta da multiplicação no tempo do sinal original $x(t)$ e o trem de impulsos $p(t)$. De forma similar, ocorre a convolução dos espectros de $x(t)$ e $p(t)$ para se originar o espectro do sinal amostrado.

Um ponto importante a ser definido para a correta amostragem de qualquer sinal analógico é a taxa de amostragem, a partir da qual será definido o período em que o sinal será amostrado. Sendo assim, a frequência de amostragem deve ser escolhida de acordo com o teorema da amostragem de *Nyquist-Shannon* a fim de que seja evitado a ocorrência de *aliasing*, sendo possível reconstruir fielmente o sinal a partir de suas amostras (VISWANATHAN, 2013).

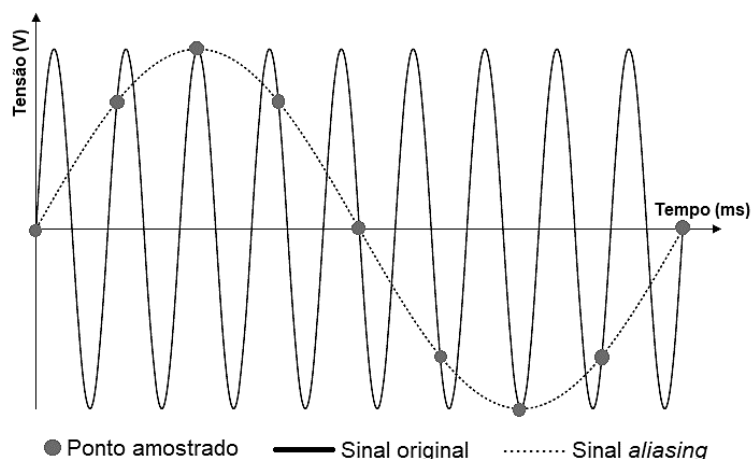
De acordo com Diniz, Silva e Netto (2014) o teorema da amostragem diz que um sinal de tempo contínuo com largura de faixa limitada pode ser recuperado completamente a partir de suas amostras se a taxa de amostragem for maior que o dobro da frequência máxima ($F_{\text{máx}}$) do sinal, isto é, a condição da Equação (4) deve ser satisfeita.

$$F_s > 2 \times F_{\text{máx}} \quad (4)$$

Para Proakis e Manolakis (2014) uma taxa de amostragem suficientemente alta deve ser escolhida para que as ambiguidades geradas pelo *aliasing* não venha interferir na correta amostragem do sinal. Dessa forma, torna-se importante conhecer e entender o efeito da presença de falsas frequências no processo de amostragem.

Quando a condição da Equação (4) não é satisfeita as repetições dos espectros dos sinais original e amostrado irão se sobrepor, sendo tal sobreposição chamada de *aliasing*. Este fenômeno contribui para a perda de informações do sinal e, além disso, pode gerar frequências que originalmente não existem, resultando em reprodução totalmente incoerente do sinal original (DINIZ, SILVA e NETTO, 2014). Um exemplo de um sinal com *aliasing* é indicado na Figura 8.

Figura 8. Sinal com *aliasing*.



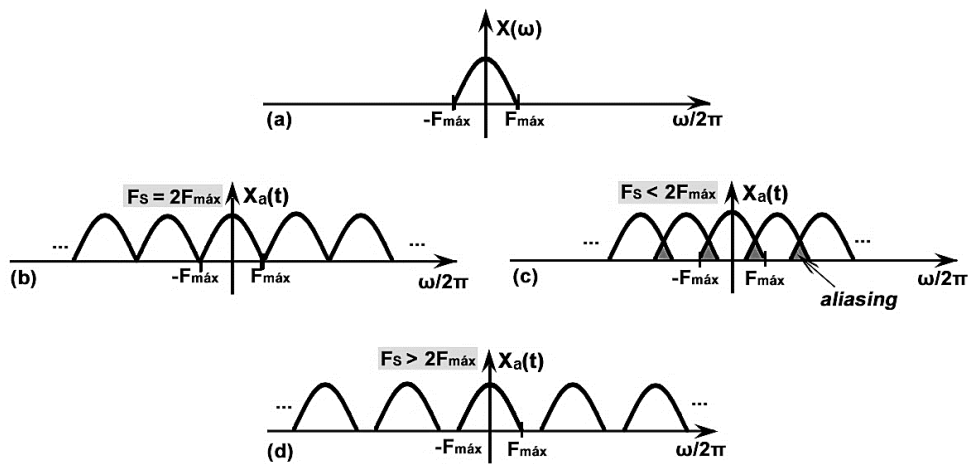
Fonte: SÁNCHEZ (2017).

A partir da Figura 8 é possível observar a perda de informação do sinal original que a sobreposição de componentes do espectro pode acarretar no processo de amostragem, fazendo com que o mesmo seja reproduzido de forma extremamente discrepante quando comparado ao sinal original.

Segundo Lathi e Green (2014) quando o *aliasing* ocorre são perdidas componentes acima da frequência de dobra, dada como sendo a metade de F_s , e tais componentes reaparecem em baixas frequências, fato este que compromete a integridade do sinal amostrado. Diante desse contexto, além de satisfazer o critério de Nyquist, recomenda-se a utilização de um filtro *antialiasing* antes do conversor A/D, com o intuito de atenuar frequências que estejam acima da frequência de dobramento para evitar o efeito do espelhamento das componentes acima de $F_s/2$, do espectro de

frequência do sinal original, nas componentes mais baixas contidas no espectro do sinal amostrado. O comportamento do espectro do sinal amostrado $X_a(\omega)$ para diferentes valores de taxa de amostragem pode ser observado a partir da Figura 9.

Figura 9. (a) Espectro do sinal de tempo contínuo $x(t)$. Espectros de $x_a(t)$ quando: (b) $F_S = 2F_{m\acute{a}x}$; (c) $F_S < F_{m\acute{a}x}$; (d) $F_S > 2F_{m\acute{a}x}$.



Fonte: Adaptado de DINIZ, SILVA e NETTO (2014).

A Figura 9 indica que quando um sinal é amostrado a uma taxa de amostragem igual ao dobro da sua máxima frequência não há espaçamento entre as componentes do espectro e quando essa taxa for inferior a $F_{m\acute{a}x}$ ocorrerá o fenômeno de *aliasing*, conforme mostrado em (c). No entanto, se o teorema da amostragem for atendido, como mostrado em (d), o espectro se apresentará de forma adequada e o sinal poderá ser reconstruído corretamente.

2.3.1.2 Quantização e Codificação

O processo singular de amostrar um sinal analógico não produz um sinal digital, uma vez que na amostragem o sinal é registrado em intervalos discretos, sendo que tais registros ainda podem assumir qualquer valor em um intervalo contínuo. Em virtude disso, as amostras registradas devem passar por uma operação de quantização, com o intuito de converter completamente o sinal analógico para digital (LATHI e GREEN, 2014).

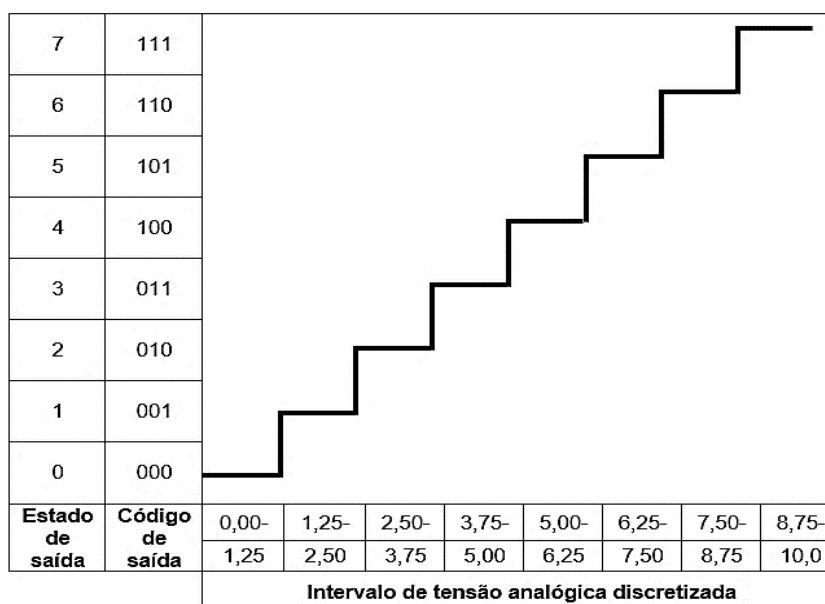
Para Alciatore e Histan (2014) a quantização trata de transformar as amostras da entrada contínua em um conjunto finito de valores da saída discreta, enquanto que a codificação atribui um código digital para cada valor de saída, sendo ambas as técnicas realizadas por um conversor A/D. Diante disso, fica evidente que a quantização tem o papel de discretizar a amplitude do sinal a partir de um número finito de estados de saída, enquanto que a codificação atribuirá um valor binário para cada um desses estados.

A entrada do quantizador compreende uma faixa limitada de um sinal como, por exemplo, tensão ou corrente elétrica, medido normalmente por um transdutor. No que concerne à saída do quantizador, esta consiste em um número finito de níveis de quantização e depende diretamente do número de bits, denotado por B, do conversor A/D. O número de níveis de discretização, L, é definido a partir da Equação (5) e são separados uniformemente em passos de quantização (Δ) (ESQUEF, 2016).

$$L = 2^B \quad (5)$$

Os estados de saída do quantizador geralmente são enumerados de 0 até (L-1), consecutivamente, havendo um código correspondente para cada saída. Um exemplo de quantização das amostras de um sinal analógico, a partir de um conversor A/D de 3 bits, pode ser observado na Figura 10.

Figura 10. Quantização de um sinal com conversor A/D de 3 bits.



Fonte: ALCIATORE e HISTAND (2014).

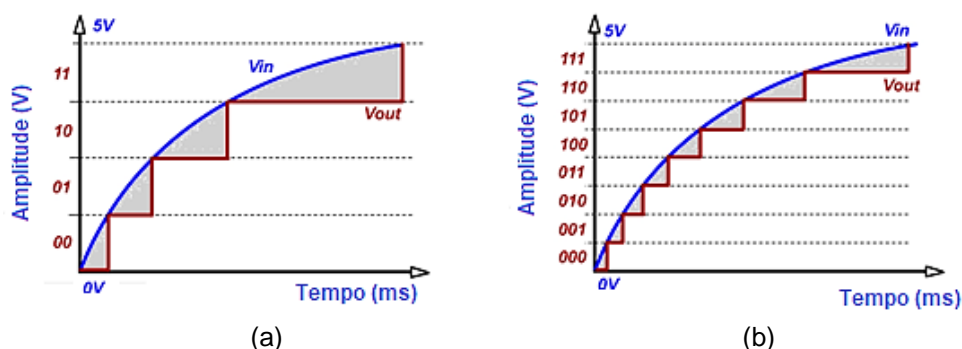
A partir da Figura 10 é possível verificar a presença de 8 níveis de quantização, visto que o valor assumido por B é igual a 3, sendo assim os estados de saída para este caso são dados de 0 até 7 e cada um destes apresenta um valor binário correspondente, como pode ser constatado nas colunas verticais. Os valores distribuídos horizontalmente são chamados de níveis de decisão e são limitados pela faixa de referência da entrada do quantizador que, para a situação da Figura 10, tal entrada se encontra entre 0V e 10V.

De acordo com Oppenheim e Schafer (2013) o comprimento do passo de quantização, Δ , está relacionado com a faixa de tensão de fundo de escala do conversor A/D, denotada por X_m , e com o número de níveis de quantização, conforme a Equação (6).

$$\Delta = \frac{2X_m}{2^{B+1}} = \frac{X_m}{2^B} \quad (6)$$

Segundo Leão, Sampaio e Antunes (2014) a amostra digital estará mais próxima do sinal analógico quanto maior for o número de níveis de discretização, uma vez que o valor do passo de quantização será menor. Tal afirmação pode ser constatada a partir da análise da Figura 11, a qual mostra a quantização realizada com conversores de 2 e 3 bits.

Figura 11. Quantização para conversores A/D de (a) B=2 bits; (b) B=3 bits.



Fonte: PIC (2015).

Na Figura 11 ilustra que a quantização fornece menos erro quanto maior for o número de bits do conversor A/D. Para o conversor A/D de 2 bits, mostrado em (a), existem quatro níveis de quantização entre a faixa de tensão de fundo de escala, enquanto que para o caso em (b), 3 bits irão fornecer oito níveis. Sendo assim, o caso

em (b) resultará em um sinal digitalizado mais próximo do original, o que é mostrado pelas curvas azul e vermelha, as quais representam a entrada e a saída do conversor A/D, respectivamente.

O processo de digitalização de um sinal analógico acarreta em erro, uma vez que constitui de uma aproximação do sinal de acordo com os níveis de discretização. Tal erro é normalmente chamado de erro de quantização, sendo definido como a diferença entre a amostra digitalizada e a amostra verdadeira, localizadas depois e antes do quantizador, respectivamente (OPPENHEIM e SCHAFER, 2013). Nesse contexto, torna-se oportuno indicar que, nos casos ilustrados na Figura 11, este erro corresponde as áreas em cinza entre as curvas de entrada e saída do sinal e enfatiza a discrepância existente entre o sinal original e o digitalizado.

2.3.2 Filtro *Antialiasing*

O filtro *antialiasing* é um filtro analógico Passa Baixas (PB) que precede o conversor A/D, tendo como objetivo evitar o fenômeno de *aliasing* durante a amostragem do sinal. Diante dos problemas causados pela presença de *aliasing* no PDS, torna-se relevante que o sinal de entrada tenha uma banda limitada em frequências inferiores a taxa de amostragem desejada para a discretização do sinal analógico, sendo isso possível a partir do uso de um filtro PB (OPPENHEIM e SCHAFER, 2013).

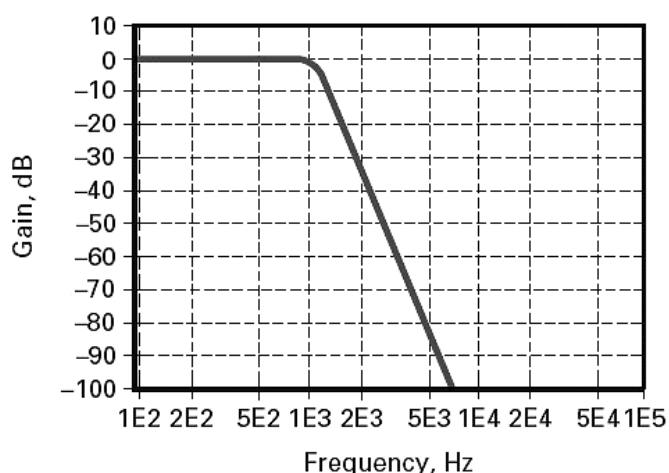
Para a correta filtragem do sinal de tempo contínuo na entrada do conversor A/D, deve-se considerar no projeto do filtro uma frequência de corte igual ou inferior a frequência de dobramento, a fim de suprimir as componentes de frequência acima da metade da frequência de amostragem (LATHI e GREEN, 2014). Tal técnica é importante, visto que frequências além da taxa de Nyquist não irão reaparecer para corromper os componentes que estão abaixo desta, evitando efeitos causados pela subamostragem.

Segundo Lathi e Green (2014) existem várias famílias de filtros ativos que podem ser utilizados como um filtro *antialiasing*, tais como os filtros *Butterworth*, *Chebyshev* e *Bessel*. Alguns conceitos importantes sobre tais filtros práticos, bem como o comportamento da banda de passagem destes, serão abordados nas seções seguintes.

2.3.2.1 Filtro Passa Baixa com Resposta Butterworth

A aproximação *Butterworth* apresenta atenuação nula na maior parte da banda de passagem, isto é, sem nenhuma ondulação, e decresce gradualmente a partir da frequência de borda da banda passante. O nivelamento da banda de passagem está relacionado com a ordem do filtro (n), uma vez que acima da frequência de corte a resposta apresenta uma tendência de decaimento a uma taxa em torno de $20n$ dB/década ou, equivalentemente, $6n$ dB/oitava (MALVINO e BATES, 2015). Diante disso, pode-se afirmar que a banda de passagem será mais plana e próxima da resposta ideal, quanto maior for a ordem do filtro. A Figura 12 ilustra a resposta para filtros PB com aproximação *Butterworth*.

Figura 12. Resposta típica para filtros PB *Butterworth*.



Fonte: MALVINO e BATES (2015).

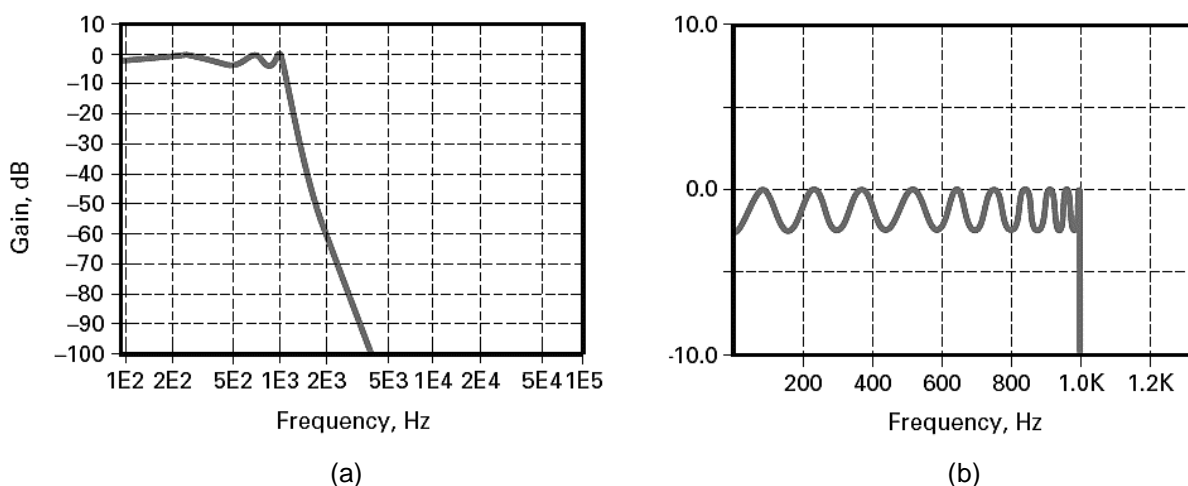
A partir da Figura 12, pode-se verificar o comportamento plano da banda de passagem, bem como o decaimento a partir da frequência de corte que, para esta e algumas aproximações de filtros, ocorre abaixo de 3dB, uma vez que este valor corresponde a frequência em que o sinal apresenta metade da potência máxima, ou seja, $-3\text{dB} = 10\log_{10}(0,5)$.

Ainda de acordo com Malvino e Bates (2015), filtros PB com resposta *Butterworth* apresenta como vantagem a presença de uma resposta plana na banda de passagem, no entanto, são caracterizados por um decaimento relativamente lento, sendo isto sua principal desvantagem em comparação com outras aproximações.

2.3.2.2 Filtro Passa Baixa com Resposta Chebyshev

Os filtros PB *Chebyshev* são caracterizados pela exibição de ondulações com um mesmo valor de pico a pico, comumente denominadas de equi-ondulações, na faixa de passagem, assim como pela redução monotonicamente decrescente que ocorre na banda de bloqueio (SEDRA e SMITH, 2014). Este tipo de aproximação é indicado para aplicações que não se requer um comportamento plano na banda de passagem e um decaimento rápido na banda de transição. O comportamento das ondulações na banda de passagem depende da ordem do filtro PB *Chebyshev*, sendo que o número de *ripples* será dado pela metade de n (MALVINO e BATES, 2015). A resposta para um filtro PB *Chebyshev* pode ser observada a partir da Figura 13.

Figura 13. Filtro PB *Chebyshev*: (a) resposta típica; (b) ampliação dos da banda passante.



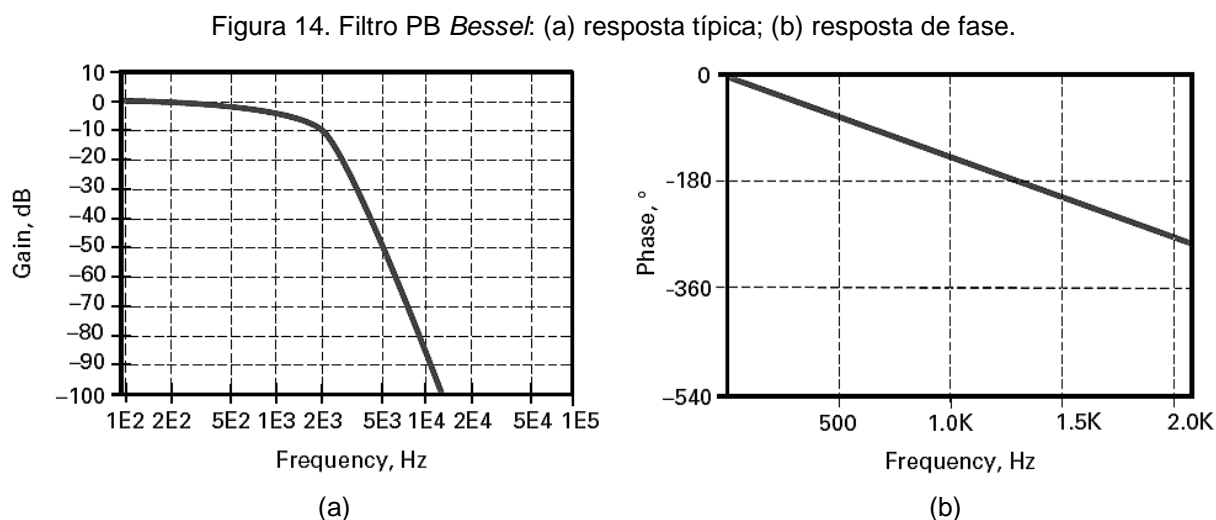
Fonte: MALVINO e BATES (2015).

Pela análise da Figura 13, pode-se constatar que tal aproximação de filtro PB exibe ondulações constantes na faixa de passagem e decresce de forma monotônica após a frequência de corte, além disso, a partir de (b) é possível observar a presença de 10 ondulações com o mesmo valor de pico a pico na banda passante, o que significa que a Figura 13 ilustra o caso de um filtro PB *Chebyshev* de ordem 20.

2.3.2.3 Filtro Passa Baixa com Resposta Bessel

A aproximação *Bessel* se assemelha a aproximação *Butterworth*, visto que exibe uma banda de passagem plana e uma banda de corte monotônica, no entanto, para uma mesma ordem, os filtros *Bessel* não superam os *Butterworth* em relação a

tais características. Por outro lado, a resposta *Bessel* apresenta uma característica que as outras aproximações citadas anteriormente não exibem, a qual se refere a sua resposta de fase linear em relação a frequência, sendo que isto implica em um atraso de tempo constante, fato este que faz com o filtro *Bessel* seja chamado de filtro de atraso maximamente plano (MALVINO e BATES, 2015). O comportamento da resposta *Bessel* pode ser visualizado na Figura 14.



Fonte: MALVINO e BATES (2015).

A partir da Figura 14 é possível perceber a similaridade entre as respostas *Bessel* e *Butterworth* em relação ao *roll off* monotônico e a banda passante plana, sendo que esta não é tão plana quanto no caso mostrado na Figura 12, para um filtro PB *Butterworth*. Além disso, em (b) fica evidente a linearidade da resposta de fase, em que para cada frequência há um valor de fase variando linearmente.

De acordo com Carter (2013) apesar do ótimo comportamentos do filtro *Bessel* em relação à resposta de fase, o mesmo não apresenta uma banda de passagem tão plana quanto o filtro *Butterworth*, assim como o decaimento da transição da banda de bloqueio não exibe a mesma nitidez que é vista em um filtro *Chebyshev*. Porém, segundo Malvino e Bates (2015), uma grande vantagem do filtro PB *Bessel* é que eles produzem baixa distorção em sinais não senoidais, isto é, os filtros *Bessel* apresentam a melhor resposta ao degrau quando comparados com outros tipos de filtros.

2.3.3 A Transformada Discreta de Fourier

Para a análise dos dados digitalizados é necessário a utilização de representações matemáticas adequadas para o processamento digital de sinais, sendo a Transformada Discreta de Fourier (TDF) uma destas. A TDF apresenta grande importância em implementações de algoritmos aplicados em sistemas de PDS, sendo uma ferramenta numérica aplicada em sequências de duração finita (OPPENHEIM e SCHAFER, 2013).

O desenvolvimento de uma forma rápida de calcular a TDF foi um marco importante para os modernos sistemas de processamento digital, isto foi possível a partir da Transformada Rápida de Fourier (TRF) ou, do inglês, *FFT*. Esta implementação utiliza artifícios que permitem uma significativa redução no tempo de processamento computacional (LATHI e GREEN, 2014). Sendo assim, pode-se afirmar que a FFT é uma ferramenta eficiente que reduz o número de cálculos ao se usar a TDF para operações complexas, resultando em um curto tempo de computação.

De acordo com Lathi e Green (2014) o cálculo da TDF são requeridos N^2 operações de multiplicação e $N(N-1)$ adições complexas, no entanto, com o uso do algoritmo da FFT é possível reduzir esse número de operações para $N\log_2(N)$, fato este que reduz significativamente o tempo de processamento, principalmente para grandes valores de N , sem que seja feita qualquer aproximação. Portanto, haverá uma proporção de redução na ordem de $N^2:N\log_2(N)$ operações, o que revela uma enorme economia computacional a medida que o valor de N cresce.

CAPÍTULO 3: MATERIAIS E MÉTODOS

As considerações e especificações da metodologia de medição projetada, bem como uma visão geral do trabalho e a explanação de cada etapa realizada na construção e implementação do protótipo serão tratadas neste capítulo, com o intuito de esclarecer a arquitetura do hardware e software empregados na metodologia de medição desenvolvida neste trabalho.

3.1 CONSIDERAÇÕES E ESPECIFICAÇÕES DA METODOLOGIA DE MEDIÇÃO PROPOSTA

Este trabalho é voltado para a medição de distorções harmônicas geradas por cargas não lineares utilizadas por consumidores ligados em baixa tensão no sistema de distribuição de energia elétrica. Diante disso, optou-se por estudar apenas os efeitos das correntes harmônicas, as quais são causadas diretamente pelos equipamentos frequentemente encontrados nas instalações dos consumidores. Além disso, o protótipo construído é monofásico, com alimentação de 127V/60Hz.

É oportuno salientar que neste trabalho foram tomados como referência alguns parâmetros de medição estabelecidos pela NBR IEC 61000-4-30:2011, a qual consiste na tradução da norma internacional IEC já citada anteriormente e que foi adotada pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), e as condicionantes de instrumentação, bem como os requisitos mínimos definidos a partir do módulo 8 do PRODIST. Sendo assim, foi esperado que o instrumento de medição implementado atendesse as seguintes condições:

- Obtenção das medições por meio da amostragem digital;
- O espectro harmônico mínimo a ser considerado nos cálculos da distorção harmônica deve compreender a componente fundamental e os harmônicos até a 40ª ordem, conforme estabelecido pelo PRODIST;
- A incerteza de medição não deve exceder $\pm 2,0\%$ do padrão de referência utilizado.

O intervalo de tempo de medição utilizado foi de um ciclo, visto que a pretensão deste trabalho foi desenvolver uma metodologia de medição de distorções harmônicas de corrente com o uso de equipamentos de baixo custo e com implementação simplificada, podendo ser reproduzida a partir de conceitos básicos de PDS,

instrumentação e eletrônica. Sendo assim, não foram levadas em consideração os métodos de agregação de medições por intervalos de tempo, definidos pela IEC 61000-4-7.

No que diz respeito a frequência de amostragem, com o intuito de atender ao teorema da amostragem o valor de F_s foi determinado a partir da Equação (4), sendo que a frequência da componente harmônica de 40ª ordem foi definida como $F_{m\acute{a}x}$, tendo valor de 2,4kHz. Dessa forma, a frequência de amostragem teve que ser superior ao dobro da frequência máxima, ou seja, F_s foi maior do que 4,8kHz.

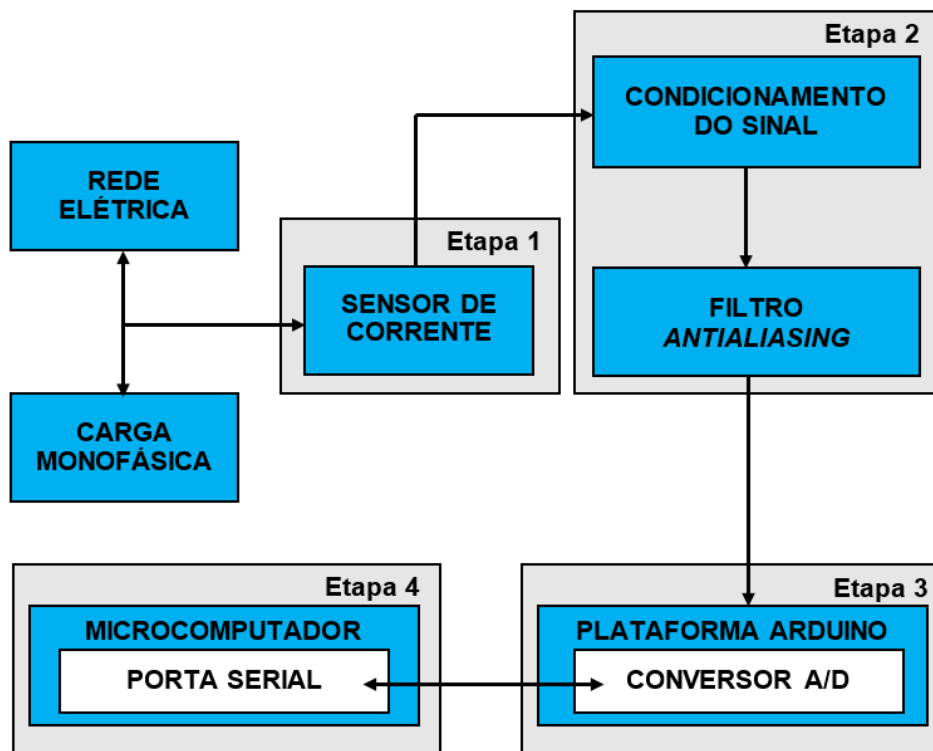
Sendo assim, foi escolhida uma frequência de amostragem de 7,68kHz, a fim de que, além de atender ao teorema da amostragem, o número de amostras, denotado por N, a cada ciclo da rede elétrica fosse igual a um número inteiro que fosse potência de 2, uma vez que N é dado pela razão entre o período do sinal da rede elétrica (T_w) e o período de amostragem (T_s). Isto pode ser facilmente verificado pelo uso da Equação (7).

$$N = \frac{T_w}{T_s} = \frac{1,667ms}{0,130ms} = 2^7 = 128 \text{ amostras/ciclo} \quad (7)$$

3.2 VISÃO GERAL DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO

O protótipo construído consistiu em medir um sinal de corrente de uma determinada carga a partir de um sensor não invasivo adequado, posteriormente o sinal medido é condicionado para níveis compatíveis com o microcontrolador passando por um filtro PB *antialiasing*, sendo este responsável por filtrar frequências indesejáveis, contribuindo para uma amostragem adequada, atendendo ao teorema da amostragem. Após a filtragem o sinal de entrada segue para o conversor A/D, onde será convertido em amostras digitalizadas sendo estas enviadas para a etapa de processamento, a qual é realizada pelo computador com o uso de um algoritmo desenvolvido no *software* MATLAB, e é responsável por calcular e indicar o valor de DHT de corrente medido, exibir o gráfico da corrente em relação ao tempo, bem como o espectro harmônico do sinal. Uma visão geral do protótipo construído pode ser observada a partir do diagrama de blocos da Figura 15.

Figura 15. Diagrama de blocos do protótipo construído.



Fonte: Autoria própria.

Para um melhor entendimento do funcionamento do sistema de medição desenvolvido, o mesmo foi dividido em quatro etapas. A primeira etapa é responsável pela medição do sinal analógico de corrente relacionado a carga ligada a rede elétrica, sendo constituída por um sensor de corrente não invasivo seguido de um resistor de carga que possibilita a conversão das medidas de corrente em medidas de tensões proporcionais. A segunda etapa é constituída pelo condicionamento do sinal de corrente, após ser convertido para níveis de tensão, e filtragem *antialiasing* para que o sinal medido seja limitado a uma banda de frequência que respeite o teorema da amostragem, assim como apresente níveis compatíveis com a faixa de tensão aceitável pelo conversor A/D, o qual compõe a terceira etapa do sistema, onde ocorre a conversão analógico para digital dos dados de tensão obtidos. Os dados de corrente convertidos em tensão, digitalizados na etapa 3, são enviados via cabo USB para o software MATLAB onde ocorre o processamento e visualização dos valores de DHT, bem como a plotagem de gráficos da corrente em função do tempo e do espectro harmônico de corrente do sinal de entrada.

3.3 SENSOR DE CORRENTE

O sensor escolhido para a medição de corrente foi o Transformador de Corrente (TC) SCT-013-000, ilustrado na Figura 16, da marca YHDC, com uma faixa de leitura de 0 a 100A RMS. Este sensor é utilizado para a medição de corrente alternada, sendo composto por um enrolamento primário, um núcleo magnético de ferrita e um enrolamento secundário no qual flui uma corrente baixa, na ordem de miliampères, proporcional a corrente medida no primário. Além disso, tal sensor apresenta a característica de ser não invasivo, ou seja, não é preciso interromper o circuito para a sua instalação.

De acordo com o fabricante o SCT-013-000 apresenta temperatura de trabalho variando de -25°C a 70°C, variação de linearidade em torno de $\pm 3\%$ em relação a corrente nominal de entrada, pode ser inserido em cabos com diâmetro de até 13 mm, tem um secundário com 2000 espiras e uma razão de transformação de 100:0,05, tendo como saída um sinal de corrente dentro de uma faixa de variação de 0 a 50mA.

Figura 16. Sensor de corrente SCT-013-000.



Fonte: THOMSEN (2015).

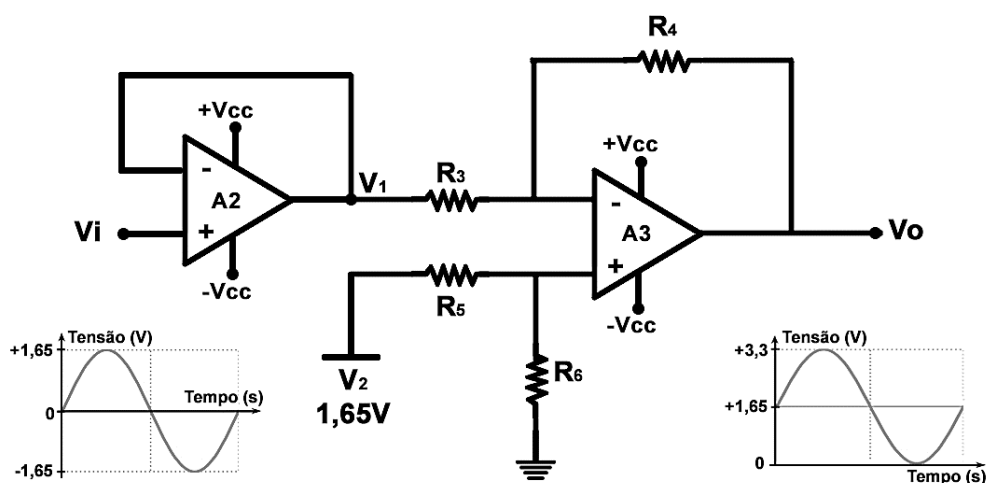
Como a saída do TC é dada em corrente, foi utilizado um resistor de carga para fornecer uma saída de tensão proporcional ao sinal de corrente medido, visto que a plataforma utilizada para a aquisição de dados lê níveis de tensão e não de corrente. Objetivando situar o sinal de corrente dentro da faixa de operação de tensão do conversor A/D, possibilitando a melhor resolução das medidas efetuadas, o valor do resistor de carga foi obtido pela divisão entre a metade da tensão de referência do conversor A/D (3,3V) pela corrente de pico máxima no primário do TC. É oportuno

salientar que foi considerada uma corrente máxima de 20A RMS para o medidor, com o intuito de aproveitar uma faixa mais ampla de tensão na conversão A/D para cargas com correntes muito baixas e que não seriam medidas com exatidão se fosse aproveitada toda a faixa de leitura do sensor. Levando em conta tal consideração, o valor calculado para o resistor de carga foi de 116Ω . Para se obter um valor próximo a este foram associados em paralelo dois resistores de 220Ω , resultando em 110Ω .

3.4 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DO SINAL

Diante do fato de que a saída do sensor apresenta níveis de tensão positivo e negativo e o conversor A/D utilizado aceita apenas tensões positivas, tornou-se necessário o dimensionamento e implementação de um circuito condicionador de sinal para tornar o sinal medido bipolar em um unipolar. Para isto, foi implementado o circuito ilustrado na Figura 17.

Figura 17. Circuito para o condicionamento do sinal proveniente do sensor de corrente.



Fonte: Autoria própria.

A entrada V_i do circuito da Figura 17 foi ligada ao resistor de carga, enquanto que a saída V_o foi conectada à entrada do filtro *antialiasing*. A primeira parte desse circuito é constituída pelo amplificador A2 na configuração *buffer*, utilizado para a adaptação do sinal proveniente do sensor, possibilitando uma alta impedância de entrada para o restante do circuito, deixando o sinal medido mais estável. A segunda parte, a qual é formada pelo amplificador A3 e os resistores com índices de 3 a 6 na configuração de amplificador subtrator com ganho unitário, em que a tensão V_2 na

entrada não inversora corresponde a um sinal DC proveniente do módulo regulador de tensão LM2596 fabricado por *Texas Instruments*, o qual é um conversor DC-DC de alta eficiência com tensão de saída ajustável na faixa de 1,5V a 35V, tendo como entrada 3,2V a 40V sendo que, de acordo com o *datasheet* do fabricante, a entrada deve ser 1,5V maior que a saída. No projeto desenvolvido, optou-se por utilizar uma alimentação de 9V, proveniente de uma bateria, na entrada do LM2596.

Para o dimensionamento das resistências da segunda parte do circuito de condicionamento de sinais foi utilizada a Equação (8) que corresponde a tensão de saída V_o .

$$V_o = \left(\frac{R_3 + R_4}{R_5 + R_6} \right) \frac{R_6}{R_3} V_2 - \frac{R_4}{R_3} V_1 \quad (8)$$

Considerando a relação da Equação (9), a expressão de V_o foi simplificada, sendo escrita como na Equação (10).

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_5}{R_6} \quad (9)$$

$$V_o = \frac{R_4}{R_3} V_2 - \frac{R_4}{R_3} V_1 \quad (10)$$

Dessa forma, o sinal de saída passou a ser dado pela soma de uma componente contínua, a qual foi denominada V_{DC} , com o sinal de entrada invertido. Devido a faixa de tensão imposta na entrada do conversor A/D ser de 0 a 3,3V, o sinal em V_o teve que ter o valor médio fixo em 1,65V e o máximo em 3,3V, conforme pode ser observado na forma de onda da saída da Figura 17, na qual não são indicados os valores do eixo do tempo por ser destinada apenas para a visualização da variação de amplitude do sinal. Sendo assim, o valor de *offset* foi dado por:

$$V_{DC} = \frac{R_4}{R_3} V_2 = 1,65V \quad (11)$$

Considerando um sinal de entrada V_i senoidal com o valor de pico a pico máximo, isto é, 3,3Vpp e componente contínua nula (Figura 17), para o dimensionamento da relação entre R_4 e R_3 foi considerado que a saída teria seu

valor máximo ($V_{o_{\text{máx}}}$) quando V_1 fosse mínimo ($V_{1_{\text{mín}}}$). Sendo $V_{o_{\text{máx}}} = 3,3V$ e $V_{1_{\text{mín}}} = -1,65V$, tem-se:

$$V_{o_{\text{máx}}} = 1,65 - \frac{R_4}{R_3} V_{1_{\text{mín}}} \quad (12)$$

$$3,3 = 1,65 - \frac{R_4}{R_3} (-1,65) \quad (13)$$

$$\frac{R_4}{R_3} = 1 \quad (14)$$

Como a relação R_4/R_3 apresentou valor unitário, definiu-se que $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 10k\Omega$ e, pela comparação entre a Equação (10) e a Equação (12), $V_2 = 1,65V$. Substituindo estes valores na Equação (11), tem-se:

$$V_o = 1,65 - V_1 \quad (15)$$

Sendo assim, pela Equação (15), foi possível verificar que o sinal de saída teria um valor médio de 1,65V e uma amplitude igual a amplitude do sinal de entrada, portanto seria atendido o requisito da faixa de tensão na entrada do conversor A/D.

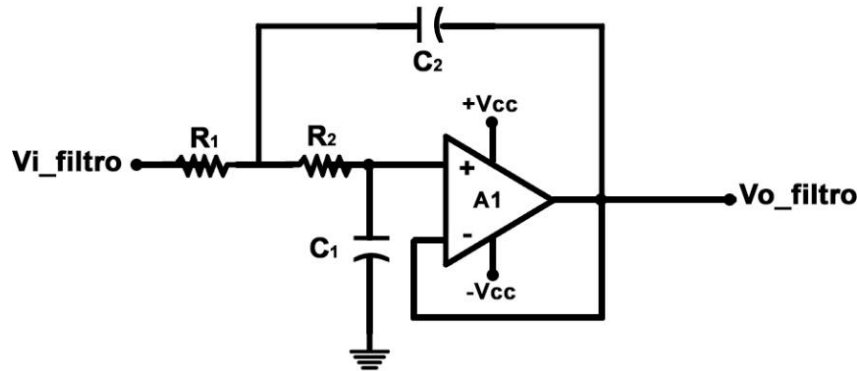
Um capacitor cerâmico de 100nF foi conectado entre a alimentação positiva de A3 e o GND para o desacoplamento do circuito projetado, a fim de reduzir ruídos de alta frequência. O circuito da Figura 17 foi simulado com o uso da ferramenta computacional Proteus ISIS e, posteriormente, o mesmo foi montado para teste em laboratório com base no esquemático em 3D do circuito, gerado no mesmo software da simulação. O teste de bancada consistiu na aplicação de um sinal senoidal do gerador de sinal na entrada do circuito de condicionamento e a análise da saída do condicionamento com o uso de um osciloscópio, a fim de verificar se o circuito estava condicionando o sinal adequadamente. Vale a pena ressaltar que antes de testar o circuito da Figura 17 completo, foram analisados separadamente o comportamento das configurações dos circuitos *buffer* e subtrator.

3.5 FILTRO ANTIALIASING

Para a implementação do filtro *antialiasing* de segunda ordem foi considerado a topologia *Sallen-Key*, conforme ilustrado na Figura 18, e a aproximação *Butterworth*,

devido a sua característica de apresentar a banda de passagem mais plana dentre as respostas e, além disso, ser bastante utilizada em projetos de filtros PB para aplicação em PDS. A função de transferência para tal topologia é dada pela Equação (16).

Figura 18. Circuito do filtro antialiasing com topologia *Sallen-Key*.



Fonte: Própria (2018).

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + s \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (16)$$

Na Figura 18 a entrada V_{i_filtro} e a saída V_{o_filtro} foram conectadas, respectivamente, à saída do circuito de condicionamento e à porta de entrada analógica (A0) do Arduino. Os resistores R_1 e R_2 foram considerados com o mesmo valor de resistência com o intuito de simplificar os cálculos, e os capacitores utilizados, C_1 e C_2 , são de material cerâmico e foram dimensionados a partir do valor de resistência escolhido para os resistores. A alimentação do amplificador A1, $-V_{cc}$ e $+V_{cc}$, foi feita por duas pilhas de 9V ligadas de tal forma que se comportassem como uma fonte simétrica de tensão, esta mesma fonte simétrica foi utilizada para alimentar os amplificadores do circuito de condicionamento de sinal. Além disso, utilizou-se dois capacitores cerâmicos de 100nF para o desacoplamento do circuito, estando estes ligados entre cada uma das alimentações de A1 e o GND.

Segundo Svoboda e Dorf (2013) o circuito de um filtro PB de segunda ordem se caracteriza pela função de transferência mostrada pela Equação (17), a qual depende do ganho, que é unitário para o circuito considerado, e do fator de qualidade (Q).

$$H(s) = \frac{K\omega_o^2}{s^2 + s\frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (17)$$

A partir da associação entre a função de transferência da topologia *Sallen-Key* (Equação (16)) e a função de transferência de um filtro PB de segunda ordem (Equação (17)), foi determinada uma expressão para a frequência de polo (f_p) do filtro, da seguinte maneira:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (18)$$

$$\omega_o = 2\pi f_p = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (19)$$

Considerando $R_1 = R_2 = R$ na Equação (19), a frequência de polo foi obtida por:

$$f_p = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} \quad (20)$$

A partir do termo de segundo grau do denominador da Equação (17), foi possível encontrar a equação para o fator de qualidade do filtro da seguinte maneira:

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C_2} \quad (21)$$

$$Q = \frac{C_2}{2\sqrt{C_1 C_2}} \quad (22)$$

Sendo assim, de acordo com Malvino e Bates (2015), utilizou-se para o projeto do filtro *antialiasing* a relação entre a frequência de corte e a frequência de polo, dada pela Equação (23).

$$f_c = K_c f_p = \frac{K_c}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} \quad (23)$$

Segundo Malvino e Bates (2015) uma resposta *Butterworth* apresenta um fator de qualidade igual a 0,707 e um ganho unitário na frequência de corte, ou seja, $K_c=1$.

Considerando que a frequência de corte escolhida para o projeto do filtro foi a metade da taxa de *Nyquist*, conforme recomendado na seção 2.3.2, esta foi de 3,84kHz. A partir da definição de que os resistores teriam valor de 4,4kΩ, foram determinados os valores dos capacitores a partir da Equação (23), do seguinte modo:

$$C_1 C_2 = \left(\frac{K_c}{2\pi R f_c} \right)^2 = \left(\frac{1}{2\pi \times 4400 \times 3840} \right)^2 = 8,873 \times 10^{-17} \text{ F} \quad (24)$$

Foi definido o valor de capacitância para um dos capacitores, sendo então a capacitância C_1 igual a 6,8nF e o valor de C_2 foi obtido pela Equação (24), o que resultou em $C_2 = 13\text{nF}$. Para se obter uma capacitância próxima a esta foram associados um capacitor de 10nF e três de 1nF em paralelo, obtendo-se assim 13nF. No caso das resistências de 4,4kΩ, tal valor foi obtido pela ligação em série de dois resistores de 2,2kΩ.

O amplificador operacional utilizado para a filtragem *antialiasing*, bem como para o circuito de condicionamento foi o TL071CP da *Texas Instruments* que apresenta as especificações listadas na Tabela 2, para uma temperatura de 25°C.

Tabela 2. Especificações do TL071CP a 25°C.

Parâmetro	Valor
<i>Slew Rate</i> (SR)	13V/μs
<i>Bandwidth</i> (BW)	3MHz
<i>Input Common Mode Voltage</i> (V_{CMR})	-12 a 15V
<i>Input Current Bias</i> (I_B)	65 a 200nA
<i>Common-Mode Rejection Ratio</i> (CMMR)	100dB

Fonte: TEXAS INSTRUMENTS (2017).

Assim como foi realizado para o circuito condicionador de sinal, foi feita a simulação e o esquemático em 3D da placa do circuito de filtragem no *software* Proteus ISIS e, posteriormente, o filtro foi testado em laboratório, a fim de analisar se a resposta do mesmo estava conforme o esperado. O teste do circuito de filtragem foi feito com a aplicação de um sinal senoidal de 60Hz na entrada do filtro, com o uso de um gerador de função, e o comportamento da saída em relação a entrada foi

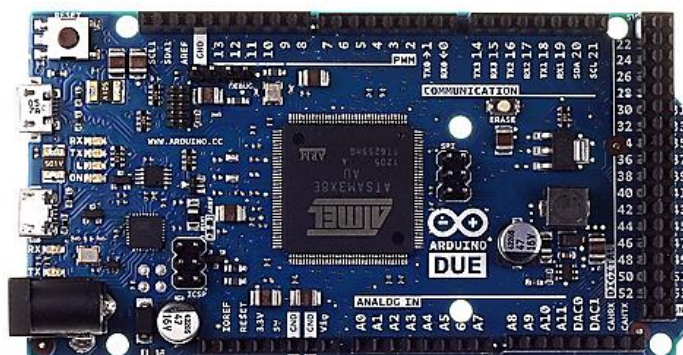
monitorado a partir de um osciloscópio a medida em que era aumentada a frequência da onda no gerador até frequências acima da frequência de corte. Dessa forma, foi possível verificar se o filtro foi bem projetado e se a atenuação estava coerente com as características da resposta *Butterworth* e a frequência de corte escolhida no projeto.

Além disso, foram feitos testes com o intuito de analisar a relação sinal/ruído para a aquisição com e sem o uso do filtro *antialiasing*, utilizando como referência duas cargas distintas, uma lâmpada fluorescente compacta com potência de 20W que apresenta corrente na faixa de miliampères e um microondas com potência de 1350W que tem um nível de corrente mais próximo da faixa máxima de medição do medidor. Para isso foram realizadas aquisições separadas, uma com o uso do filtro e outra sem filtragem, e os dados correspondentes a cada uma delas foram usados para plotar o sinal adquirido após a conversão A/D para ambas as situações, com o intuito de avaliar o efeito da aquisição se não fosse utilizada a placa de filtragem, bem como gráficos para os dois casos relacionando o SNR do sinal, em dB, com a frequência, em kHz, a partir de funções pré-definidas no *Signal Processing Toolbox* presente no ambiente MATLAB.

3.6 PLATAFORMA ARDUINO DUE

As etapas de amostragem, quantização e codificação do sinal de corrente convertido para tensão proveniente da saída do filtro *antialiasing* foram realizadas com o uso do conversor A/D do microcontrolador Arduino Due (Figura 19). Esta placa foi escolhida para o protótipo desenvolvido devido ao seu baixo custo, facilidade de acesso e a possibilidade de fácil comunicação com o software MATLAB através da instalação do pacote Arduino disponível para este *software*. Além disso, diferente das placas mais comuns da Arduino como Uno e Mega2560, esta placa apresenta um processador de 32bits baseado no microcontrolador Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3, o que forneceu maior agilidade no processamento de dados. A Tabela 3 ilustra algumas especificações técnicas do Arduino Due.

Figura 19. Arduino Due.



Fonte: LIMA (2014).

Tabela 3. Especificações técnicas da placa Arduino Due.

Parâmetro	Valor
Microcontrolador	AT91SAM3X8E
Tensão operacional	3,3V
Número de pinos de entrada analógica	12
Número de bits do conversor A/D	12bits
Clock	84Mhz
Memória FLASH	512kB
Memória SRAM	96kB

Fonte: LIMA (2014).

3.6.1 Algoritmo para Aquisição de Dados

O algoritmo para a aquisição dos dados de corrente medidos pelo sensor, bem como a conversão analógico-digital e envio das amostras adquiridas, convertidas para tensão pelo resistor de carga, para o computador foi implementado em linguagem C com o uso da IDE do Arduino 1.8.5, sendo este *software* disponibilizado gratuitamente pelo desenvolvedor da plataforma. É oportuno salientar que o processamento e cálculos a partir das amostras do sinal de corrente medido não foi embarcado no Arduino devido às limitações de memória do microcontrolador da placa.

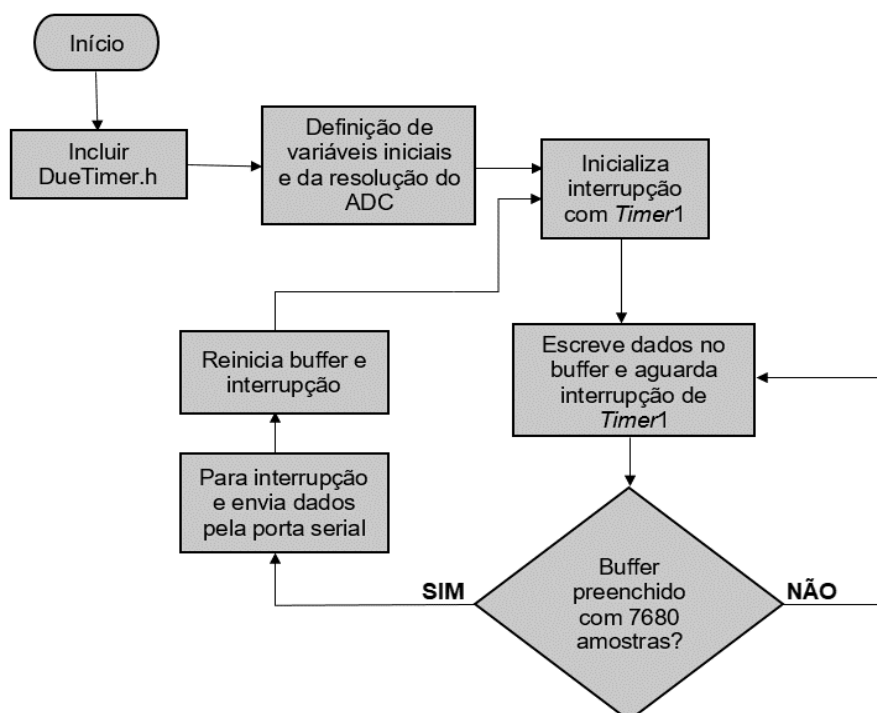
Para a amostragem do sinal de corrente convertido em tensão na entrada analógica da placa Arduino foi necessário o uso de interrupções no algoritmo desenvolvido, sendo assim, recorreu-se a uma biblioteca específica já pronta para isto, denominada “*DueTimer.h*”, além disso foi preciso definir no escopo do código

algumas variáveis iniciais como o pino de entrada analógica utilizado, a frequência de amostragem, período de amostragem e a resolução do conversor A/D, uma vez que este pode trabalhar em resoluções diferentes no Arduino Due, para o protótipo desenvolvido foi escolhida a máxima resolução (12bits).

Com uma conversão de 12bits, a partir da Equação (5), obteve-se 4096 níveis de quantização, sendo assim, os estados de saída do quantizador poderiam variar de 0 a 4095 dentro da faixa de tensão de referência do conversor A/D, isto é, entre 0 e 3,3V. O comprimento do passo de quantização do protótipo desenvolvido foi calculado a partir da Equação (6), sendo de 0,806mV/código.

De forma resumida o algoritmo para a aquisição de dados, consistiu em receber os dados do sinal analógico vindo da saída do filtro PB, conectada ao pino A0 do Arduino, dando início ao processo de interrupção pelo temporizador “*Timer1*” com o registro das amostras captadas pelo sensor em um vetor de dados. Quando o *buffer* é preenchido com as 7680 amostras, a interrupção é interrompida e os dados são enviados via USB, a uma taxa de 115200bps, para o MATLAB, a partir da comunicação serial entre este *software* e a placa Arduino. Após finalizado o envio das amostras, o vetor e a interrupção são reiniciados para um novo ciclo de registros. Tais sequências estão ilustradas no fluxograma da Figura 20.

Figura 20. Fluxograma para o algoritmo do Arduino.



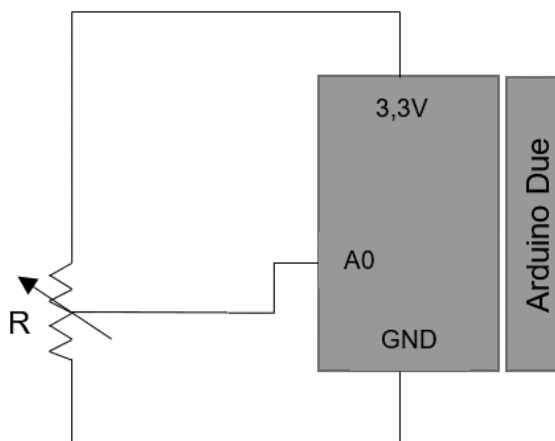
Fonte: Autoria própria.

3.6.2 Calibração do Conversor Analógico-Digital

A calibração do conversor A/D do Arduino foi necessária para a obtenção de uma maior precisão das medidas de corrente, uma vez que o conversor A/D apresenta diversos erros, sendo os erros de *offset* e ganho os que mais influenciam nas medições. Sendo assim, para corrigir os erros de *offset* e ganho foi utilizada a técnica de calibração apresentada por Erickson (2013), que consistiu em realizar medições de tensões com incrementos de 0,1V, entre 0 e 3,3V, na entrada analógica do Arduino e montar uma tabela com os valores registrados e os esperados para cada tensão aplicada, com o uso do *software* Microsoft Excel.

O circuito para a calibração do ADC foi simples, sendo utilizado apenas um potenciômetro linear (R) de 10k Ω com seu pino central conectado ao pino A0 da placa Arduino e um dos pinos extremos ligado ao GND e o outro ao pino de 3,3V, conforme pode ser observado na Figura 21. Dessa forma, as tensões aplicadas na entrada analógica A0 foram determinadas pela variação do potenciômetro, sendo os valores de tensões esperados observados com o uso de um multímetro com precisão maior que a do conversor A/D do Arduino.

Figura 21. Circuito para calibração do ADC do Arduino.



Fonte: Autoria própria.

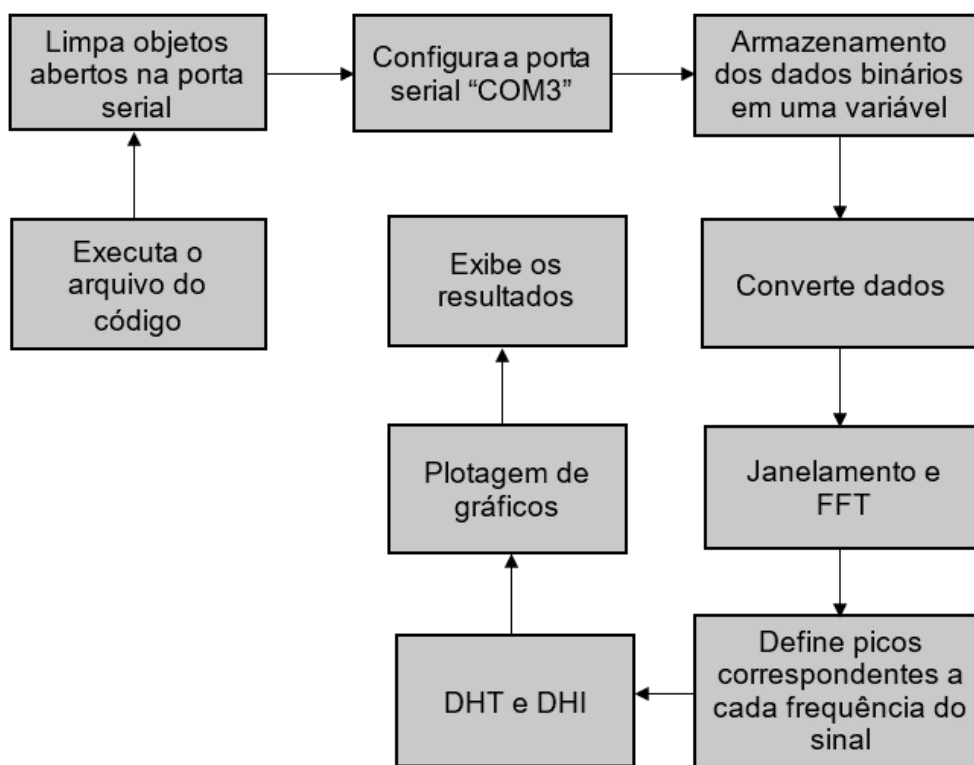
A partir das medidas adquiridas foi plotado um gráfico das tensões medidas *versus* as tensões esperadas e traçada uma linha de tendência em relação aos pontos do gráfico com o intuito de se obter uma equação da forma $y = Gx + O$, na qual G representa o erro de ganho e o termo independente o erro de *offset* do conversor A/D que idealmente deveriam ser iguais a um e zero, respectivamente. Dessa forma, a

correção das medições foi efetuada adicionando o erro de *offset* à medida lida pelo ADC e multiplicando tal soma pelo erro de ganho.

3.7 ALGORITMO MATLAB

O processamento do sinal proveniente da saída do filtro *antialiasing*, isto é, toda a operação matemática e plotagem de gráficos a partir dos dados codificados adquiridos e transmitidos pelo algoritmo do Arduino, foi realizada a partir da versão de estudante do *software* MATLAB R2015b, fazendo uso do algoritmo desenvolvido com base no diagrama de blocos da Figura 22.

Figura 22. Diagrama de blocos do algoritmo do MATLAB.



Fonte: Autoria própria.

O algoritmo em linguagem MATLAB consistiu inicialmente em localizar e limpar todos os objetos da porta serial e configurá-la adequadamente para ser compatível com a porta USB do Arduino, que no caso do protótipo desenvolvido foi a porta serial denominada “COM3”. Em seguida, os dados binários enviados pelo Arduino são recebidos pelo MATLAB a partir do comando “fopen()”, o qual abre a porta serial, e armazenados em uma variável “a” com o uso do comando “fread()”, sendo “a” uma

string, esta teve que ser convertida para número. Posteriormente os dados binários convertidos para valores decimais e os períodos de amostragem correspondentes a cada um deles são salvos em um arquivo de texto nomeado com data e hora e, logo após, a porta serial é fechada a partir da função “fclose()”.

Uma vez que os dados salvos representaram o valor da tensão de entrada convertida da base 2 para a base 10, a tensão medida será expressa a partir da multiplicação do número decimal obtido pela resolução do conversor A/D (0,806 mV/código). Além disso, esta tensão foi corrigida com o uso dos erros de ganho e de *offset* calculados na etapa de calibração do conversor A/D. Tendo em vista que o sinal analógico sofreu um *offset* de 1,65V antes da entrada no pino A0 do Arduino, foi subtraído esta tensão de *offset* dos valores de tensão corrigida, com o intuito de readequar o sinal entre $\pm 1,65V$ centrado em 0V. Após a adequação do sinal expresso em níveis de tensão, este foi convertido para níveis de corrente referidos ao primário do TC a partir da multiplicação dos valores de tensão corrigidos pelo fator (RT/110), sendo que RT e 110 correspondem, respectivamente, a relação de transformação do TC utilizado e ao valor do resistor de carga. É relevante salientar que tais valores de corrente são de pico, sendo assim, podem ser convertidos para RMS a partir da divisão pelo fator de crista do sinal medido, no entanto o protótipo não foi programado para o cálculo deste parâmetro.

Posteriormente, foi aplicada a função “fft()” para separar cada componente harmônica do sinal de corrente obtido a partir da TRF com janelamento do tipo *Flat-Top*, visto que esse tipo de janela apresentou o melhor resultado em relação aos testes realizados com outros tipos de janelamento. Com a definição dos valores de pico correspondente a cada frequência do sinal foi possível calcular o DHT e o DHI deste, a partir das equações 1 e 2, bem como plotar os gráficos da corrente *versus* tempo e do espectro harmônico. Para a exibição dos resultados foi criada uma interface gráfica no MATLAB.

3.8 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

A partir da escolha do sensor, da plataforma para aquisição e do *software* de processamento, bem como a realização dos projetos dos circuitos de condicionamento e filtragem, o sistema de medição foi montado em uma *protoboard* para que fossem realizados testes com o intuito de verificar o seu funcionamento e,

posteriormente, a montagem final foi feita em placas de circuito impresso. A metodologia aplicada para os testes e a lista de materiais utilizados na construção do protótipo serão tratadas nesta seção.

3.8.1 Testes

No que diz respeito ao sistema de medição desenvolvido, o primeiro teste realizado consistiu em verificar se o sinal de corrente estava sendo amostrado corretamente, para isso diferentes tipos de cargas foram submetidos a testes individuais para a verificação da forma de onda da corrente, para isto foram plotados, a partir do MATLAB, os sinais amostrados a fim de verificar a conformidade do comportamento da forma de onda da corrente em relação à carga considerada. Dessa forma também foi possível testar se a comunicação serial entre a plataforma Arduino e o software MATLAB estava funcionando adequadamente.

Com o intuito de avaliar o funcionamento do sistema de medição implementado foram realizados ensaios de medições de DHT e DHI de corrente para alguns equipamentos eletroeletrônicos com diferentes valores de corrente eficaz utilizando simultaneamente o protótipo e o analisador ION7650, mencionado na seção 2.2.2, para uma posterior comparação entre os indicadores medidos por cada instrumento de medição.

A escolha das cargas que seriam utilizadas para o teste de funcionamento do sistema de medição desenvolvido, baseou-se nos valores de corrente eficaz dos equipamentos, obtidos a partir do medidor ION7650. Sendo assim, os seguintes equipamentos, com diferentes faixas de correntes, foram escolhidos: lâmpada fluorescente compacta de 20W (241mA), computador de 250W (1,173A), televisor LCD de 150W (338,2mA) e microondas de 1350W (10,72A).

Objetivando avaliar o grau de concordância entre medições repetidas, para um mesmo equipamento, foram realizadas dez medições a cada um minuto e meio, tanto com o protótipo quanto com o ION7650, a fim de comparações posteriores. A escolha por este intervalo entre medições decorreu do fato de que o protótipo levou mais que um minuto para calcular o DHT, portanto um intervalo menor seria inviável para a obtenção das amostras de DHT de corrente. Sendo assim, este teste analisou a precisão da metodologia desenvolvida a partir de cálculos estatísticos, tais como erro absoluto entre as medidas efetuadas pelo protótipo e pelo analisador ION7650 e

desvio padrão do grupo de medições efetuadas pelo sistema de medição implementado.

3.8.2 Lista de Materiais

A descrição e quantidade de cada material utilizado na construção do medidor proposto, assim como o custo total para a realização do projeto podem ser observados no Tabela 4.

Tabela 4. Materiais utilizados na montagem do protótipo.

Material	Custo (R\$)	Quantidade	Valor (R\$)
Sensor de corrente não invasivo SCT-013-100	39,90	1	39,90
Conector jack P2 3,5mm	3,30	1	3,30
Amplificador operacional TL071	2,00	3	6,00
Placa Arduino Due R3 - Compatível	46,90	1	46,90
Cabo Micro USB 2.0	9,30	1	9,30
Bateria 9V	16,00	3	48,00
Módulo regulador de tensão LM2596	9,90	1	9,90
Borne de 2 polos	0,70	7	4,90
Placa de C.I 3"x4"	3,00	2	6,00
Clip de bateria 9V	5,35	3	16,05
Soquete torneado 8 pinos	1,00	3	3,00
Resistores	0,15	10	1,50
Capacitores	0,10	7	0,70
Jumpers M/M	0,20	2	0,40
Total			195,85

Fonte: Autoria própria.

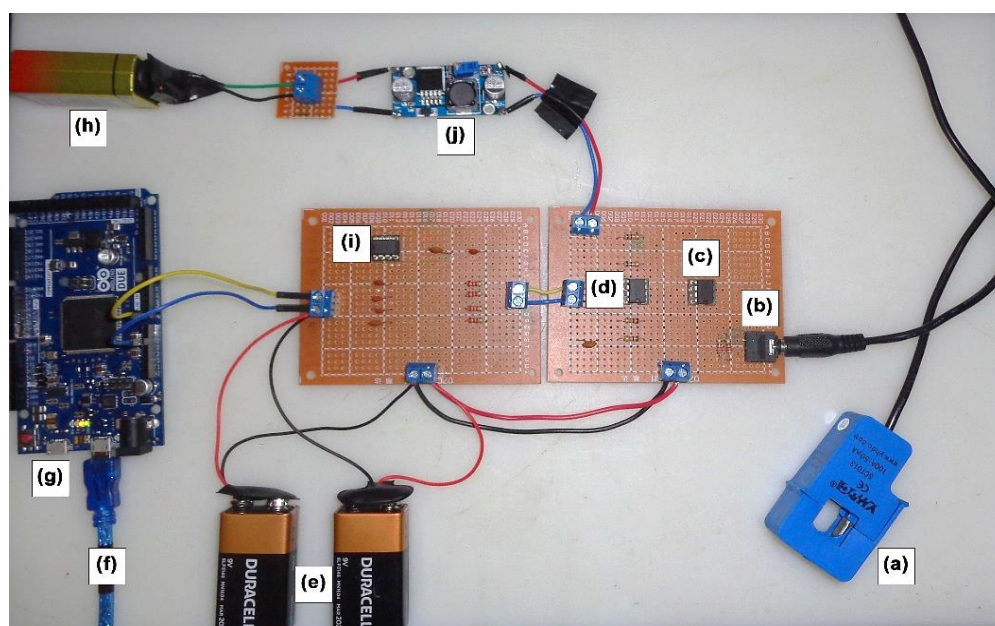
CAPÍTULO 4: RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os resultados obtidos para cada parte projetada e testada na implementação do protótipo para medição de distorções harmônicas serão apresentados e discutidos nesta seção.

4.1 VISÃO GERAL DA MONTAGEM DO PROTÓTIPO

A montagem final do protótipo desenvolvido foi feita de forma organizada com o intuito de ser possível visualizar claramente cada parte do sistema de medição e também para facilitar a conexão da placa Arduino na porta USB do computador, conforme pode ser observado na Figura 23.

Figura 23. Montagem do protótipo construído; (a) sensor de corrente, (b) conector jack, (c) amplificador *buffer*, (d) amplificador subtrator, (e) fonte simétrica, (f) cabo USB, (g) Arduino Due, (h) alimentação do LM2596 e (j) LM2596.



Fonte: Autoria própria.

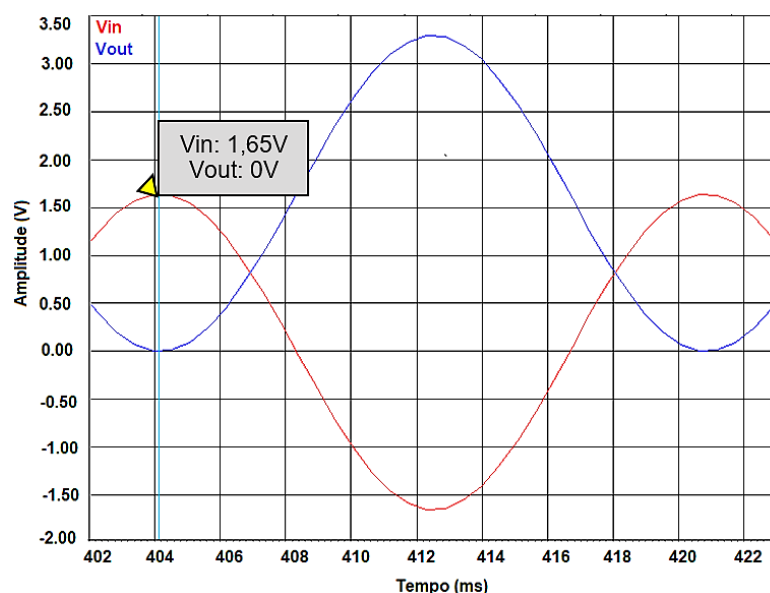
A partir da Figura 23 é possível observar a divisão dos circuitos de condicionamento e filtragem, tendo sido cada um montado em placas de circuito impresso separadas. Na entrada da placa de condicionamento, pode-se observar o sensor de corrente conectado a um conector jack 3,5mm seguido pela associação resistiva referente ao resistor de carga. Os amplificadores (c) e (d) correspondem,

respectivamente, aos circuitos *buffer* e de *offset*. A segunda placa é constituída pelo filtro *antialiasing*, tendo em sua saída um jumper conectado à entrada analógica do Arduino e outro ligando a referência dos dois circuitos montados com o GND da plataforma utilizada, a qual deve ser conectada ao computador por um cabo USB. As duas pilhas em (e) são para a alimentação de todos os amplificadores do sistema de medição, enquanto que a pilha em (h) é a tensão de entrada do LM2596, estando a saída deste módulo conectada a referência de tensão (1,65V) do circuito subtrator.

4.2 CONDICIONAMENTO DE SINAIS

O resultado da simulação do circuito responsável pelo condicionamento do sinal de entrada comprovou o correto projeto do mesmo, uma vez que para um sinal alternado senoidal com 3,3Vpp aplicado na entrada deste circuito se obteve uma saída senoidal sem ganho de amplitude e entre 0V e 3,3V, tendo como valor médio 1,65V. O resultado gráfico da simulação do circuito da Figura 17 pode ser observado na Figura 24.

Figura 24. Resultado gráfico da simulação do circuito de condicionamento do sinal.

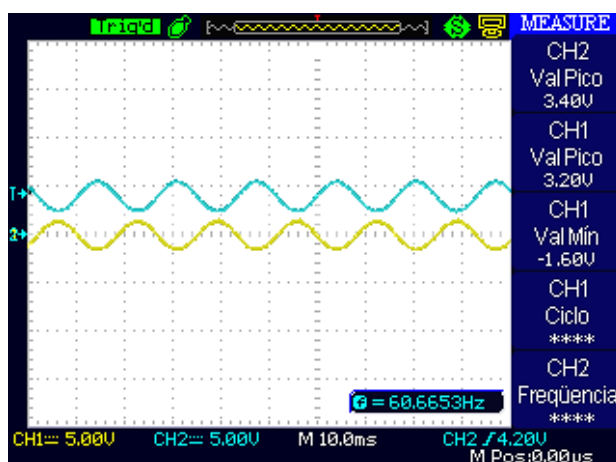


Fonte: Autoria própria.

Pela Figura 24 é possível constatar que o sinal de entrada, em vermelho, está centrado no zero com amplitude de pico igual 1,65V, enquanto que o sinal azul, que representa a saída do condicionamento, apresentou seus picos mínimo e máximo,

respectivamente, em 0V e 3,3V. Além disso, como era esperado, o sinal na saída exibiu uma inversão de fase em relação ao sinal de entrada devido ao fato de que o circuito subtrator utilizado para o *offset* do sinal apresentava uma configuração inversora. O resultado do teste prático deste mesmo circuito pode ser observado na captura de tela do osciloscópio ilustrada na Figura 25, sendo os canais CH1 e CH2, respectivamente, relativos a entrada e a saída do circuito testado. Dessa forma, foi possível confirmar o correto funcionamento do circuito de condicionamento implementado.

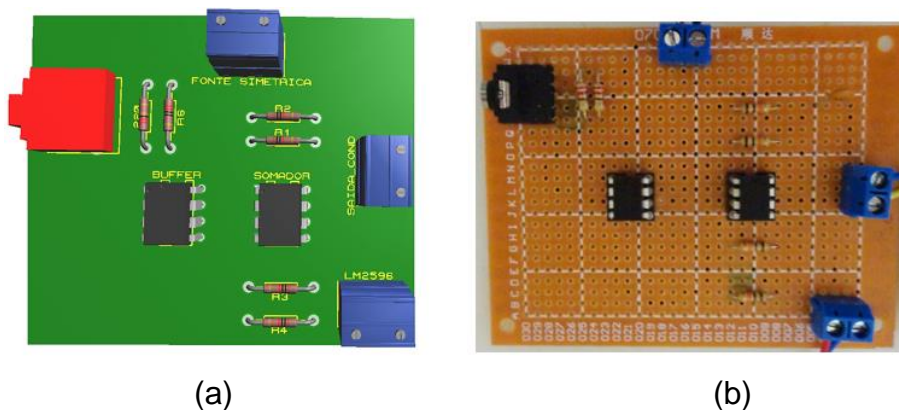
Figura 25. Entrada e saída do circuito de condicionamento de sinais.



Fonte: Autoria própria.

A partir da Figura 26 pode ser visualizado o esquemático em 3D da placa de circuito impresso do circuito responsável pelo condicionamento do sinal, assim como o resultado final da montagem do mesmo.

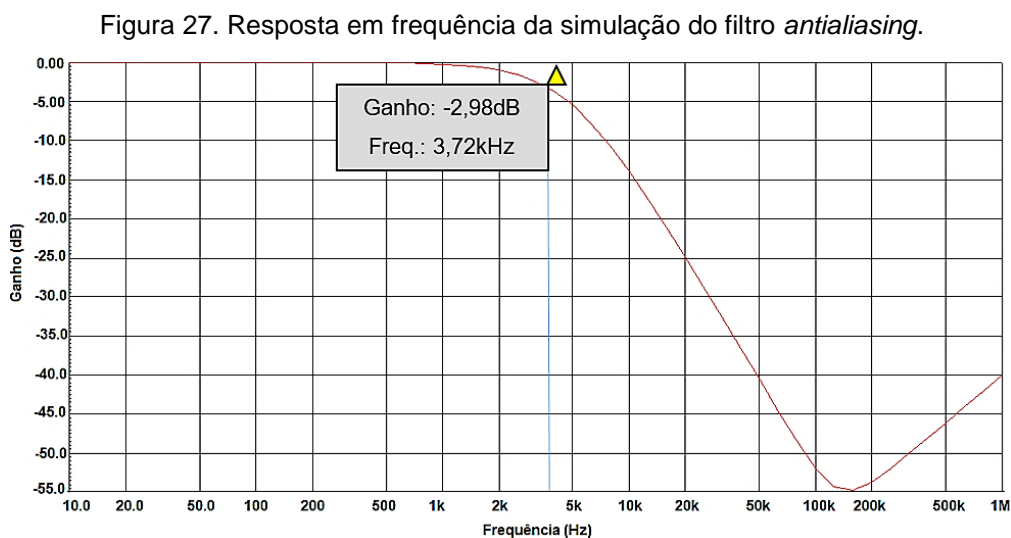
Figura 26. Placa do circuito de condicionamento do sinal de entrada: (a) Esquema em 3D e (b) montagem final.



Fonte: Autoria própria.

4.3 FILTRO *ANTI*ALIASING

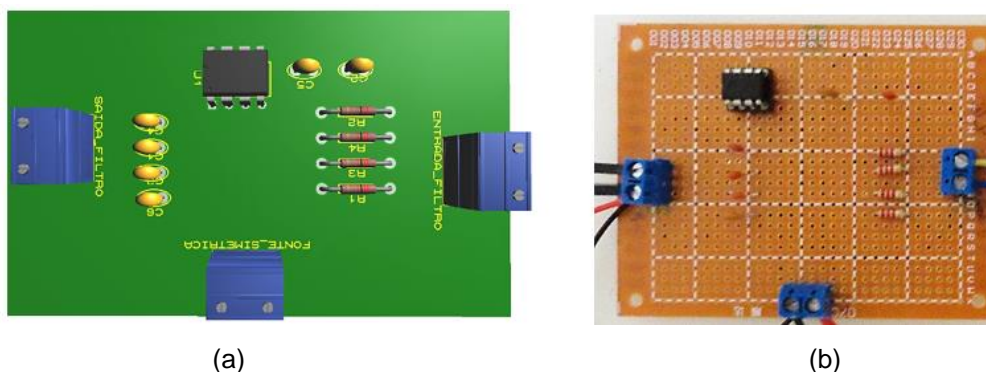
A resposta em frequência obtida na simulação correspondente ao projeto do filtro *antialiasing* está ilustrada na Figura 27, pela qual é possível verificar uma banda de passagem plana, o que caracteriza uma resposta *Butterworth*, e a atenuação ocorrendo em aproximadamente -3dB correspondente a uma frequência de 3,72kHz, que é um valor bem próximo da frequência de corte considerada no projeto do circuito, portanto, a simulação mostrou o correto funcionamento do filtro PB. Tais resultados simulados foram comprovados com os resultados do teste em laboratório, o qual confirmou a atenuação das frequências além da frequência de corte do circuito, sendo que na prática foi observada uma atenuação significativa do sinal em uma frequência menor em relação ao resultado da simulação, na faixa de 2,83kHz, tal diferença pode ser explicada pelos erros e tolerâncias presentes nos componentes utilizados na montagem do circuito, no entanto os resultados foram aceitáveis uma vez que o ideal era obter uma frequência de corte igual ou inferior a metade do valor da frequência de amostragem.



Fonte: Autoria própria.

Ao final da montagem o circuito do filtro PB projetado ficou conforme pode ser observado na Figura 28, tendo sido tomado como referência para montagem o esquema em 3D ilustrado em (a).

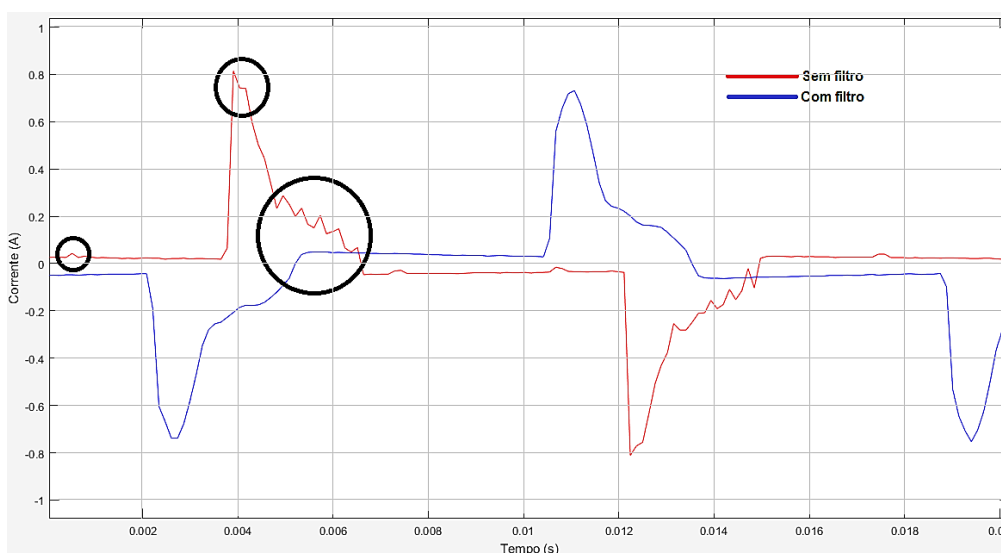
Figura 28. Placa do filtro *antialiasing*: (a) Esquema em 3D e (b) montagem final.



Fonte: Autoria própria.

Os gráficos com os resultados da comparação entre as aquisições com e sem filtro, levando em consideração o efeito da filtragem na forma de onda do sinal amostrado, para cargas com baixa corrente (na faixa de 241mA RMS) e alta (na faixa de 11A RMS), estão ilustrados na Figura 29 e Figura 30, respectivamente. É conveniente salientar que os valores de corrente nos gráficos seguintes são valores de pico.

Figura 29. Forma de onda do sinal amostrado com e sem filtragem *antialiasing* para uma carga de 241mA RMS.



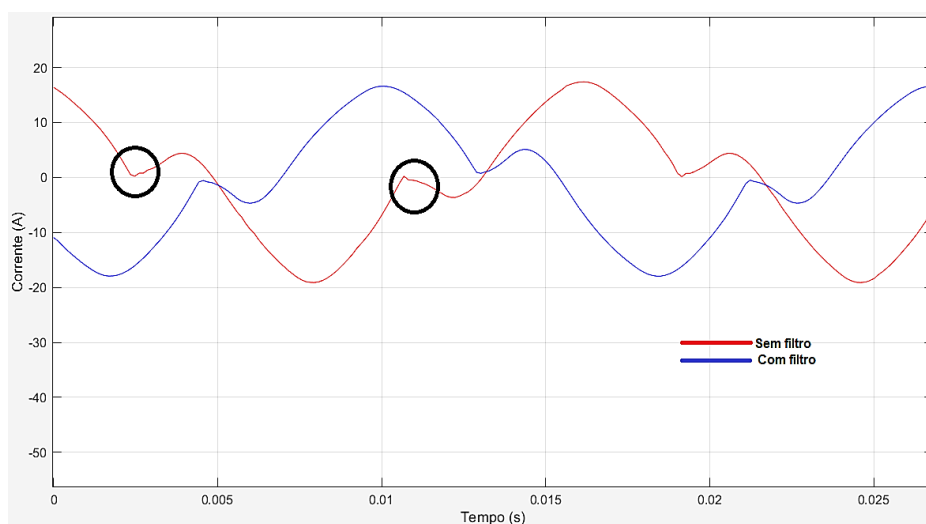
Fonte: Autoria própria.

Com base na Figura 29 fica evidente a presença de picos relativamente acentuados na forma de onda amostrada sem filtro, destacados com círculos pretos, os quais possivelmente não estão presentes no sinal original, visto que o sinal em azul se apresenta bastante coerente com a forma de onda típica para a carga que foi

analisada. Pode-se observar também que a falta de filtro resultou em um pico de corrente maior em relação ao sinal azul, conforme pode ser verificado no círculo central, em que o sinal ultrapassa de 0,8A enquanto que a forma de onda azul apresenta uma amplitude entre 0,6A e 0,8A.

Como o valor de corrente RMS para a carga considerada nesse caso, de acordo com o analisador ION7650, foi de 241mA e o fator de crista correspondente de 3,2, a corrente de pico resultante deveria ser em torno de 771,2mA, dessa forma, pode-se constatar que a ausência do filtro resultou em um sinal com valor de pico não coerente com base nas medidas do qualímetro utilizado, sendo assim, provavelmente o sinal sofreu a interferência de frequências acima da frequência de borda, resultando em incoerências na forma de onda do sinal de corrente amostrado.

Figura 30. Forma de onda do sinal amostrado com e sem filtragem *antialiasing* para uma carga de 11A RMS.



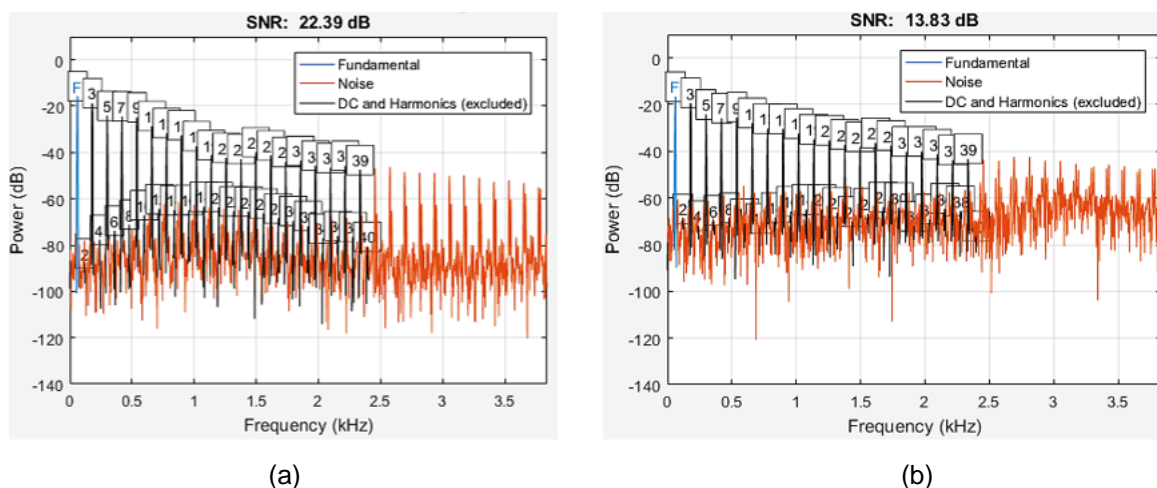
Fonte: Autoria própria.

Para o caso da carga com uma corrente maior (Figura 30) o efeito da ausência do filtro foi visualmente menor quando relacionado com o caso anteriormente discutido, porém, de toda forma, é possível identificar pequenos picos nas proximidades do valor médio do sinal, conforme pode ser visto na parte destacada por círculos. Ao se analisar as maiores amplitudes dos dois sinais, percebe-se que na situação sem filtro tal amplitude apresentou valor maior do que na com filtro, sendo que, pelas medidas de corrente eficaz e fator de crista obtidas pelo analisador utilizado como referência, o pico do sinal não filtrado se revelou incoerente, assim como ocorreu no caso da Figura 29.

Vale a pena salientar que para ambas as cargas consideradas no teste da filtragem, algumas componentes do espectro de frequência da FFT apresentaram picos maiores na situação em que não se tinha a presença do filtro *antialiasing*, o que influencia na exatidão dos resultados obtidos, a partir do protótipo desenvolvido neste trabalho, para os indicadores DHT e DHI de corrente, visto que tais picos são a base para se obter estas medidas. O pior resultado observado no espectro da FFT foi para a carga de menor corrente, em que a maioria das amplitudes das componentes ímpares de frequência estavam consideravelmente maiores em relação ao espectro do sinal filtrado.

Os resultados obtidos no teste do SNR para os dois casos estudados neste tópico, na presença e ausência de filtragem, podem ser observados a partir da Figura 31 e da Figura 32, para as cargas de menor e maior corrente, respectivamente.

Figura 31. Comparação da medida de SNR (a) com filtro e (b) sem filtro para a carga de 241mA RMS.

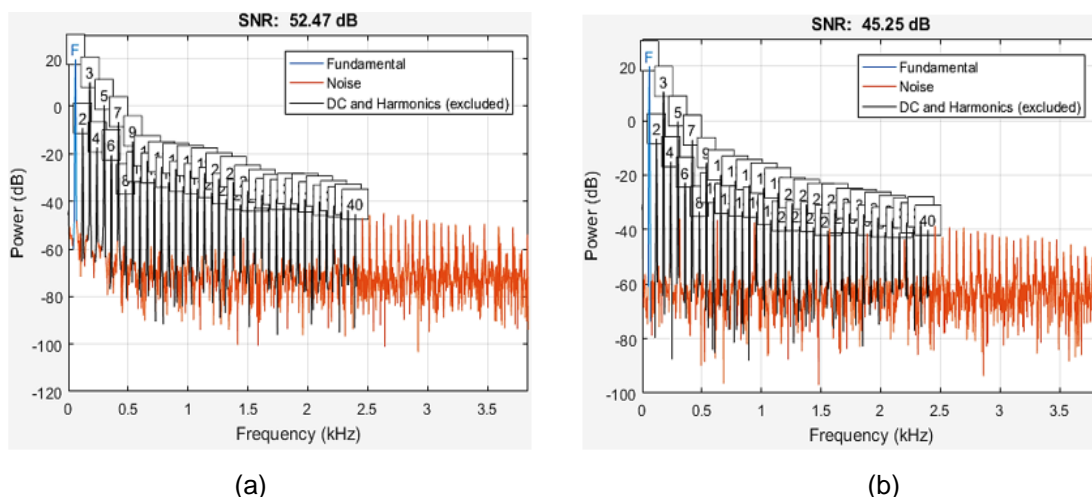


Fonte: Autoria própria.

Pelos gráficos ilustrados na Figura 31, observa-se valores de SNR iguais a 22,39dB e 13,83dB para as aquisições com filtro e sem filtro, na devida ordem, sendo que para (b) a relação sinal/ruído foi menor em relação a (a) indicando que o efeito do ruído de fundo é maior na situação em que não se usou filtro, como era esperado, uma vez que quanto menor for o SNR maior será o efeito do ruído na medição, visto que este indicativo trata da divisão entre a potência do sinal e a potência do ruído de fundo. No que diz respeito a medição de distorções harmônicas, essa baixa relação sinal/ruído pode afetar o resultado das medidas de DHT, pois componentes harmônicas com menor contribuição no espectro de frequências podem ser confundidas com o ruído gerado pelo sensor, amplificadores, cabo USB e os demais

componentes no sistema de medição, acarretando em erro nas medições deste indicador.

Figura 32. Comparação da medida de SNR (a) com filtro e (b) sem filtro para a carga de 11A RMS.



Fonte: Autoria própria.

Assim como observado na Figura 31, a análise dos gráficos ilustrados na Figura 32 revela que a amostragem do sinal sem filtro apresentou um SNR menor do que a na situação com o filtro *antialiasing*. Para este caso as componentes dos harmônicos de ordem mais significantes, 3ª e 5ª, assim como a componente em 60Hz, apresentaram, respectivamente, um aumento de 11,152%, 1,853% e 3,762% na amplitude observada no espectro da FFT em comparação com as mesmas ordens de picos exibidos no caso com filtragem. Sendo assim, a medida de DHT possivelmente seria afetada por conta dessa variação de amplitude.

Ao se comparar os dois casos sem filtragem, pode-se observar que o SNR em (b) referente a carga de 11A RMS é maior do que a relação sinal/ruído da carga de 241mA, nas mesmas condições. A partir desse fato foi possível constatar que a forma de onda em vermelho da Figura 30 não apresentou tanto ruído em comparação com o sinal amostrado sem filtro da Figura 29 por exibir um SNR 3,27 vezes maior que 13,83dB. Isto ocorreu, pois, a carga de maior corrente produziu um sinal mais forte, possivelmente acima do nível de ruído, sendo assim este não afetou consideravelmente a qualidade da medição, diferente da situação com a carga de baixa corrente que apresentou picos bastante notáveis na forma de onda, indicando que este sinal apresentou uma potência próxima a potência do ruído de fundo e, portanto, sofreu mais a influência deste.

4.4 CALIBRAÇÃO DO CONVERSOR A/D DO ARDUINO

As medições de tensões utilizadas para a da calibração do conversor A/D do Arduino estão organizadas na Tabela 5.

Tabela 5. Valores de tensão utilizados para a calibração do conversor A/D do Arduino.

Tensão (V)	Valor Esperado	Valor Registrado	Tensão Medida (V)	Tensão (V)	Valor Esperado	Valor Registrado	Tensão Medida (V)
0	0	0	0	1,7	2110	2129	1,71
0,1	124	135	0,11	1,8	2234	2259	1,82
0,2	248	264	0,21	1,9	2358	2383	1,92
0,3	372	393	0,32	2,0	2482	2500	2,01
0,4	496	517	0,42	2,1	2606	2628	2,12
0,5	620	634	0,51	2,2	2730	2749	2,22
0,6	745	760	0,61	2,3	2854	2883	2,32
0,7	869	881	0,71	2,4	2978	3002	2,42
0,8	993	1013	0,82	2,5	3102	3120	2,51
0,9	1117	1133	0,91	2,6	3226	3252	2,62
1,0	1241	1262	1,02	2,7	3350	3374	2,72
1,1	1365	1389	1,12	2,8	3475	3496	2,82
1,2	1489	1512	1,22	2,9	3599	3629	2,92
1,3	1613	1632	1,32	3,0	3723	3751	3,02
1,4	1737	1754	1,41	3,1	3847	3869	3,12
1,5	1861	1879	1,51	3,2	3971	3995	3,22
1,6	1985	2005	1,62	3,3	4095	4053	3,27

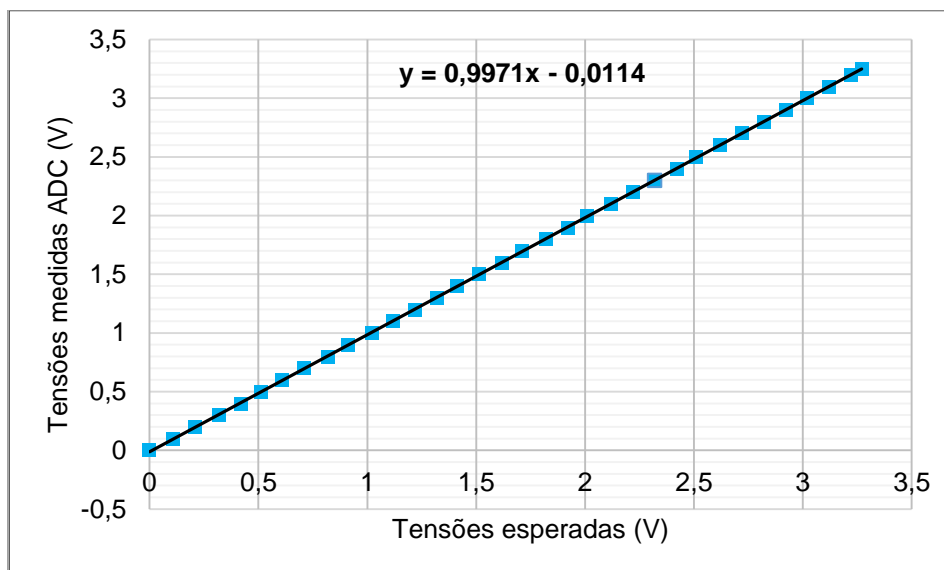
Fonte: Autoria própria.

Os valores esperados correspondem, ao número de pontos de discretização que deveriam ser obtidos, de forma proporcional a faixa de tensão aplicada na entrada do conversor A/D, após a conversão do analógico para digital. Portanto, pode-se observar que os valores registrados na realidade não corresponderam ao que estava sendo esperado para a tensão aplicada como, por exemplo, no caso da tensão máxima da faixa de fundo de escala (3,3V) o conversor A/D deveria idealmente retornar 4095 níveis de discretização por ser de 12bits, no entanto, retornou apenas 4053. Esta situação ocorre principalmente devido ao fato de que os conversores A/D

de placas compatíveis do Arduino normalmente não são calibrados antes de sua comercialização.

A relação entre os valores de tensão aplicados na entrada do ADC e as tensões correspondentes obtidas após a conversão A/D, a partir dos resultados da Tabela 5, pode ser observada a partir da Gráfico 1.

Gráfico 1. Plotagem das tensões medidas pelo ADC em relação as tensões aplicadas.



Fonte: Autoria própria.

A partir da equação da linha de tendência traçada no Gráfico 1, obteve-se um erro de *offset* de -11,4mV e um erro de ganho de 997,1mV, sendo este último correspondente a um erro de 0,29% em relação ao ganho unitário esperado. A presença destes erros resultou em erros nas tensões medidas, conforme pode ser constatado pela análise dos dados da Tabela 5, que poderiam comprometer a aquisição do sinal amostrado e, conseqüentemente, as medidas de DHT. Após realizada a compensação dos erros de *offset* e ganho a linha de tendência obtida foi de $y=x$, resultado que confirmou a correção de tais erros e, conseqüentemente, proporcionou mais exatidão nas medições.

Sendo assim, tais valores de erros foram utilizados no algoritmo desenvolvido no MATLAB nas linhas de código responsáveis pela conversão dos dados de tensão para dados proporcionais de corrente, objetivando a correção dos mesmos, da forma descrita na seção 3.6.2.

4.5 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO DESENVOLVIDO

Os resultados obtidos nos ensaios realizados para medição de distorções harmônicas de corrente em equipamentos eletroeletrônicos utilizando o protótipo e o analisador ION7650 serão explanados nesta seção. Tais ensaios foram realizados conforme descrito no tópico 3.8.1. O fluxograma do código em linguagem MATLAB, implementado para a obtenção das medidas realizadas pelo protótipo, pode ser observado no APÊNDICE A. É oportuno salientar que, para todas as cargas analisadas nos ensaios, os valores de distorção harmônica de tensão e corrente eficaz exibidos juntamente com as medidas foram obtidos a partir do qualímetro utilizado como referência e não pelo protótipo desenvolvido.

4.5.1 Lâmpada Fluorescente Compacta

As dez medidas obtidas para a lâmpada fluorescente considerada no ensaio, utilizando o protótipo e o qualímetro, assim como o erro absoluto calculado para cada amostra medida em relação aos valores de referência obtidos pelo ION7650 podem ser observadas a partir da Tabela 6.

Tabela 6. Resultados do ensaio de funcionamento do protótipo desenvolvido para uma LFC de 20W.

DHTv = 2,29%		I = 241mA RMS	
Amostra	Protótipo	ION7650	Erro absoluto (%)
n	DHTi (%)	DHTi (%)	
1	100,7289	101,11	0,3811
2	101,9374	103,43	1,4926
3	101,1529	103,23	2,0771
4	101,3778	103,3	1,9222
5	102,8454	105,28	2,4346
6	105,0732	107,23	2,1568
7	105,8249	107,92	2,0951
8	107,3597	109,8	2,4403
9	107,4086	109,5	2,0914
10	106,9804	109,23	2,2496
Média	104,0690	106,0030	1,9348

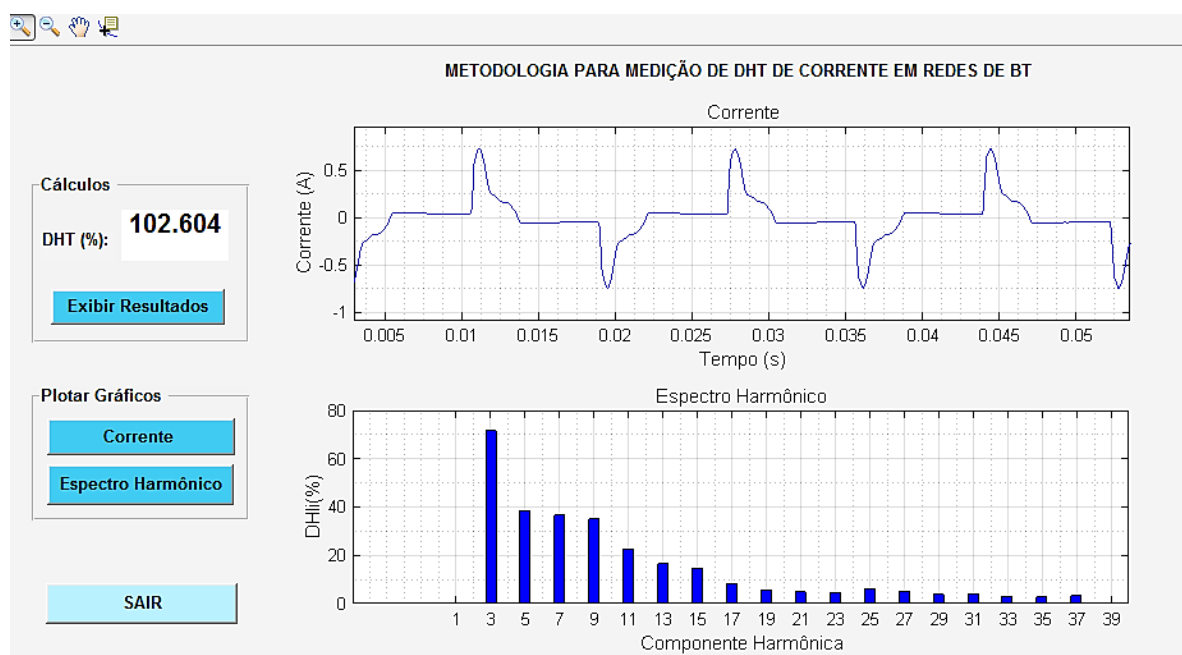
Fonte: Autoria própria.

A partir dos dados da Tabela 6, pode-se observar que as medidas de DHT de corrente obtidas pelo protótipo e pelo analisador de referência ficaram relativamente próximas quando se considera a baixa corrente da carga em relação a faixa de medição do protótipo, apresentando 2,44% como maior erro absoluto. Pode-se observar que em relação a média das amostras o erro foi inferior a 2%, tendo um valor de 1,93%. Os erros acima de 2% podem ser justificados pela variação brusca nas medidas de DHT mensuradas pelo analisador no momento dos ensaios para esta carga. No entanto, esses valores de erro se encontram em uma faixa aceitável para o medidor em questão, visto que os materiais utilizados são de baixo custo e mesmo assim os valores foram coerentes com as medições do ION7650.

O desvio padrão do conjunto das dez leituras de DHT de corrente da LFC, obtidas pelo protótipo, foi de 2,738%, valor que indica que as medições realizadas apresentam um desvio de aproximadamente 2,738% em relação a média das medidas, evidenciando uma variação relativamente baixa entre as medições, indicando uma boa precisão do medidor.

O resultado geral das medidas de distorções harmônicas de corrente para a lâmpada fluorescente considerada, com o uso do sistema de medição desenvolvido, encontra-se ilustrado na Figura 33.

Figura 33. Exibição dos resultados obtidos pelo protótipo para uma LFC de 20W.

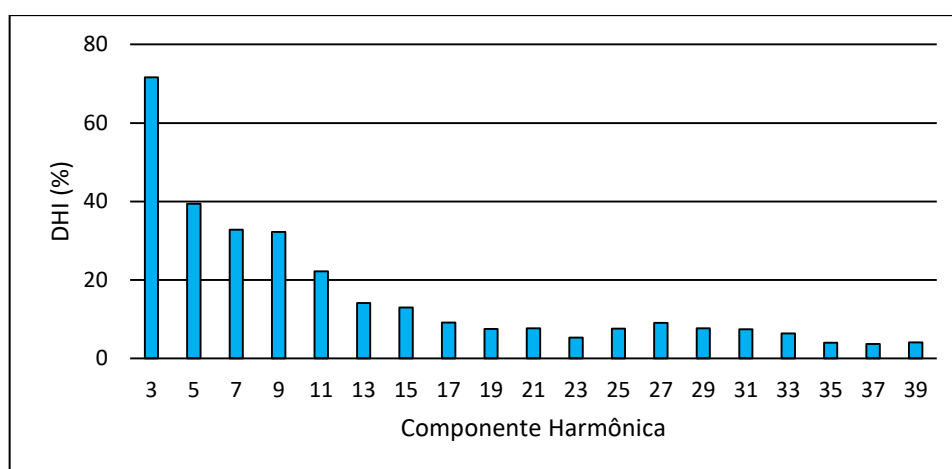


Fonte: Autoria própria.

A partir da Figura 33 é possível observar o resultado final da interface gráfica criada no MATLAB para a exibição dos resultados obtidos a partir do protótipo, a qual permite a fácil visualização do valor de DHT medido, da forma de onda da corrente da carga medida e o espectro harmônico de corrente correspondente.

O DHT medido para a LFC apresentou valor acima de 100%, coerente com o esperado para esta carga, uma vez que sua forma de onda de corrente apresenta uma distorção considerável, portanto, a associação de cargas com esse valor de DHT pode comprometer a QEE. Em relação aos valores de DHI obtidos para as componentes harmônicas da carga medida com o uso do ION7650 apresentou uma semelhança bastante evidente com o espectro ilustrado na Figura 33, conforme pode ser observado no Gráfico 2. Vale a pena ressaltar que nos gráficos correspondentes ao espectro harmônico a componente fundamental foi desconsiderada, visto que seu valor de DHI é 100% de acordo com a Equação (2), além disso os valores de DHI muito próximos de zero não foram incluídos neste gráfico.

Gráfico 2. Espectro harmônico exibido pelo ION7650 para o sinal de corrente de uma LFC.



Fonte: Autoria própria.

Com base na comparação entre o espectro harmônico da Figura 33 e do Gráfico 2 os valores de DHI foram muito próximos, apresentando uma variação mínima em algumas componentes de frequência, sendo a da 7ª componente a mais perceptível, apresentando um DHI maior no espectro obtido pelo protótipo. Sendo assim, obteve-se um funcionamento relativamente satisfatório do medidor implementado para uma carga com corrente na faixa de miliampères, uma vez que tanto o comportamento individual das componentes harmônicas quanto o valor do

DHT do sinal de corrente adquiridos pelo protótipo exibiram resultados muito próximos do analisador ION7650.

É importante ressaltar que os resultados apresentados para a lâmpada fluorescente compacta ensaiada só foram possíveis com a redução da relação de transformação do sensor utilizado, devido à baixa corrente da carga considerada. Para isto, foram feitas dez voltas no fio de fase em que o sensor seria conectado, conforme mostrado na Figura 34, com intuito de se obter um valor de 10 espiras no primário do TC o que resultou em uma corrente dez vezes maior no secundário. Sendo assim, aproveitou-se uma faixa mais larga de tensão do conversor A/D e reduziu a interferência do ruído de fundo, possibilitando resultados mais precisos na medida de distorções harmônicas. Para esse caso, foi preciso ajustar, no algoritmo do MATLAB, o valor de RT de 2000 para 200 na parte de conversão de tensão para corrente referida ao primário, conforme apresentado no tópico 3.7.

Figura 34. Conexão do sensor de corrente ao fio de fase para o ensaio realizado considerando uma LFC de 20W.



Fonte: Autoria própria.

Este artifício foi utilizado após ser observado que para cargas de corrente muito baixa, na ordem de miliampères, e com o uso da conexão convencional do sensor ao fio de fase, o protótipo retornava uma forma de onda do sinal de corrente com muitos picos incoerentes distribuídos em todo o sinal amostrado, o que resultava em valores de DHT com erros absolutos elevados ao serem comparados com as medições de DHT feitas com o analisador, chegando estes a assumir valores maiores que 5%,

comprometendo a precisão das medidas feitas com o sistema de medição desenvolvido para a carga considerada.

4.5.2 Computador

Os resultados das medições de DHT de corrente obtidos para o ensaio utilizando um computador podem ser observados a partir da Tabela 7.

Tabela 7. Resultados do ensaio de funcionamento do protótipo desenvolvido para um computador.

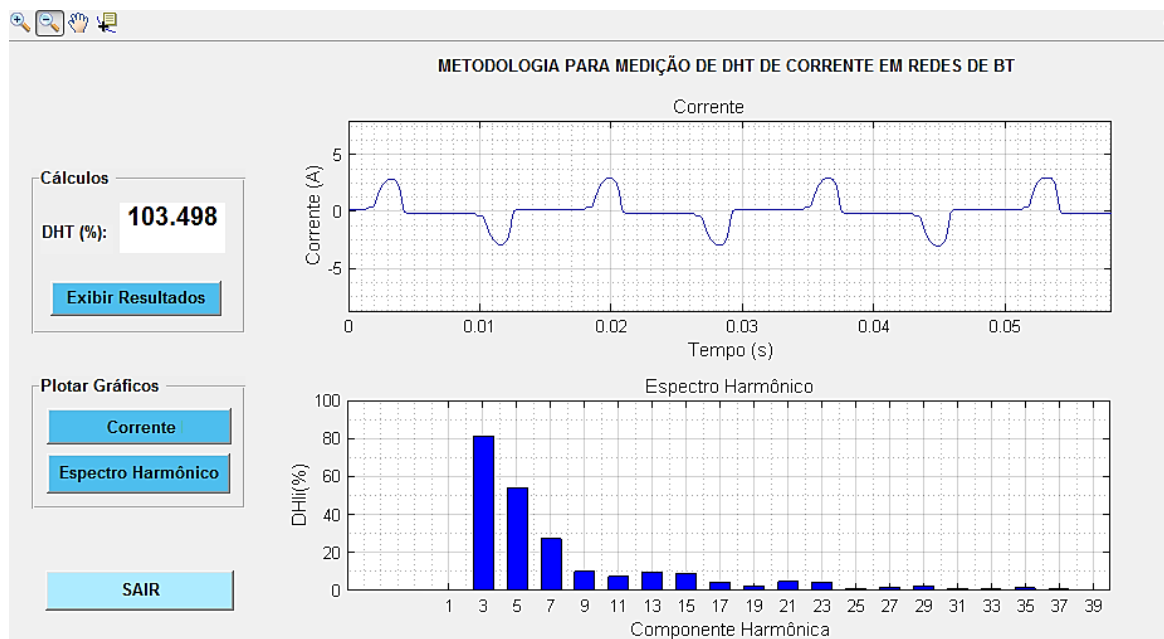
DHT _v = 2,43%		I = 1,17A RMS	
Amostra	Protótipo	ION7650	Erro absoluto (%)
n	DHT _i (%)	DHT _i (%)	
1	104,7387	104,74	0,0013
2	101,2016	100,61	0,5916
3	99,8161	100,9	1,0839
4	102,5818	102,31	0,2718
5	102,4566	102,74	0,2834
6	103,1781	103,98	0,8019
7	102,8470	103,15	0,3030
8	103,4318	103,26	0,1718
9	103,9088	104,32	0,4112
10	103,8020	103,95	0,1480
Média	102,7963	102,9960	0,1998

Fonte: Autoria própria.

Com base nos valores de DHT de corrente contidos na Tabela 7 é possível verificar que o medidor foi capaz de realizar medidas muito próximas das obtidas pelo ION7650 em todas as dez amostras, sendo o erro absoluto inferior a 1% para quase todas as medidas, ultrapassando este valor apenas na amostra 3 que apresentou um erro de aproximadamente 1,08%. Para o conjunto das amostras de DHT obtidas pelo protótipo, constatou-se que as medidas consideradas apresentam um desvio padrão de 1,42%, em relação à média de 102,7963%, sendo menor que no caso da LFC.

A forma de onda da corrente, o valor medido de DHT de corrente e o espectro harmônico para o computador utilizado no ensaio podem ser observados a partir da Figura 35.

Figura 35. Exibição dos resultados obtidos pelo protótipo para um computador.

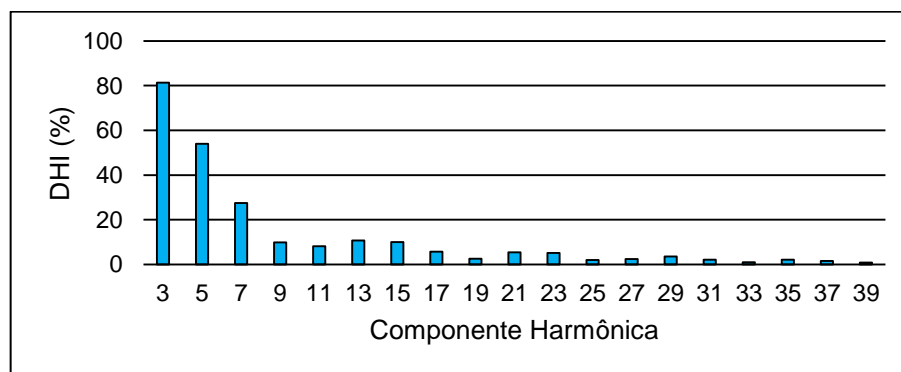


Fonte: Autoria própria.

Com base na forma de onda da corrente ilustrada na Figura 35 é possível verificar uma distorção considerável ao ser comparado com um sinal senoidal, devido a isto o DHT de corrente apresentou um valor acima de 100%, , assim como no caso da LFC, sendo assim, pode-se dizer que o computador injeta um nível considerável de harmônicos na rede de distribuição, sendo que as componentes harmônicas 3, 5 e 7 apresentaram maior influência no valor de DHT medido, resultado muito comum para esse tipo de carga.

A contribuição de cada componente harmônica no valor de DHT de corrente medido pelo analisador de referência pode ser observada no Gráfico 3.

Gráfico 3. Espectro harmônico exibido pelo ION7650 para o sinal de corrente de um computador.



Fonte: Autoria própria.

Os espectros harmônicos obtidos pelo qualímetro ION7650 e pelo medidor apresentaram comportamento semelhantes, conforme verificado na comparação entre a Figura 35 e o Gráfico 3, sendo praticamente imperceptível a variação entre os valores de DHI dos dois espectros.

4.5.3 Televisor LCD

Os resultados das medidas DHT de corrente obtidos para o ensaio utilizando um televisor com tela LDC podem ser observados a partir da Tabela 8.

Tabela 8. Resultados do ensaio de funcionamento do protótipo desenvolvido para um televisor LCD.

DHTv = 1,95 %		I = 338,2mA RMS	
Amostra	Protótipo	ION7650	Erro absoluto (%)
n	DHTi (%)	DHTi (%)	
1	24,7980	25,61	0,812
2	24,3767	24,5	0,1233
3	25,2747	25,57	0,2953
4	25,8908	25,86	0,0308
5	25,3879	25,16	0,2279
6	25,4016	25,58	0,1784
7	25,3050	24,97	0,335
8	25,9601	25,95	0,0101
9	25,5515	25,57	0,0185
10	26,0835	25,48	0,6035
Média	25,4030	25,4250	0,0220

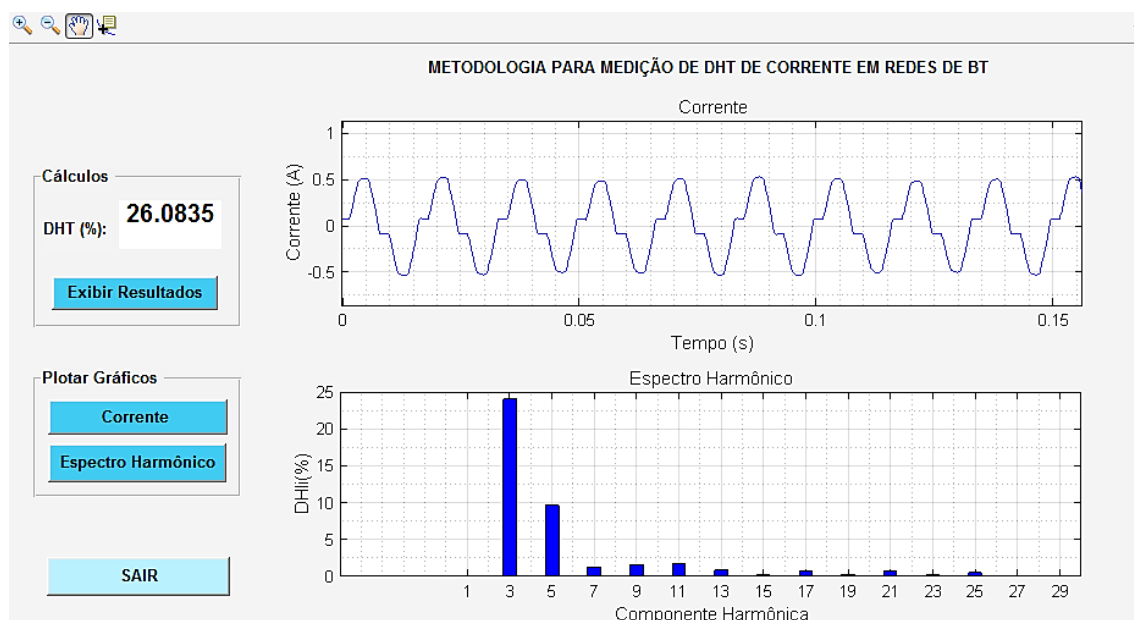
Fonte: Autoria própria.

De acordo com a Tabela 8 os erros absolutos para todas as medições de DHT de corrente não chegaram a 1%, semelhante ao caso do computador. Pelos valores de DHT das amostras é possível verificar que o televisor apresentou distorção menor em sua forma de onda de corrente quando comparado com a LFC e o computador, apresentando também um desvio padrão menor, de apenas 0,525%, coerente com a mínima variação existente entre as medidas.

O resultado geral das medidas de distorções harmônicas de corrente e os gráficos de corrente e espectro harmônico correspondentes para o televisor ensaiado,

com o uso do sistema de medição desenvolvido, pode ser observado a partir da Figura 36.

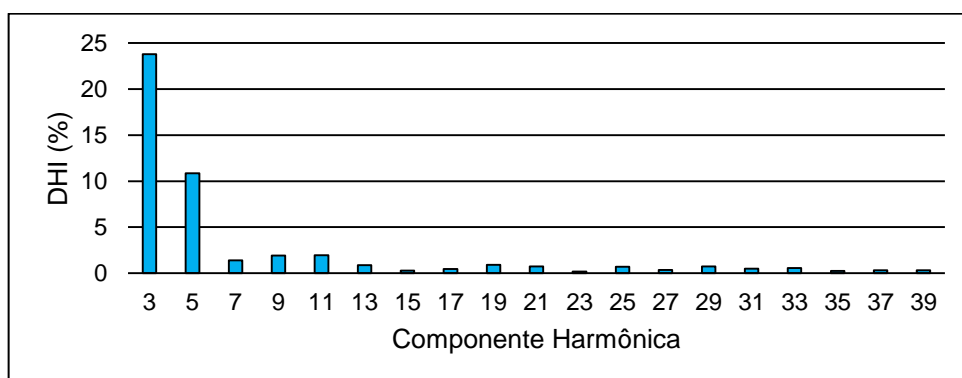
Figura 36. Exibição dos resultados obtidos pelo protótipo para um televisor LCD.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 36 é possível observar uma um sinal de corrente relativamente próximo de uma forma de onda senoidal, porém com um certo grau de distorção que corresponde a um DHT de 26,08%, resultante principalmente das amplitudes das componentes 3 e 5 do espectro harmônico, as quais apresentaram valores de DHI próximos de 25% e 10%, respectivamente. Assim como nas cargas outras cargas citadas anteriormente, as distorções individuais de corrente das componentes harmônicas do sinal, medidas pelo protótipo, apresentaram comportamento coerente com o espectro harmônico exibido pelo ION7650, ilustrado no Gráfico 4.

Gráfico 4. Espectro harmônico exibido pelo ION7650 para o sinal de corrente de um televisor LCD.



Fonte: Autoria própria.

Assim como no caso da lâmpada fluorescente ensaiada, os resultados obtidos para o televisor seguiram a mesma forma de conexão do sensor ilustrado na Figura 34, devido ao fato dessa carga apresentar uma corrente em miliampères.

4.5.4 Microondas

As medidas obtidas para o microondas considerado no ensaio utilizando o protótipo e o qualímetro podem ser observadas a partir da Tabela 9.

Tabela 9. Resultados do ensaio de funcionamento do protótipo desenvolvido para um microondas.

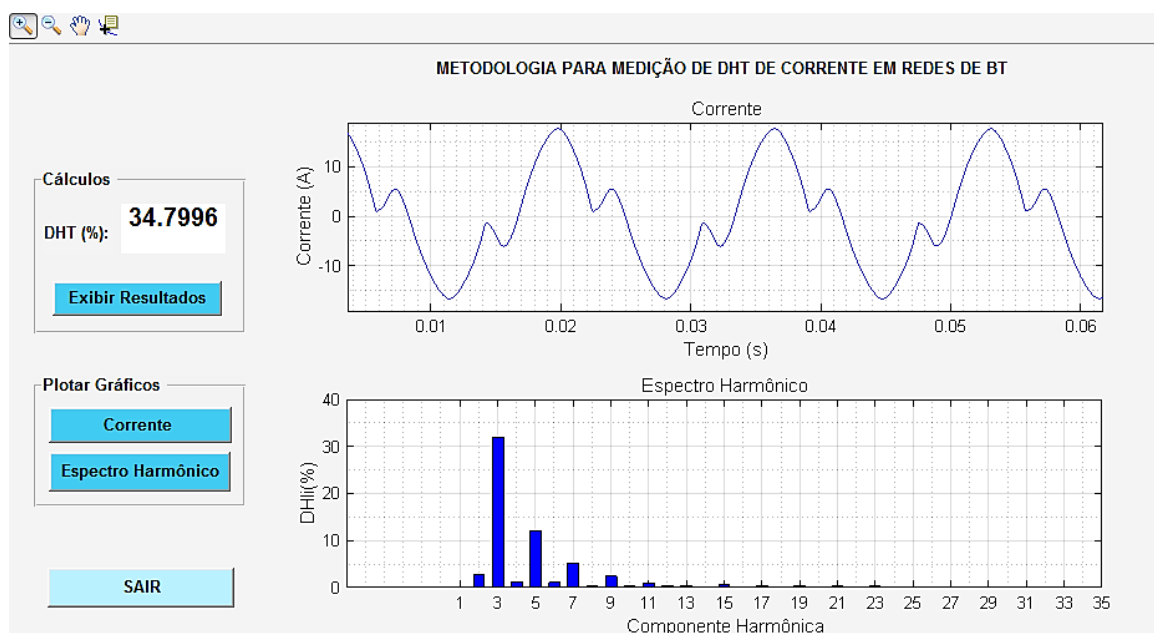
DHTv = 2,9%		I = 10,72A RMS	
Amostra	Protótipo	ION7650	Erro absoluto (%)
n	DHTi (%)	DHTi (%)	
1	34,8099	34,98	0,1701
2	32,7065	32,81	0,1035
3	31,5852	31,67	0,0848
4	29,6988	29,99	0,2912
5	28,5059	28,72	0,2141
6	27,9302	28,5	0,5698
7	27,6891	28,1	0,4109
8	27,6353	28,09	0,4547
9	27,1923	27,65	0,4577
10	26,6776	27,02	0,3424
Média	29,4431	29,7530	0,0300

Fonte: Autoria própria.

Tendo como base os dados da Tabela 9 é possível constatar que as medidas de DHT de corrente obtidas pelo sistema de medição desenvolvido e pelo ION7650 também apresentaram um erro muito baixo, sendo o maior erro absoluto igual a 0,57%. O desvio padrão do conjunto das dez leituras de DHT de corrente do microondas ensaiado, obtidas pelo protótipo, foi de 2,715 %, valor que indica que as medições realizadas apresentam um desvio aceitável em relação à média de 29,4431%.

Os gráficos de corrente e espectro harmônico, bem como o valor de DHT medido para o microondas, utilizando o protótipo desenvolvido, encontram-se ilustrados na Figura 37.

Figura 37. Exibição dos resultados obtidos pelo protótipo para um microondas.

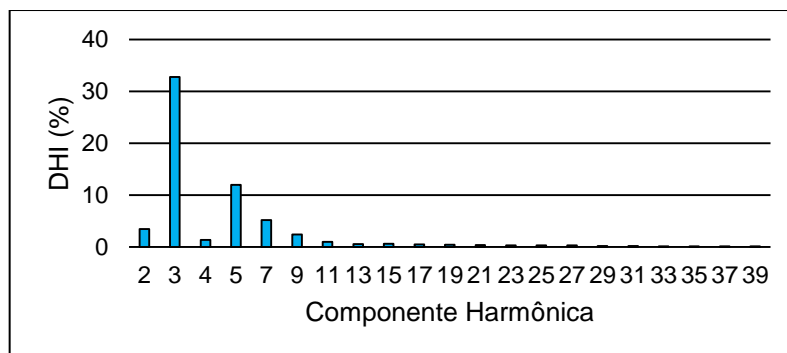


Fonte: Autoria própria.

De acordo com a Figura 37 a forma de onda do sinal de corrente do microondas apresentou um DHT de 34,80%, tendo maior contribuição das componentes harmônicas de ordem 3, 5 e 7, além disso, diferente das outras cargas, o microondas apresentou valores maiores que 1% correspondentes às componentes harmônicas pares 2 e 4, isto pode ser justificado pelo fato de existir uma pequena distorção, imperceptível no gráfico da corrente, que vai do semiciclo positivo para o semiciclo negativo, que resulta no aparecimento de componentes de ordem par com valor significativo no espectro harmônico de corrente.

Os valores do indicador DHI para cada componente harmônica de corrente, medidos pelo analisador de referência, podem ser observados a partir do Gráfico 5.

Gráfico 5. Espectro harmônico exibido pelo ION7650 para o sinal de corrente de um microondas.



Fonte: Autoria própria.

Para o ensaio do microondas os espectros harmônicos obtidos pelo qualímetro ION7650 e pelo medidor apresentaram comportamento praticamente iguais, conforme verificado na comparação entre a Figura 37 e o Gráfico 5, sendo observado também a contribuição das harmônicas de 2ª e 4ª ordem. É oportuno ressaltar que apenas estas duas componentes harmônicas pares estão representadas no Gráfico 5 pois são as únicas com valores significativos, as demais apresentaram DHI próximos de 0%.

CAPÍTULO 5: CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho apresentou uma metodologia para a quantificação das distorções harmônicas de corrente injetadas em redes elétricas de baixa tensão, sendo uma alternativa viável economicamente diante do alto custo dos analisadores de QEE. Além disso, propiciou o desenvolvimento de um protótipo para a avaliação do desempenho da metodologia apresentada.

As simulações computacionais e testes práticos, assim como os ensaios realizados com diferentes cargas, demonstraram o correto funcionamento das partes de *hardware* e *software* do sistema de medição implementado, uma vez que as medições de DHT e DHI de corrente realizadas com base na metodologia proposta foram muito próximas dos valores obtidos pelo analisador ION7650, utilizado como padrão de referência para a avaliação e análise estatística das medições aferidas pelo protótipo.

Com base nos resultados dos ensaios realizados com o medidor desenvolvido, o algoritmo implementado em linguagem C realizou a aquisição dos dados de corrente de forma eficiente, possibilitando a amostragem do sinal adequadamente, enquanto que o código desenvolvido no *software* MATLAB realizou os cálculos de DHT com base na FFT e, além disso possibilitou a plotagem da forma de onda do sinal de corrente medido e o espectro harmônico correspondente.

Do ponto de vista da aplicação da técnica de PDS, constatou-se que uso do filtro *antialiasing* antes da conversão A/D foi de suma importância para a aquisição coerente dos dados de corrente, visto que atenuou as frequências acima da taxa de *Nyquist* para que estas não interferissem nos resultados das medições de distorções harmônicas de corrente.

A relevância de se usar o circuito de filtragem foi comprovada a partir dos testes de comparação entre a aquisição com e sem filtro, tal teste revelou um baixo SNR na ausência do filtro PB, fator que implicou em incoerências na forma de onda do sinal amostrado, principalmente quando se tratou de um sinal de corrente com baixa amplitude.

Com base nos dados estatísticos obtidos na avaliação do sistema de medição, a incerteza de medição foi inferior a 1% para os ensaios de cargas com correntes acima de 1A RMS, para níveis de distorção alto (acima de 100%) e médio (em torno

de 30%), enquanto que para os dois equipamentos de baixa corrente, na ordem de miliampères, obteve-se um erro absoluto em relação ao medidor de referência abaixo de 1% para a carga que exibiu uma forma de onda de corrente com distorção em torno de 25%, no entanto, para a outra carga, a qual apresentou um valor de DHT acima de 100%, os erros das medições foram mais altos, em que o maior valor foi de 2,44% , sendo uma incerteza de medição um pouco acima do limite de 2% estabelecido pela norma NBR IEC 61000-4-30:2011.

Dessa forma, concluiu-se que para cargas com corrente abaixo de 1A RMS e alto nível de distorção na forma de onda da corrente não é possível garantir uma incerteza de medição obedecendo os limites estabelecidos por norma, porém, para cargas com corrente acima deste valor, a incerteza nas medições foi abaixo do limite de 2%, sendo um resultado dentro do esperado ao se considerar as limitações do protótipo desenvolvido. Diante disso, fica evidente que o protótipo atendeu ao requisito mínimo, imposto por norma, referente à incerteza de medição. Além disso, foi possível obter os valores de DHT, considerando o espectro mínimo estipulado pelo PRODIST, a partir da amostragem digital.

A maior dificuldade enfrentada na implementação do protótipo foi conseguir medir sinais com correntes muito baixas sem que o ruído existente interferisse de forma acentuada na medição de DHT e DHI de corrente, uma vez que foi observado que um alto nível de ruído afetava tanto a forma de onda quanto os picos encontrados para as componentes harmônicas do sinal amostrado, resultando em um erro elevado quando as medidas eram comparadas ao padrão de referência utilizado.

Diante do exposto, pode-se constatar que foram alcançados os objetivos desta pesquisa, visto que os algoritmos implementados garantiram que o protótipo construído indicasse valores de DHT e DHI coerentes em relação ao qualímetro de referência. Além disso, o sistema de medição atendeu aos requisitos impostos pela legislação considerada neste trabalho.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões para trabalhos futuros baseados nesta pesquisa, recomenda-se as seguintes ações:

- Adequação para que o sistema de medição possa ser utilizado a nível industrial, a partir de uma versão trifásica da metodologia apresentada;

- Desenvolvimento da medição de distorções harmônicas de tensão, a qual não foi abordada neste trabalho;
- Explorar a possibilidade de embarcar o algoritmo para o cálculo dos indicadores DHT e DHI em um microcontrolador;
- Acrescentar o cálculo do fator de potência da rede, fator de crista e corrente eficaz.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. **NBR IEC 61000-4-30: Compatibilidade eletromagnética: Técnicas de medição e ensaio - Métodos de medição de qualidade da energia**. Associação Brasileira de Normas Técnicas. Rio de Janeiro, p. 67. 2011.

ALCIATORE, D. G.; HISTAND, M. B. **Introdução à Mecatrônica e aos Sistemas de Medições**. 4. ed. Porto Alegre: AMGH, 2014.

AMARAL, T. Qualidade de energia: correção de fator de potência e harmônicas em instalações elétricas. **ABB**, 2015. Disponível em: <https://library.e.abb.com/public/3d3c203bebb641bf9118e25555eed056/Artigo_Talles.pdf>. Acesso em: 19 mar. 2018.

ANEEL. Relatório de Análise das Contribuições Referente à Consulta Pública Nº 005/2011: Nota Técnica Nº 0028/2012-SRD/ANEEL – Anexo 1. **Agência Nacional de Energia Elétrica**, 2012. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/consulta_publica/documentos/Anexo%20Nota%20T%C3%A9cnica_0028_SRD.pdf>. Acesso em: 25 mar. 2018.

ANEEL. Relatório Técnico 3/8: definição dos procedimentos de medição. **Agência Nacional de Energia Elétrica**, 2014. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/consulta_publica/documentos/Nota%20T%C3%A9cnica_0105_SRD-Anexo%201%20Relat%C3%B3rio_3_FINAL.pdf>. Acesso em: 21 mar. 2018.

ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. Agência Nacional de Energia Elétrica. Brasília, p. 84. 2018.

BARROS, B. F. D.; BORELLI, R.; GEDRA, R. L. **Gerenciamento de Energia: ações administrativas e técnicas de uso adequado da energia elétrica**. 2. ed. São Paulo: Érica, 2016.

CARTER, B. **Op Amps for Everyone**. 4th. *The United States of America*: Elsevier, 2013.

CARVALHO, F. G. D. Caracterização do Conteúdo Harmônico em Ambientes Residenciais: Estudo de Caso. Universidade Federal da Paraíba. João Pessoa. 2015. Dissertação (Mestrado).

CARVALHO, R. S. Análise Harmônica em Redes de Distribuição de Energia Elétrica. Universidade de São Paulo. São Paulo. 2013. TCC (Graduação).

COPEL. Fator de Potência: Em busca da eficiência energética nas instalações elétricas. **Companhia Paranaense de Energia**, 2017. Disponível em: <[http://www.copel.com/hpcopel/root/sitearquivos2.nsf/arquivos/fator_de_potencia/\\$FILE/fator_potencia.pdf](http://www.copel.com/hpcopel/root/sitearquivos2.nsf/arquivos/fator_de_potencia/$FILE/fator_potencia.pdf)>. Acesso em: 24 abr. 2018.

DINIZ, P. S. R.; SILVA, E. A. B. D.; NETTO, S. L. **Processamento digital de sinais: projeto e análise de sistemas**. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2014.

DUGAN, R. C. et al. **Electrical Power Systems Quality**. 3th. New York: McGraw-Hill, 2012.

ERICKSON, D., 2013. Disponível em: <http://www.djerrickson.com/arduino/duo_adc.html>. Acesso em: 14 abr. 2018.

ESQUEF, P. GA-038: Processamento Digital de Sinais. **Laboratório Nacional de Computação Científica, LNCC**, 2016. Disponível em: <http://www.lncc.br/~pesquef/GA038_4t16/>. Acesso em: 04 abr. 2018.

FLANDOLI, F. Medição de harmônicas. **Eletricista Consciente**, 2017. Disponível em: <<http://www.eletricistaconsciente.com.br/pontue/fasciculos/6-qualidade-da-energia-eletrica/medicao-de-harmonicas/>>. Acesso em: 22 mar. 2018.

FRAGA, A. A. **Qualidade da Energia Elétrica - Indicadores**. Departamento de Engenharia Elétrica, IFBA. Paulo Afonso. 2017.

GÓMEZ-EXPÓSITO, A.; CONEJO, A. J.; CAÑIZARES, C. **Sistemas de energia elétrica: análise e operação**. 1. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2015.

IEEE. **The Institute of Electrical and Electronic Engineers. IEEE 519: Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. New York. 2014.

KUMAR, A. A. **Digital Signal Processing**. 2th. ed. New Delhi: PHI Learning, 2014.

LAHTI, R. *Measurements of Harmonic Distortion in Maritime Power Systems. Thesis submitted for examination for the degree of Master of Master of Energy Use and Energy Planning. Norwegian University of Science and Technology. Norway. 2015.*

LATHI, B. P.; GREEN, R. ***Essentials of Digital Signal Processing***. New York: Cambridge, 2014.

LEÃO, R. P. S.; SAMPAIO, R. F.; ANTUNES, F. L. M. **Harmônicos em sistemas elétricos**. 1. ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2014.

LIMA, T. Arduino Due. **Embarcados**, 2014. Disponível em: <<https://www.embarcados.com.br/arduino-due/>>. Acesso em: 08 abr. 2018.

LOPEZ, R. A. **Qualidade na Energia Elétrica**. 2. ed. São Paulo: Artliber, 2013.

MALVINO, A. P.; BATES, D. J. ***Electronic Principles***. 8th. New York: McGrawHill, v. 2, 2015.

MARTINHO, E. **Distúrbios da Energia Elétrica**. 3. ed. São Paulo: Érica, 2014.

MOHAN, N. **Sistemas elétricos de potência: curso introdutório**. 1. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2016.

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. **Processamento em tempo discreto de sinais**. 3. ed. São Paulo: Pearson, 2013.

PAULILO, G.; TEIXEIRA, M. D. Harmônicos: conceitos. **O Setor Elétrico**, Curitiba, v. II, n. 85, p. 34-42, 2013.

PIC. *PIC Analog to Digital Converter tutorial*. **MicrocontrollerBoard**, 2015. Disponível em: <<http://www.microcontrollerboard.com/analog-to-digital-converter.html>>. Acesso em: 04 mar. 2018.

POMILIO, S. M.; DECKMANN, J. A. Distorção harmônica: causas, efeitos, soluções e normas. **UNICAMP**, 2016. Disponível em: <www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/qualidade/a5.pdf>. Acesso em: 20 mar. 2018.

PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. K. ***Digital Signal Processing***. 4th. Harlow: Pearson, 2014.

ROCHA, P. A. A Plataforma de Aquisição de Ddos e Algoritmo não Embarcado para Medições de Distorções Harmônicas na Rede Elétrica. Universidade do Paraná. Curitiba. 2016. TCC (Graduação).

ROCHA, J. E. UFPR. **Qualidade de Energia**, 2016. Disponível em: <http://paginapessoal.utfpr.edu.br/joaquimrocha/qualidade-da-energia-eletrica/Qualidade%20da%20Energia%20Eletrica%20_%20Apostila.pdf/at_download/file>. Acesso em: 31 jan. 2018.

SÁNCHEZ, R. *Aliasing*, 2017. Disponível em: <<http://rubensm.com/aliasing/>>. Acesso em: 02 abr. 2018.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microelectronic Circuits**. 7th. ed. New York: Oxford, 2014.

SENDRA, R. **Energia Elétrica: medição, qualidade e eficiência**. 1. ed. São Paulo: Barauna, 2013.

SILVA, A. P. Projeto e Dimensionamento de Instalações Elétricas de Baixa Tensão. Universidade do Algarve. Portugal. 2015. Dissertação (Mestrado).

SVOBODA, J. A.; DORF, R. C. **Introduction to Electric Circuits**. 9th. New Jersey: Wiley, 2013.

TEXAS INSTRUMENTS. TL07xx Low-Noise JFET-Input Operational Amplifiers, 2017. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl071.pdf>>. Acesso em: 20 mar. 2018.

THOMSEN, A. Medidor de corrente não invasivo com Arduino. **Filipeflop**, 2015. Disponível em: <<https://www.filipeflop.com/blog/medidor-de-corrente-sct013-com-arduino/>>. Acesso em: 08 abr. 2018.

VISWANATHAN, M. *Simulation of Digital Communication Systems Using Matlab - Second edition*. **Smashwords**, 2013. Disponível em: <<https://www.smashwords.com/extreader/read/287233/1/simulation-of-digital-communication-systems-using-matlab>>. Acesso em: 30 mar. 2018.

YERRAMILLI, P. *What are harmonic currents?*, 2015. Disponível em: <<https://www.quora.com/What-are-harmonic-currents>>. Acesso em: 15 mar. 2018.

APÊNDICE A – FLUXOGRAMA DO ALGORITMO EM LINGUAGEM MATLAB

