



**MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO**  
**UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMIÁRIDO**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS**  
**CURSO DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Werly Renan Fernandes Lucena

**Projeto e Implementação de um Analisador de Qualidade de Energia Monofásico**

CARAÚBAS-RN

2024

WERLY RENAN FERNANDES LUCENA

**Projeto e Implementação de um Analisador de Qualidade de Energia Monofásico**

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientadora: Érica Mangueira Lima, Profa. Dra.

Co-orientador: Charles Augusto Santos do Carmo, Esp. e Servidor Técnico de Laboratório, Área – Eletroeletrônica.

CARAÚBAS-RN

2024

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

L935p Lucena, Werly.  
Projeto e Implementação de um Analisador de  
Qualidade de Energia Monofásico / Werly Lucena. -  
2024.  
59 f. : il.

Orientador: Érica Manguiera.  
Coorientador: Charles Santos.  
Monografia (graduação) - Universidade Federal  
Rural do Semi-árido, Curso de Engenharia  
Elétrica, 2024.

1. monitoramento. 2. qualidade da energia  
elétrica. 3. ESP32. 4. harmônicos. I. Manguiera,  
Érica, orient. II. Santos, Charles, co-orient.  
III. Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade  
com AACR2 e os dados fornecidos pelo(a) autor(a).  
Biblioteca Campus Caraúbas  
Bibliotecária: Dalvanira Brito Rodrigues  
CRB: 15/700

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

Werly Renan Fernandes Lucena

## Projeto e Implementação de Um Analisador de Qualidade de Energia Monofásico

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Defendida em: 24 /10/2024.

### BANCA EXAMINADORA

Documento assinado digitalmente  
 **ERICA MANGUEIRA LIMA**  
Data: 25/10/2024 21:51:23-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Érica Manguiera Lima, Profa. Dra. (UFERSA)  
Presidente

Documento assinado digitalmente  
 **CHARLES AUGUSTO SANTOS DO CARMO**  
Data: 26/10/2024 14:51:58-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Charles Augusto Santos do Carmo, Esp. e Servidor  
Técnico de Laboratório, Área – Eletroeletrônica.  
(UFERSA)  
Membro Examinador

Documento assinado digitalmente  
 **RODRIGO DE ALMEIDA COELHO**  
Data: 25/10/2024 21:55:22-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Rodrigo de Almeida Coelho, Prof. Dr. (UFERSA)  
Membro Examinador

Documento assinado digitalmente  
 **JAN ERIK MONT GOMERY PINTO**  
Data: 26/10/2024 08:21:32-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Jan Erik Mont Gomery Pinto, Prof. Dr. (UFERSA)  
Membro Examinador

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus, pelo dom da vida e por me dar força e sabedoria para enfrentar os desafios que a jornada acadêmica traz.

Agradeço aos meus pais, que me incentivaram e estiveram sempre ao meu lado, oferecendo apoio incondicional.

À minha orientadora Profa. Dra. Érica Lima e meu co-orientador Esp. Charles Augusto pela incansável paciência e por todo o compartilhamento de conhecimento ao longo do projeto.

Também expresso a minha sincera gratidão e admiração aos demais professores do curso de Engenharia Elétrica da UFRSA – Caraúbas, cada um de vocês contribuiu valorosamente na minha formação acadêmica.

## RESUMO

Diante da crescente preocupação mundial com a Qualidade da Energia Elétrica (QEE), as agências regulatórias de energia definem índices relacionados ao nível de tensão em regime permanente e transitório, a variações de frequência, a alterações no fator de potência e às distorções harmônicas. Além disso, destacam a importância do monitoramento desses índices para garantir uma operação eficiente e segura do sistema elétrico. No entanto, os equipamentos capazes de realizar as devidas medições dos parâmetros de QEE possuem alto valor de aquisição. Neste contexto, este trabalho visa a criação de um protótipo capaz de realizar medição dos parâmetros de QEE relacionados com a distorção harmônica. O protótipo utiliza um microcontrolador ESP32 e sensores de baixo custo. O estudo concentrou-se no desenvolvimento de códigos para a aquisição e o processamento de dados no microcontrolador, bem como na implementação de ferramentas matemáticas capazes de auxiliar a análise no domínio da frequência, como a transformada de Fourier discreta. O protótipo apresentou resultados satisfatórios em sua validação, podendo ser utilizado como dispositivo auxiliar no monitoramento da QEE, a ser aprimorado por meio da inclusão das demais análises definidas pelas normas vigentes.

**Palavras-chave:** monitoramento; qualidade da energia elétrica; ESP32; harmônicos.

## ABSTRACT

Amid the growing global concern with Power Quality (PQ), regulatory energy agencies define indices related to voltage levels in steady-state and transient conditions, frequency variations, changes in power factor, and harmonic distortions. Furthermore, they emphasize the importance of monitoring these indices to ensure the efficient and safe operation of the electrical system. However, the equipment capable of performing the necessary PQ parameter measurements is typically expensive. In this context, this work aims to create a prototype capable of measuring PQ parameters related to harmonic distortion. The prototype utilizes an ESP32 microcontroller and low-cost sensors. The study focused on the development of code for data acquisition and processing on the microcontroller, as well as the implementation of mathematical tools to assist in frequency domain analysis, such as the discrete Fourier transform. The prototype demonstrated satisfactory results in its validation and can be used as an auxiliary device for PQ monitoring, with the potential to be improved through the inclusion of additional analyses defined by current standards.

**Keywords:** monitoring; power quality; ESP32; harmonics.

## LISTA DE FIGURAS

|           |   |                                                                                           |    |
|-----------|---|-------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 1  | – | Faixa de tensão adequada, precária e crítica .....                                        | 13 |
| Figura 2a | – | Representação de um sinal contínuo .....                                                  | 18 |
| Figura 2b | – | Representação de um sinal discreto .....                                                  | 18 |
| Figura 3  | – | Demonstração do efeito <i>aliasing</i> .....                                              | 19 |
| Figura 4a | – | Exemplo de gráfico do espectro de amplitudes .....                                        | 21 |
| Figura 4b | – | Exemplo de gráfico do espectro de fases .....                                             | 21 |
| Figura 5  | – | Pinos do ESP32 .....                                                                      | 25 |
| Figura 6  | – | Sensor ZMPT101B .....                                                                     | 26 |
| Figura 7  | – | Módulo cartão SD .....                                                                    | 27 |
| Figura 8  | – | Fluxograma das etapas da pesquisa .....                                                   | 29 |
| Figura 9  | – | Fluxograma do código para a obtenção do <i>offset</i> .....                               | 30 |
| Figura 10 | – | Fluxograma para o cálculo da DFT .....                                                    | 31 |
| Figura 11 | – | Fluxograma para gravação dos dados .....                                                  | 31 |
| Figura 12 | – | Fluxograma do código final .....                                                          | 32 |
| Figura 13 | – | Ligação dos módulos ao ESP32 .....                                                        | 32 |
| Figura 14 | – | Montagem do sistema para realização das medições .....                                    | 33 |
| Figura 15 | – | Sinal de saída do sensor antes do ajuste .....                                            | 34 |
| Figura 16 | – | Filtro passivo passa baixa .....                                                          | 35 |
| Figura 17 | – | Sinal de saída do sensor sem sinal em sua entrada .....                                   | 36 |
| Figura 18 | – | Dados do sinal de saída do sensor sem sinal em sua entrada .....                          | 37 |
| Figura 19 | – | Comparativo do sinal da saída do sensor e sinal da tensão da rede elétrica .....          | 38 |
| Figura 20 | – | Dados do comparativo do sinal da saída do sensor e sinal da tensão da rede elétrica ..... | 38 |
| Figura 21 | – | Resultado da tensão máxima após conversão .....                                           | 39 |
| Figura 22 | – | Resultado da tensão mínima após conversão .....                                           | 39 |
| Figura 23 | – | Sinal aplicado no ESP32 para validação .....                                              | 40 |
| Figura 24 | – | Sinal aplicado no ESP32 no osciloscópio .....                                             | 41 |
| Figura 25 | – | Dados do sinal aplicado no ESP32 no osciloscópio .....                                    | 41 |
| Figura 26 | – | Sinal de teste e validação formado a partir dos valores amostrados ...                    | 42 |
| Figura 27 | – | Espectro de frequência do sinal do teste e validação .....                                | 42 |

|           |   |                                                                |    |
|-----------|---|----------------------------------------------------------------|----|
| Figura 28 | – | FFT aplicada pelo osciloscópio no sinal de validação .....     | 43 |
| Figura 29 | – | Sinal de tensão formado a partir dos valores amostrados .....  | 44 |
| Figura 30 | – | Espectro das amplitudes de tensão da rede elétrica .....       | 44 |
| Figura 31 | – | Resultado usando MATLAB .....                                  | 46 |
| Figura 32 | – | FFT aplicada pelo osciloscópio para medição complementar ..... | 47 |
| Figura 33 | – | Protótipo desenvolvido .....                                   | 48 |
| Figura 34 | – | Placa de circuito impresso .....                               | 48 |

## LISTA DE TABELAS

|          |   |                                                                             |    |
|----------|---|-----------------------------------------------------------------------------|----|
| Tabela 1 | – | Indicadores de distorção harmônica .....                                    | 14 |
| Tabela 2 | – | Limites das distorções harmônicas totais (em % da tensão fundamental) ..... | 15 |
| Tabela 3 | – | Resultado das amplitudes dos harmônicos individuais da rede elétrica .....  | 45 |
| Tabela 4 | – | Resultado das distorções harmônicas individuais .....                       | 45 |

## SUMÁRIO

|            |                                                                          |           |
|------------|--------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b>   | <b>INTRODUÇÃO .....</b>                                                  | <b>10</b> |
| <b>2</b>   | <b>OBJETIVOS .....</b>                                                   | <b>12</b> |
| <b>3</b>   | <b>REFERENCIAL TEÓRICO .....</b>                                         | <b>12</b> |
| <b>3.1</b> | <b>Medição e Qualidade de Energia .....</b>                              | <b>12</b> |
| <b>3.2</b> | <b>Análise de Sinais e Sistemas .....</b>                                | <b>15</b> |
| 3.2.1      | Análise de Sinais com Distorções Harmônicas .....                        | 17        |
| <b>3.3</b> | <b>Análise no Domínio da Frequência .....</b>                            | <b>19</b> |
| 3.3.1      | Série de Fourier .....                                                   | 19        |
| 3.3.2      | Transformada de Fourier .....                                            | 21        |
| <b>4</b>   | <b>MATERIAIS E MÉTODOS .....</b>                                         | <b>24</b> |
| <b>4.1</b> | <b>ESP32 .....</b>                                                       | <b>24</b> |
| <b>4.2</b> | <b>Sensor ZMPT101B .....</b>                                             | <b>26</b> |
| <b>4.3</b> | <b>Módulo Cartão SD .....</b>                                            | <b>27</b> |
| <b>4.4</b> | <b>Metodologia .....</b>                                                 | <b>28</b> |
| <b>5</b>   | <b>RESULTADOS E DISSCUSSÕES .....</b>                                    | <b>34</b> |
| <b>5.1</b> | <b>Aquisição e Conversão dos Sinais .....</b>                            | <b>34</b> |
| 5.1.1      | Calibração do Sensor .....                                               | 34        |
| 5.1.2      | Parâmetros de Conversão .....                                            | 35        |
| <b>5.2</b> | <b>Validação dos Algoritmos Implementados .....</b>                      | <b>40</b> |
| <b>5.3</b> | <b>Medição e Análise da Rede Elétrica .....</b>                          | <b>43</b> |
| <b>6</b>   | <b>CONCLUSÕES .....</b>                                                  | <b>49</b> |
|            | <b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>                                  | <b>50</b> |
|            | <b>APÊNDICE A – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO ESP32 .....</b>                   | <b>52</b> |
|            | <b>APÊNDICE B – CÓDIGO DO MATLAB PARA ANÁLISE<br/>COMPLEMENTAR .....</b> | <b>58</b> |

## 1 INTRODUÇÃO

O crescimento da demanda por energia elétrica, somado à inclusão massiva de cargas sensíveis e da adoção de novas formas de geração de energia, ressaltou a importância da avaliação da qualidade da energia elétrica (QEE), tanto do ponto de vista do consumidor, quanto das concessionárias e agências reguladoras responsáveis pela operação e manutenção das redes elétricas. Portanto, compreender e gerenciar a QEE é fundamental para garantir uma operação eficiente e segura do sistema de energia elétrica atual, desde a geração, seja ela centralizada ou distribuída, até os pontos de consumo.

A QEE pode ser definida de diferentes formas, de acordo, principalmente, com a ótica pela qual o problema é abordado. Segundo Dugan (2002), os critérios que usualmente são adotados por agências regulatórias e concessionárias, definem a QEE com relação à confiabilidade do sistema e a manutenção do serviço. Já os fabricantes dos equipamentos estabelecem a QEE como as características necessárias ao funcionamento correto desses equipamentos. No entanto, a visão no ponto de consumo é ainda mais relevante e abrange a necessidade de todo o sistema. Então, a QEE pode ser definida como a manutenção da tensão, corrente e frequência, de forma a evitar desvios nessas grandezas que possam resultar em falhas ou operações indevidas dos equipamentos (Dugan, 2002).

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), que regula e fiscaliza a geração, transmissão, distribuição e comercialização de energia elétrica, implementou políticas, parâmetros e definições para a avaliação da QEE, por meio do Módulo 8 de seus Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST). O PRODIST trata da qualidade do produto e do serviço, assim como estabelece aspectos relacionados à instrumentação e metodologia da medição dos fenômenos de qualidade (ANEEL, 2021). Além disso, o Módulo 8 determina os parâmetros relativos ao fornecimento e consumo, tornando a QEE um objeto mensurável.

Para realizar as devidas medições dos parâmetros de QEE, deve-se fazer uso de um equipamento adequado, que esteja em conformidade com o PRODIST, e que seja confiável. Mediante estes aspectos, os equipamentos disponíveis à venda possuem preço elevado e requerem constantes manutenções para garantir a sua funcionalidade e confiabilidade.

Neste contexto, destaca-se a importância da medição adequada da tensão e da corrente, bem como a avaliação correta dessas grandezas quanto a sua conformidade com os critérios estabelecidos pela ANEEL para manutenção da QEE. Isto posto, propõe-se nesse trabalho o

projeto de um protótipo de um analisador de rede, ou analisador de QEE. O protótipo foi implementado com o microcontrolador ESP32, a fim de obter dados de tensão e analisá-los quanto aos critérios básicos como variações na amplitude, avaliação dos componentes harmônicos individuais e a análise da distorção harmônica total. Pretende-se que o dispositivo implementado seja uma alternativa de baixo custo, capaz de realizar as devidas medições de QEE com precisão adequada, a fim de garantir a consistência dos dados, parâmetros e índices calculados.

De acordo com pesquisa de mercado, analisadores de uso comercial possuem valor médio de cinco mil reais, a depender de suas funcionalidades. Neste contexto, esse trabalho busca facilitar o acesso a dispositivos analisadores de rede visando integrar alguns pontos principais, tais como:

- Baixo custo – se comparado às aplicações comerciais, os componentes necessários (sensores, módulos e placas) são mais baratos, isso permite uma maior acessibilidade para pequenas aplicações e instituições educacionais;
- Personalização – para atender demandas específicas, além de permitir a integração com outros sistemas;
- Monitoramento e controle remoto – atribuindo ao produto uma ampla flexibilidade;
- Prototipagem e desenvolvimento rápido – fornecendo um dispositivo em uma plataforma *open source* e comunidade bastante vasta, facilitando a troca de informações e a resolução de possíveis problemas que venham a surgir.

Dessa forma, a trabalho se propõe a apresentar uma solução acessível, personalizável, flexível e educacional. Este trabalho está dividido em cinco capítulos, incluindo este introdutório. No capítulo 2 são apresentados os objetivos, em seguida, no capítulo 3, introduz-se os principais conceitos que embasaram esta pesquisa. Os materiais e métodos utilizados são descritos no capítulo 4, em conjunto com a descrição das etapas realizadas para implementação e construção do dispositivo. Por fim, no capítulo 5, apresenta-se uma análise detalhada de todas as etapas bem como os resultados obtidos por meio do analisador projetado.

## 2 OBJETIVOS

O presente trabalho tem como objetivo geral projetar um protótipo de um analisador de QEE monofásico capaz de medir e avaliar a tensão no domínio do tempo e da frequência, explicitando alguns aspectos da QEE, tais como valor eficaz, harmônicos individuais e distorção harmônica total. Para tal, destacam-se os seguintes objetivos específicos:

- Estudar e compreender os conceitos acerca dos temas de instrumentação, medição de energia elétrica, teoria da amostragem e análise de sinais nos domínios do tempo e da frequência;
- Analisar o estado da arte concernente aos temas supracitados;
- Implementar algoritmos para aquisição dos dados no ESP32 utilizando sensores de tensão;
- Implementar algoritmos para análise das grandezas elétricas no domínio do tempo e da frequência;
- Planejar e executar um experimento para testes e validações do analisador de QEE projetado.

## 3 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste tópico, serão abordados os conceitos e parâmetros necessários para o embasamento teórico do trabalho proposto, fornecendo conceitos básicos sobre medição, QEE e análise de sinais.

### 3.1 Medição e Qualidade de Energia

Qualidade da energia elétrica diz respeito à conformidade da onda de tensão em regime permanente e transitório em relação aos seus indicadores e valores de referência (ANEEL, 2021). No Brasil, a QEE é monitorada por meio de índices estabelecidos pelo PRODIST, que avaliam os níveis de tensão em regime permanente e os harmônicos injetados na rede elétrica.

A Resolução Normativa nº1000 de 2021 da ANEEL, em consonância com o Módulo 8 do PRODIST, garante que as unidades consumidoras alimentadas em baixa tensão, mais especificamente, em 220 volts (entre fase e neutro) ou 380 volts (entre fases), recebam por parte

da distribuidora uma tensão em níveis adequados (igual ou maior que 202 volts e menor ou igual a 231 volts entre fase e neutro) no ponto de conexão. Nas unidades consumidoras/geradoras, valores muito elevados na tensão podem causar o desligamento dos inversores da unidade, que entram em modo de segurança a fim de evitar danos permanentes, não havendo aproveitamento da energia elétrica que está sendo gerada. E para valores de tensões muito baixos, os equipamentos eletroeletrônicos não funcionam corretamente, pois são projetados para operar dentro de uma faixa específica de tensão.

Ainda segundo o PRODIST, o cliente pode abrir uma reclamação quanto à qualidade do nível de tensão em regime permanente junto à concessionária. Nesses casos, a concessionária deve, em tempo hábil, inspecionar o ponto de conexão do cliente, e realizar medições instantâneas, comparando-as com os valores especificados em norma.

Para análise, de acordo com o PRODIST, devem ser coletadas 1008 leituras do nível de tensão, em um intervalo de 10 minutos entre cada medição. Ao final deste processo, os valores do nível de tensão são analisados e divididos em três faixas, as quais, para uma tensão nominal de 220 V são: adequada (igual ou maior que 202 V e menor ou igual a 231 V); precária (maior ou igual a 191 V e menor que 202 V, além de, maior que 231V e menor ou igual a 233V) e; crítica (menor que 191 V ou maior que 233 V) (PRODIST, 2021). Da totalidade de 1008 leituras, apenas 3% podem enquadrar-se como precária, compondo a Duração Relativa da Transgressão de Tensão Precária (DRP), e 0,5% como crítica, compondo a Duração Relativa da Transgressão de Tensão Crítica (DRC). A Figura 1, adaptada do Módulo 8 do PRODIST, resume os valores correspondentes às faixas de tensão adequada, precária e crítica.

Figura 1 – Faixa de tensão adequada, precária e crítica.

|         |          |          |          |          |         |
|---------|----------|----------|----------|----------|---------|
| 403 V   |          | 399 V    | 380 V    | 350 V    | 331 V   |
| Crítica | Precária | Adequada | Adequada | Precária | Crítica |
| 233 V   |          | 231 V    | 220 V    | 202 V    | 191 V   |

Fonte: adaptado da ANEEL (2021).

O não atendimento aos limites estabelecidos de DRP e DRC resulta na elaboração de plano de melhoria por parte da concessionária. Este plano envolve: divisão de circuito; fechamento em anel; recondutoramento; instalação de banco de regulador de tensão; dentre outras medidas. Por consequência, o cliente deve receber ressarcimento por parte da distribuidora, devido a não adequação dos índices de QEE.

Além dos níveis de tensão, o PRODIST define, em seu módulo 8, a distorção harmônica

como um fenômeno associado ao desvio nas formas de onda da tensão e da corrente em relação ao sinal senoidal da fundamental (60 Hz). A norma propõe ainda índices associados às ordens de cada harmônico, como apresentado na Tabela 1.

Tabela 1 - Indicadores de distorção harmônica.

| Descrição                                                                             | Símbolo       |
|---------------------------------------------------------------------------------------|---------------|
| Distorção harmônica individual de tensão de ordem $h$                                 | $DIT_h\%$     |
| Distorção harmônica total de tensão                                                   | $DTT\%$       |
| Distorção harmônica total de tensão para as componentes pares não múltiplas de 3      | $DTT_p\%$     |
| Distorção harmônica total de tensão para as componentes ímpares não múltiplas de 3    | $DTT_i\%$     |
| Distorção harmônica total de tensão para as componentes múltiplas de 3                | $DTT_3\%$     |
| Valor do indicador $DTT\%$ que foi superado em apenas 5% das 1.008 leituras válidas   | $DTT_{95\%}$  |
| Valor do indicador $DTT_p\%$ que foi superado em apenas 5% das 1.008 leituras válidas | $DTT_{p95\%}$ |
| Valor do indicador $DTT_i\%$ que foi superado em apenas 5% das 1.008 leituras válidas | $DTT_{i95\%}$ |
| Valor do indicador $DTT_3\%$ que foi superado em apenas 5% das 1.008 leituras válidas | $DTT_{395\%}$ |

Fonte: ANEEL (2021).

A distorção harmônica individual pode ser obtida de acordo com a Equação (1), em que  $V_h$  é a amplitude da tensão do harmônico de ordem  $h$  e  $V_1$  a amplitude da tensão da fundamental:

$$DIT\%_h = \frac{V_h}{V_1} \times 100. \quad (1)$$

Já a distorção harmônica total pode ser calculada conforme a Equação (2):

$$DTT\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}}{V_1} \times 100, \quad (2)$$

em que  $h$  varia de 2 até, no mínimo, 50 ( $h_{max}$ ).

Na Equação (3), apresenta-se a distorção harmônica das componentes pares, em que  $h$  é a ordem dos harmônicos pares e não múltiplas de 3;  $h_p$  a máxima ordem harmônica par e não múltipla de 3:

$$DTT\%_p = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_p} V_h^2}}{V_1} \times 100. \quad (3)$$

Para os harmônicos ímpares não múltiplos de 3 o cálculo é realizado conforme a Equação (4):

$$DTT\%_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=5}^{hi} V_h^2}}{V_1} \times 100, \quad (4)$$

na qual  $h$  refere-se a todas as ordens harmônicas ímpares não múltiplas de 3,  $hi$  é o valor máximo da ordem harmônica ímpar e não múltipla de 3.

Por fim, para a distorção total para as componentes múltiplas de 3, adota-se a Equação (5):

$$DTT\%_{03} = \frac{\sqrt{\sum_{h=3}^{h3} V_h^2}}{V_1} \times 100, \quad (5)$$

sendo:  $h$  a ordem harmônica múltipla de 3;  $h3$  a ordem máxima múltipla de 3 do harmônico.

Para registro dos indicadores apresentados acima, deve-se fazer uso de equipamento adequado, em consonâncias com as normas vigentes. Os índices mensurados possuem limites estabelecidos em norma, que são apresentados na Tabela 2, sendo  $V_n$  a tensão nominal de fornecimento.

Tabela 2 - Limites das distorções harmônicas totais (em % da tensão fundamental).

| Indicador    | Tensão nominal            |                                        |                                           |
|--------------|---------------------------|----------------------------------------|-------------------------------------------|
|              | $V_n \leq 1,0 \text{ kV}$ | $1,0 \text{ kV} < V_n < 69 \text{ kV}$ | $69 \text{ kV} \leq V_n < 230 \text{ kV}$ |
| $DTT_{95\%}$ | 10,0%                     | 8,0%                                   | 5,0%                                      |
| $DTT_p 95\%$ | 2,5%                      | 2,0%                                   | 1,0%                                      |
| $DTT_i 95\%$ | 7,5%                      | 6,0%                                   | 4,0%                                      |
| $DTT_3 95\%$ | 6,5%                      | 5,0%                                   | 3,0%                                      |

Fonte: ANEEL (2021).

De acordo com a Tabela 2, extraída do PRODIST, para tensão de fornecimento de até 1 kV, é permitido até 10% de distorção harmônica total em 95% leituras válidas. A norma diz ainda que os indicadores apresentados na Tabela 2 devem estar associados ao mês civil no qual se deu o término das medições.

### 3.2 Análise de sinais e sistemas

Um sinal pode ser entendido como a representação do comportamento de um fenômeno através de uma função com uma ou mais variáveis independentes (Candeia, 2015). Para a Engenharia Elétrica, outra forma de entender um sinal é uma grandeza com variação no tempo, representando um fenômeno elétrico, como por exemplo, tensão e corrente elétrica (Candeia, 2015).

As principais classificações dos sinais que estão associadas a este trabalho e segundo as definições de Lathi (2008), são: contínuo e discreto; analógico e digital; periódico e aperiódico;

determinístico e aleatório. Diz-se que um sinal é contínuo quando este assume valores de amplitude em infinitos instantes de tempo, porém, se assume valores de amplitude em uma quantidade finita de tempo, diz-se que o sinal é discreto. Ainda, se a amplitude pode assumir infinitos valores, o sinal é classificado como analógico, e se as possibilidades de amplitude são finitas, é classificado como digital. Um ponto importante a ser elencado é que discreto e contínuo são características relacionados ao tempo, já analógica e digital estão associadas à amplitude, desse modo, um sinal analógico pode ser contínuo ou discreto, assim também para um sinal digital.

Ainda com relação ao tempo, os sinais podem ser periódicos e não periódicos. Um sinal é dito periódico quando ele se repete a um intervalo regular de tempo  $T$  (período), e é dito não periódico quando não se repete a um intervalo regular de tempo (não há período).

Sinais determinísticos são aqueles cujo comportamento gráfico ou matemático pode ser previsto de forma exata e; sinais aleatórios, também denominados estocásticos, são aqueles cujos valores não podem ser previstos de forma exata, sendo apenas possível uma descrição probabilística (Lathi, 2008).

Já um sistema é formado por componentes físicos (*hardware*) ou lógicos (*software*), que permitem a modificação, processamento ou extração de informações de um sinal (Lathi, 2008). Um sistema permite calcular um sinal de saída a partir de um sinal de entrada. Em sistemas elétricos, usando as relações de tensão/corrente conhecidas para os resistores, capacitores, indutores, transistores, e assim por diante, pode-se chegar a equações que representam o modelo matemático.

Os sistemas são classificados em: lineares, não lineares, sistemas variantes e invariantes no tempo. A linearidade é fundamentada em duas outras propriedades, a homogeneidade e aditividade:

- Atende-se a propriedade da homogeneidade quando uma entrada  $x$  provoca uma saída  $y$ , e caso a entrada  $x$  seja multiplicada por uma constante  $k$ , a saída também deve aumentar  $k$  vezes.
- Atende-se a propriedade da aditividade se uma entrada  $x_1$  provoca uma saída  $y_1$ , e uma entrada  $x_2$  provoca uma saída  $y_2$ , se as duas entradas atuarem conjuntamente em um sistema ( $x_1 + x_2$ ), a saída provocada deve ser também a soma de suas respectivas saídas ( $y_1 + y_2$ ).

Caso o sistema não atenda as duas propriedades apresentadas anteriormente, ele é classificado como não linear.

Sistemas cuja resposta é a mesma, independentemente do momento em que a entrada é aplicada, são ditos sistemas invariantes no tempo ou com parâmetros constantes. Mas se a resposta do sistema varia dependendo do momento da aplicação da entrada, o sistema é dito variante no tempo.

### 3.2.1 Análise de Sinais com Distorções Harmônicas

A distorção harmônica é um fenômeno associado a deformação na forma de onda da tensão e da corrente elétrica, distanciando-a da forma de onda senoidal ideal da frequência fundamental (ANEEL, 2021). Este fenômeno surge quando cargas não lineares são conectadas à rede elétrica, gerando componentes de frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental da rede, também denominadas de harmônicos (Deckmann, 2024). A análise de sinais com distorção harmônica é bastante complexa, mas pode ser facilmente contornada, através da decomposição harmônica (Análise de Fourier). Desta maneira, o sinal analisado pode ser decomposto e transformado no somatório de outros sinais de frequências distintas e múltiplas, permitindo a identificação da presença da distorção harmônica, além do estabelecimento de limites e medidas para sua mitigação. A presença de distorções harmônicas na rede elétrica pode causar o não funcionamento adequado de alguns equipamentos, ou ainda, a redução da vida útil destes, por isso a importância de sua detecção, medição e mitigação.

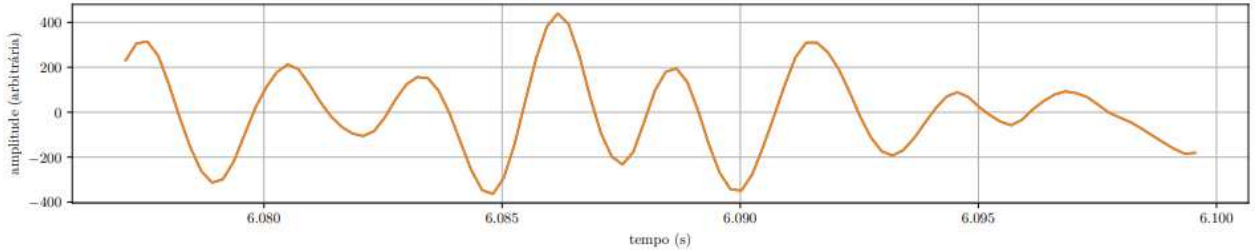
Os harmônicos, dependendo de suas frequências múltiplas, afetam de forma distinta os equipamentos eletroeletrônicos. Dentre seus efeitos, pode-se elencar: vibração e ruído, causando ferorressonância em transformadores e reatores; sobreaquecimento de núcleos ferromagnéticos, desencadeando aumento da corrente de Foucault e das perdas por histerese em motores, transformadores, reatores, geradores, relés, dentre outros; sobreaquecimento de capacitores, em capacitores *shunt*, provoca ressonância, sobretensão e perdas no dielétrico; erro na atuação do sistema de proteção, devido o não funcionamento adequado dos relés na presença de harmônicos e; sobrecorrente no neutro, na presença de harmônicos de sequência zero, e em casos mais acentuados, a corrente de neutro pode ser mais elevada que a corrente de linha (Deckmann, 2024).

Para as devidas análises que este trabalho se propõe a realizar, o sinal contínuo de tensão deve ser discretizado, isto é, deve-se coletar amostras das amplitudes em intervalos de tempo constante, possibilitando seu processamento digital. Um sinal em tempo contínuo  $x(t)$  pode ser convertido em um sinal em tempo discreto  $x[n]$  por meio da Equação (6):

$$x[n] = x(t)|_{t=nT}, \quad (6)$$

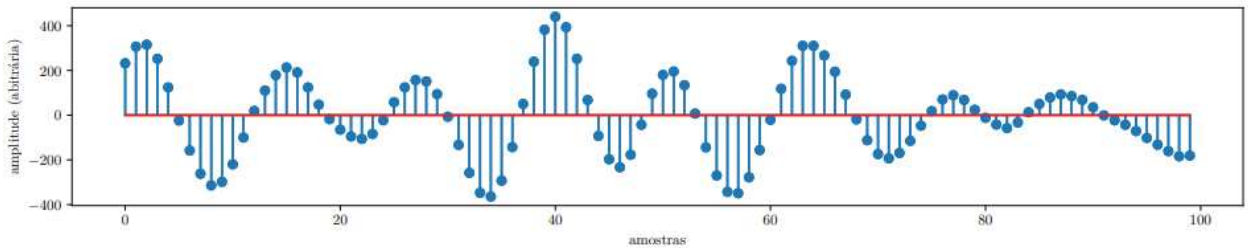
sendo  $T$  o período de amostragem, ou seja, o intervalo de tempo que será coletado uma amostra do sinal, e  $1/T$  a frequência de amostragem. É possível visualizar nas Figuras 2 (a) e (b) um sinal com sua representação no tempo contínuo e no tempo discreto, respectivamente.

Figura 2a – Representação de um sinal contínuo.



Fonte: Maciel (2022).

Figura 2b – Representação de um sinal discreto.



Fonte: Maciel (2022).

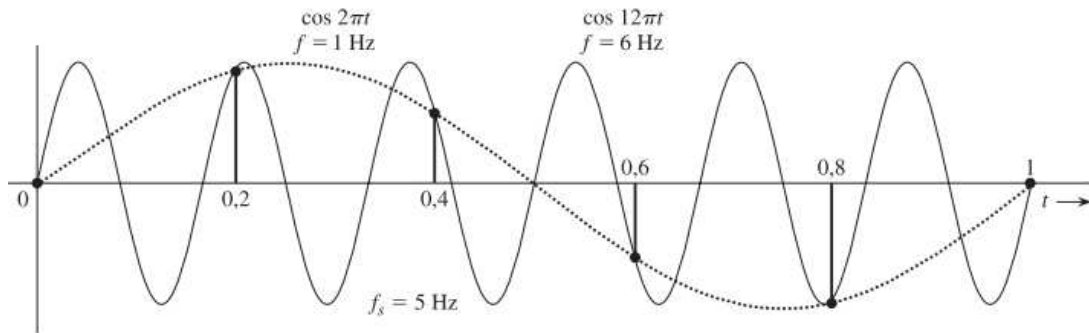
Para exemplificar, apresenta-se na Figura 2 (a) um sinal  $x(t)$ , contínuo, em que a variável  $t$  possui dimensão de tempo. Já na Figura 2 (b), cujo sinal apresentado é discreto, a variável  $n$  é adimensional, pois representa uma amostra.

Sinais analógicos de frequências diferentes podem assumir a mesma identidade em tempo discreto, ocasionando ambiguidade na interpretação do sinal discretizado, impossibilitando a identificação da verdadeira frequência do sinal amostrado (Lathi, 2008). Este fenômeno, apresentado na Figura 3, denomina-se *aliasing*. Escolher uma frequência adequada para a amostragem reduz de forma significativa o *aliasing*. Desse modo, o Teorema da Amostragem, formulado por Harry Nyquist e Claude Shannon, estabelece que para processar um sinal em tempo contínuo por um sistema em tempo discreto, a frequência da amostragem deve ser, no mínimo, duas vezes maior que a frequência do referido sinal (Lathi, 2008). Essa medida permite a reconstrução do sinal amostrado de forma eficiente, e com perdas de informação minimizadas.

Como pode ser observado na Figura 3, a escolha da frequência de amostragem é imprescindível para uma boa representação do sinal contínuo em dados discretos. Quando se trata de um sinal real, formado por sinais de frequências distintas, deve-se escolher uma

frequência de amostragem no mínimo duas vezes maior que maior frequência do sinal analisado.

Figura 3 – Demonstração do efeito *aliasing*.



Fonte: Lathi (2008).

### 3.3 Análise no domínio da frequência

A análise de Fourier é uma ferramenta matemática que permite o estudo de um sinal no domínio da frequência. Essa técnica ajuda na detecção de frequências em um sinal, que pelas análises no domínio do tempo não seriam vistas. Desenvolvida pelo matemático francês Jean Baptiste Joseph Fourier (1768-1830) a análise de Fourier é formada pela Série de Fourier, usada para sinais periódicos, e a Transformada de Fourier, usada para sinais aperiódicos.

#### 3.3.1 Série de Fourier

Durante seus estudos sobre fluxo térmico, Fourier constatou que uma função não senoidal periódica poderia ser representada como a soma infinita de funções senoidais (Sadiku, 2013). Segundo Fourier (1807) *apud* Sadiku (2013), toda função periódica pode ser expressa por meio de uma soma infinita de funções seno ou cosseno para múltiplos inteiros de  $\omega_0$  (frequência fundamental), em que  $\omega_0 = 2\pi/T$ . Dessa maneira, uma função  $x(t)$  pode ser reescrita de acordo com a Equação (7), chamada de série de Fourier trigonométrica (Lathi, 2008):

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)], \quad (7)$$

em que o termo  $a_0$  é o valor médio da função, ou ainda, componente DC – *Direct Current* (corrente contínua). Já os termos  $a_n$  e  $b_n$  são os coeficientes de Fourier, que representam as amplitudes dos senos e cossenos das componentes alternadas.

Para que uma função possa ser representada por uma série de Fourier, deve atender

algumas condições, pois a soma infinita pode ou não convergir adequadamente. Esses requisitos são conhecidos como condições de Dirichlet, que incluem:

- A função  $x(t)$  deve assumir um único valor em qualquer ponto de  $t$ ;
- Dentro de qualquer período,  $x(t)$  deve ter uma quantidade finita de descontinuidades;
- A função  $x(t)$  deve possuir valores finitos de máximos e mínimos dentro de um período;
- A integral do módulo de  $x(t)$ , com limites de  $t_0$  a  $t_0 + T$ , para quaisquer valores de  $t_0$ , deve ser um valor finito (Sadiku, 2013), como expresso na Equação (8):

$$\int_{t_0}^{t_0+T} |x(t)| dt < \infty. \quad (8)$$

O valor do coeficiente  $a_0$  pode ser determinado conforme descrito na Equação (9). Ele consiste, basicamente, no valor médio do sinal.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt. \quad (9)$$

Já os valores de  $a_n$  e  $b_n$ , podem ser obtidos de acordo com as Equações (10) e (11).

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(n\omega_0 t) dt, \quad (10)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin(n\omega_0 t) dt. \quad (11)$$

Outra maneira de representar a série de Fourier é na forma compacta, apresentada na Equação (12) que permite a representação em termos de amplitude e fase, facilitando interpretação do espectro de frequência. Na forma compacta, os termos  $a_n$  e  $b_n$  das respectivas Equações (10) e (11), são representadas por apenas um elemento  $A_n$ . Isto posto, essa forma é descrita por Sadiku (2013) como:

$$x(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n), \quad (12)$$

em que os valores de  $A_n$ ,  $A_0$  e  $\phi_n$  são:

$$A_0 = a_0, \quad (13)$$

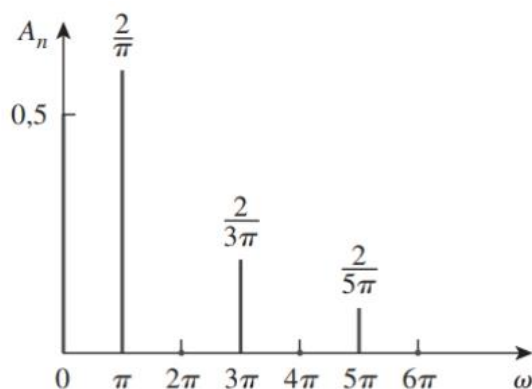
$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (14)$$

$$\phi_n = \arctg\left(\frac{-b_n}{a_n}\right). \quad (15)$$

A partir dos valores de fases (Equação 15) e amplitudes (Equações 13 e 14) é possível a criação dos gráficos de espectro de frequência, que mostram como a energia do sinal é distribuída ao longo das diferentes frequências. O espectro de amplitudes pode ser observado

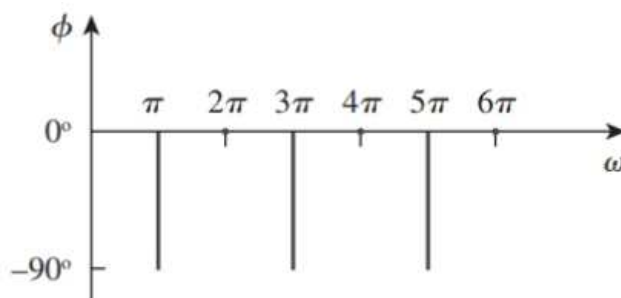
na Figura 4 (a), enquanto o espectro de fases está apresentado na Figura 4 (b).

Figura 4a – Exemplo de gráfico do espectro de amplitudes.



Fonte: Sadiku (2013).

Figura 4b – Exemplo de gráfico do espectro de fases.



Fonte: Sadiku (2013).

No espectro de amplitudes é possível visualizar as frequências dominantes, além disso, fornece dados que auxiliam na escolha e a implementação de técnicas de filtragem para otimizar a qualidade do sinal, atenuando frequências indesejadas. O espectro de fases ilustra o deslocamento de fase das diferentes componentes do sinal. Ele permite a identificação de possíveis ajustes para compensar o deslocamento de fase, resultando na melhoria do sinal. Ademais, conhecendo esses espectros pode-se reconstruir ou sintetizar o sinal  $x(t)$ .

### 3.3.2 Transformada de Fourier

Uma das limitações da Série de Fourier é que só permite a representação de sinais com a soma de funções senoidais (senos e cossenos) para sinais periódicos. Sinais reais, em sua maioria, não são estritamente periódicos. Mediante essa restrição, ao analisar sinais não periódicos, aplica-se a Transformada de Fourier, que supõe de que a função não periódica é periódica com período infinito (Sadiku, 2013).

Considerando um sinal não periódico  $x(t)$ , é possível formar um sinal periódico por

meio de sua repetição. Esse sinal repetido, denominado  $x_{T_0}(t)$ , pode ser representado pela série de Fourier. Conforme o valor de  $T_0$  aumenta, o valor da integral nos intervalos de  $-T_0/2$  a  $T_0/2$  permanece inalterada. Quando o período tende ao infinito a série de Fourier que representa  $x_{T_0}(t)$  também irá representar  $x(t)$ . Dessa maneira,  $x(t)$  pode ser representado pela Equação (16), adaptada de Lathi (2008):

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t}, \quad (16)$$

na qual  $j$  é a representação da unidade imaginária no contexto dos números imaginários e o termo  $C_n$  é:

$$C_n = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt, \quad (17)$$

e a frequência fundamental  $\omega_0$  é dada por:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}. \quad (18)$$

Dessa forma,  $x(t)$  pode ser representado pela Equação (19):

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \right] \Delta\omega e^{jn\omega_0 t}. \quad (19)$$

Alterando os limites da integração para  $-\infty$  a  $\infty$ , substituindo a soma em uma integral, e o espaçamento incremental  $\Delta\omega$  em separação diferencial  $d\omega$  e  $n\omega_0$  por  $\omega$ , o sinal será representado pela Equação (20):

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \right] e^{j\omega t} d\omega. \quad (20)$$

O termo entre colchetes da Equação (20) é denominado de transformada de Fourier, representada por  $F(\omega)$ , conforme descrito na Equação (21):

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (21)$$

Para representação temporal do sinal, após sua representação no domínio da frequência, adota-se a Equação (22):

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (22)$$

A Equação (22) é denominada transformada de Fourier inversa. Em síntese, a transformada de Fourier converte uma função no domínio do tempo para o domínio da frequência, e a transformada inversa realiza o caminho contrário.

### 3.3.3 Transformada de Fourier no Tempo Discreto

Em tempo discreto, diz-se que um sinal é periódico quando atende a expressão da

Equação (23):

$$x[n] = x[n + N_0], \quad (23)$$

em que,  $N_0$  é o período fundamental. A transformada discreta de Fourier (DFT) na forma exponencial pode ser expressa de acordo com a Equação (24):

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad (24)$$

em que  $X[k]$  é o coeficiente de índice  $k$  da DFT,  $x[n]$  é a  $n$ -ésima amostra. O termo  $2\pi/N$  representa a frequência em tempo discreto ( $\Omega_0$ ). A DFT pode ainda ser representada em termos de senos e cossenos, conforme a Equação (25):

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) - j \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right). \quad (25)$$

Pode-se ainda separar o  $k$ -ésimo coeficiente em duas partes, a real e a imaginária. A real corresponde ao termo da Equação (25) que possui o cosseno, já a parte imaginária, que possui o seno.

Para obtenção das amplitudes do espectro de frequência é preciso realizar o comparativo entre a DFT e série de Fourier discreta (DFS), realizando a discretização dos coeficientes da série de Fourier em tempo contínuo. Dessa forma  $a[k]$  e  $b[k]$  são representados pelas Equações (26) e (27):

$$a[k] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right), \quad (26)$$

$$b[k] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right), \quad (27)$$

em que o período no tempo discreto é o número de amostras  $N$  e a frequência angular é dada por  $2\pi/N$ .

Analisando as Equações (26) e (27), vemos que se assemelham às partes reais e imaginárias da DFT. A magnitude do espectro de frequência é a raiz quadrada da soma dos quadrados dos coeficientes citados acima, ou conforme a Equação (28):

$$A[k] = \sqrt{\left(\frac{2}{N} \text{Re}\{X[k]\}\right)^2 + \left(\frac{2}{N} \text{Im}\{X[k]\}\right)^2}. \quad (28)$$

Em que  $A[k]$  é a amplitude do espectro de frequência para a frequência de índice  $k$ . As equações descritas calculam as amplitudes para as frequências de índices  $k$ , e para a sua devida conversão para um valor em Hz, deve-se fazer o uso da Equação (29):

$$f = \frac{k f_s}{N}, \quad (29)$$

na qual  $f_s$  é a frequência de amostragem,  $k$  o índice da frequência,  $N$  o número de amostras e  $f$  a frequência em Hz correspondente ao índice  $k$ .

Supondo uma frequência de amostragem de 2160 Hz, com 1080 amostras, cada índice

$k$  representará um acréscimo de 2 Hz, ou seja, em  $k = 0$ , a frequência correspondente é 0 Hz, em  $k = 1$ , a frequência é 2 Hz,  $k = 2$  corresponde a 4 Hz, e assim sucessivamente até  $k = N - 1$ .

Os critérios de convergência da DFT são correspondentes diretos dos critérios de convergência da transformada em tempo contínuo. O primeiro é que o somatório do módulo das amostras deve ser finito, conforme a Equação (30):

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} |x[n]| < \infty. \quad (30)$$

A Equação (30) advém do primeiro critério de Dirichlet, ou seja, o sinal deve ser absolutamente integrável, e para o tempo discreto, a DFT convergirá se o sinal  $x[n]$  for absolutamente somável (Oppenheim, 2010). Outra condição é que o sinal deve possuir energia finita:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} |x[n]|^2 < \infty. \quad (31)$$

As Equações (30) e (31) garantem que os coeficientes de Fourier assumam valores finitos. As propriedades da DFT consistem na discretização direta das propriedades da transformada no tempo contínuo.

## 4 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste tópico serão descritos os materiais usados na confecção do protótipo e a metodologia adotada, que envolve calibração do sensor, etapas de aquisição de dados do sinal de tensão e, por fim, implementação de ferramentas matemáticas para análise no domínio da frequência.

### 4.1 ESP32

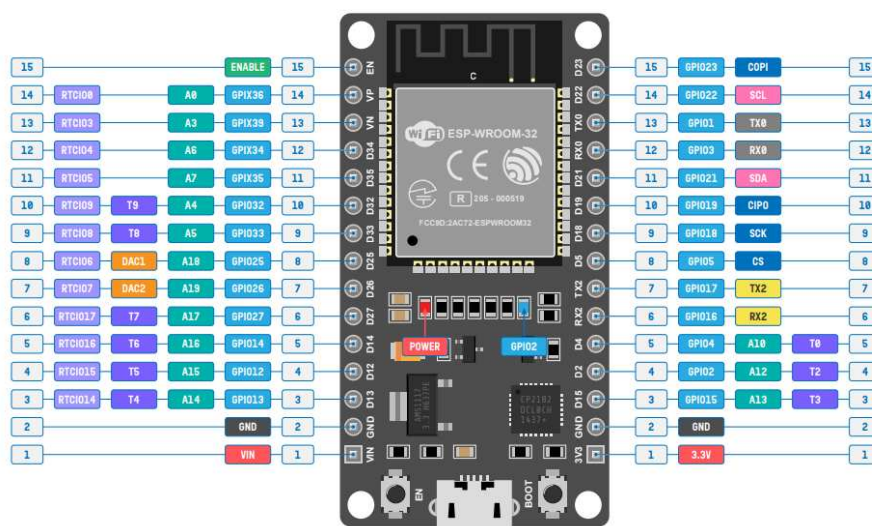
O microcontrolador usado foi o ESP32 Devkit v1, que devido a sua versatilidade e recursos avançados é bastante usado em projetos de automação e robótica, principalmente os que necessitam de comunicação via bluetooth ou via internet. Seu alto desempenho permite a coleta e processamento de dados em tempo real e, por seu processador dual-core, tem-se uma excelente opção para sistemas de prototipagem.

O ESP32 possui um processador com dois núcleos de 240 MHz, memória *flash* de 4 MB, conectividade sem fio via *bluetooth* e via *wi-fi*. Possui também 30 pinos, destacados na

Figura 5, sendo eles:

- Vin – entrada do regulador de tensão para 3.3 V que pode ser alimentado na faixa de 5 V a 12 V;
- 3.3 V – saída de tensão regulada em 3.3 V;
- GND – pino de aterramento para alimentação;
- *enable* – habilita ou desabilita o chip do equipamento e deve ser mantido em nível lógico alto durante o uso;
- GPIO's – usados para leitura de sensores ou controle de dispositivos externos, que podem ser configurados com entradas ou saídas, sendo que os GPIO's de 34 a 39 são exclusivos para entradas;
- ADC's – conversores analógico-digitais com resolução de 12 bits, isto é, convertem proporcionalmente entradas de 0 a 3,3 V em valores digitais inteiros de 0 a 4095;
- DAC's – conversores digital-analógicos;
- Pinos associados a protocolos de comunicação, como o TX, RX, CIPO, COPI, SCK, CS e SCL – em que o RX e TX são usados no recebimento e envio de dados visa comunicação serial, e os demais pinos serão abordados adiante.

Figura 5 – Pinos do ESP32



Fonte: circuitstate (2024).

Neste trabalho, usou-se o GPIO 35 como entrada do sinal do sensor. Para o módulo SD foram usados os pinos GPIO 5, 18, 19 e 23, além de Vin e GND para a alimentação elétrica.

## 4.2 Sensor ZMPT101B

Para a medição do sinal de tensão, optou-se pelo sensor ZMPT101B, apresentado na Figura 6. Este módulo é constituído de um transformador ZMPT101B de precisão, com corrente nominal de 2 mA. Capaz de medir valores eficazes de tensão de 0 a 250 V e pode ser alimentado com 3,3 V ou 5 V.

Esse sensor adota um *offset* no sinal de saída para que ele permaneça dentro da faixa positiva de tensão. O *offset* é proporcional a alimentação, aproximadamente metade do valor de sua fonte de energia.

Os pinos do sensor são:

- Vcc – pino de alimentação (4,75 V nesta aplicação);
- 2 pinos de GND - para interligar o *ground* da fonte de alimentação e a do microcontrolador;
- Pino de saída.

O sensor também possui um potenciômetro para ajustar o ganho no sinal de saída. Nesse projeto, o potenciômetro foi ajustado para que uma tensão eficaz de 220 V correspondesse a um sinal com aproximadamente 1 V de pico a pico. De acordo com medições realizadas na saída do sensor com o auxílio de um osciloscópio, o sinal de saída permaneceu entre 1,9 V e 2,9 V para uma tensão alternada de 220 V eficaz aplicada na entrada do dispositivo, evitando que o sensor envie valores superiores a 3 V para a entrada ADC do ESP32 e possíveis comportamentos não lineares na medição.

Figura 6 – Sensor ZMPT101B



Fonte: usainfo (2024).

Para evitar ruídos e interferência de frequências indesejadas, aplicou-se entre a saída do sensor e o ESP32 um filtro *anti-aliasing*, com frequência de corte em torno de 723 Hz, implementado por um circuito com um resistor de 2,2 k $\Omega$  e um capacitor de 100 nF. O filtro em questão permite que chegue ao ESP32 apenas frequências menores que a de corte.

A alimentação do sensor foi implementada por uma associação de três pilhas alcalinas de tensão nominal de 1,5 V cada. Após a associação das pilhas aferiu-se a tensão com um multímetro e constatou-se uma tensão contínua de 4,75 V.

### 4.3 Módulo Cartão SD

Para a gravação dos resultados e dos dados de leitura adotou-se um cartão de memória através do módulo cartão SD. Este dispositivo possui alimentação de 3,3 V a 5 V. A comunicação do ESP32 com o cartão SD foi realizada por meio do protocolo SPI (Serial Peripheral Interface) utilizando as portas:

- GPIO 19 - MISO (*Master In Slave Out*) permitindo a leitura do cartão SD pelo ESP32;
- GPIO 23 - MOSI (*Master Out Slave In*) permitindo o envio de dados do ESP32 para o cartão de memória;
- GPIO 18 – SCK (*Serial Clock*) pino de *clock* que sincroniza a comunicação entre o periférico e o microcontrolador;
- GPIO 5 – CS (*Chip Select*) indica quando a comunicação com o cartão de memória está ativa. Durante a comunicação é mantido em nível lógico baixo, e quando o cartão não está sendo acessado, mantém-se em nível lógico alto.
- Pinos GND e VIN para a alimentação do módulo.

Na Figura 7 é possível visualizar o módulo e seus pinos. Na parte metálica, localizada na extremidade oposta à dos pinos, é o local onde se deve inserir o cartão para armazenamento dos dados.

Figura 7 – Módulo cartão SD.



Fonte: arduinoecia (2024).

O módulo permite o uso de cartão SD (Secure Digital) com capacidade de armazenamento de até 32 GB, o qual deve estar formatado em FAT32.

#### 4.4 METODOLOGIA

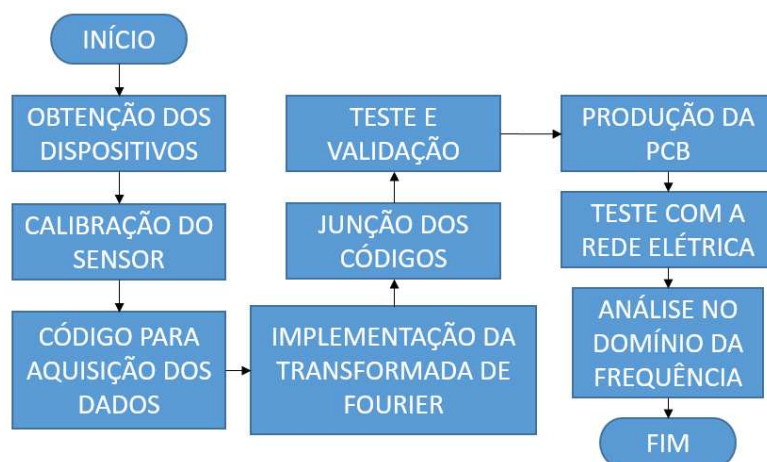
Para a produção do protótipo utilizando o ESP32 e a IDE Arduino, com o qual serão obtidos dados de tensão, algumas etapas foram essenciais:

- Levantamento do estado da arte – investigação da produção acadêmica acerca do tema, tanto no âmbito da instrumentação eletrônica quanto na área de análise da QEE, no que concerne aos desvios de tensão e a distorção harmônica de tensão;
- Seleção dos instrumentos – definição do sensor de tensão, assim como do sistema embarcado, que contenha porta de entrada analógica e capacidade de processamento, possibilitando a aquisição de dados e posterior análise;
- Definição e montagem do experimento – definição da tensão de entrada, idealmente a tensão monofásica do sistema (220 V);
- Aquisição de dados – implementação do algoritmo de aquisição dos dados de tensão. Salienta-se que os dados obtidos devem ser processados e analisados pelo próprio equipamento desenvolvido, mas também guardados de forma estruturada a fim de possibilitar pesquisas futuras;
- Tratamento e análise dos dados – implementação dos algoritmos que possibilitem a análise das grandezas no domínio do tempo, ou seja, da variabilidade temporal da tensão, e domínio da frequência, utilizando a DFT para análise dos harmônicos individuais e cálculo do valor eficaz da tensão;
- Gravação dos dados – o analisador projetado deverá gravar os dados de leitura de tensão bem como dos resultados da análise para estudos posteriores. A gravação deverá ser feita em um cartão de memória SD.

No fluxograma apresentado na Figura 8, estão descritas as etapas práticas para a execução do projeto, desde a obtenção dos dispositivos (ESP32, módulo de leitura de cartão SD e o sensor de tensão), a calibração do sensor de tensão e testes de gravação e leitura com o módulo SD; a implementação do código para aquisição dos dados, a implementação da DFT e da transformada rápida de Fourier (FFT) para testes, etapa que inclui a escolha do tamanho da janela de tempo para a análise, bem como a frequência de amostragem e quantidade de amostras; a junção dos códigos de aquisição de dados, aplicação da DFT e gravação das informações; a produção de uma placa de circuito impresso (PCB) para organizar de forma mais elaborada os dispositivos usados; e por fim os testes com a rede elétrica e análise dos dados obtidos. Essas etapas nortearão a descrição da metodologia e posteriormente a análise dos

resultados obtidos.

Figura 8 – Fluxograma das etapas da pesquisa.



Fonte: autoria própria.

A etapa de calibração do sensor inclui um ajuste do ganho do sensor para evitar cortes no sinal, bem como a inclusão de um filtro passa-baixa, que para além de reduzir o efeito *aliasing*, também atua na redução de ruídos associados à medição.

Para aquisição dos sinais foi definida uma janela de 0,5 segundos, longa o suficiente para captar variações nas características do sinal, garantindo uma representação mais completa. Com esta janela é possível analisar 30 ciclos completos da fundamental (60 Hz). A frequência de amostragem foi escolhida buscando um período de amostragem o mais próximo possível de um valor inteiro em microssegundos. Isso se deve ao fato de o ESP32 usar valores inteiros em mili e microssegundos para *delays* e contagem de tempo, e, para evitar perda de precisão devido arredondamentos, o período de amostragem deve ser o mais próximo possível de um valor inteiro. Adotou-se, portanto, uma frequência de 2160 Hz para a amostragem, resultando em um período de 462,96 microssegundos.

Ademais, é importante que o número de amostras por ciclo da fundamental seja um valor inteiro, garantindo a captura completa do sinal e evitando distorção na amostragem. Com os parâmetros escolhidos, o número de amostras por ciclo é de 36, totalizando 1080 amostras na janela. O teorema de Nyquist afirma que, a frequência de amostragem deve ser no mínimo duas vezes maior que a maior frequência. Então, a frequência de amostragem adotada é 3,6 vezes superior que a maior frequência analisada (600 Hz).

Para a coleta dos valores de tensão, também foi necessário realizar a conversão do valor digital lido pelo ESP32 ao valor correspondente em tensão proporcional a da rede elétrica. Como discutido anteriormente, o sensor, buscando preservar o microcontrolador, ajusta o valor de saída para evitar uma tensão negativa. Esse *offset* deve ser compensado via *software* e, para

tal, elaborou-se o fluxograma da Figura 9.

Destaca-se ainda que, durante a aquisição do *offset* coletou-se 2160 amostras em 1 segundo, a fim de evitar excessiva interferência dos ruídos. Logo após, pequenos ajustes foram aplicados no valor obtido para que a relação de simetria do sinal real fosse mantida.

Em seguida, na etapa de implementação da transformada de Fourier, duas opções foram consideradas: a DFT e a FFT. Enquanto a DFT é a aplicação direta da transformada de Fourier, substituindo a integral pelo somatório, a FFT divide os dados em subconjuntos e combina os resultados e por isso é um método mais eficiente e rápido. No entanto, a FFT apresenta algumas limitações, dentre as quais a exigência de uma quantidade significativa de memória RAM, pois além de armazenar os dados de entrada também necessita do armazenamento dos dados de cada conjunto, que serão utilizados pelos conjuntos posteriores. Além disso, o número de dados deve ser de base dois, ou seja, o número de amostras deve ser  $2^n$ , já que os dados serão divididos em subconjuntos. Na DFT, por sua vez, não há a otimização dos cálculos, logo, para grandes quantidades de amostras necessita-se de um maior tempo de processamento.

Figura 9 – Fluxograma do código para obtenção do *offset*.

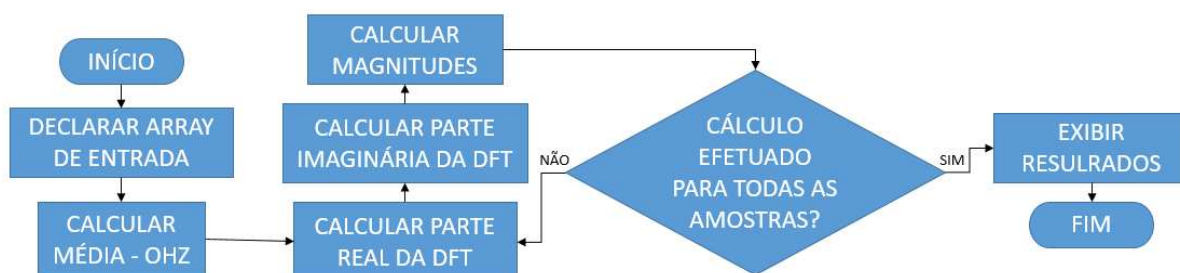


Fonte: autoria própria.

A fim de comparar o tempo de execução dos cálculos dos dois algoritmos, usando a ferramenta codeblocks, aplicou-se 4096 amostras em ambas as transformadas. A FFT foi executada em apenas 0,07 segundos, enquanto a DFT foi executada em 3,6 segundos. Nessa análise a transformada rápida de Fourier foi cinquenta vezes mais rápida que a transformada discreta.

Os dois métodos foram testados também no ESP32 utilizando sinais com 256 amostras e 512 amostras, gerados com o MATLAB. Como esperado, para 256 amostras, a FFT retornou os resultados mais rápido que a DFT, e ambas apresentaram os mesmos resultados para os coeficientes das frequências. No entanto, para o sinal com 512 amostras, o uso da FFT provocou a saturação da memória volátil, impossibilitando a obtenção dos resultados. Dessa forma, para o código final, optou-se pela implementação da DFT no ESP32, cujo algoritmo é representado pelo fluxograma da Figura 10.

Figura 10 – Fluxograma para o cálculo da DFT.



Fonte: autoria própria.

Na etapa de gravação dos dados no cartão SD, fez-se o uso de alguma bibliotecas para habilitar a comunicação SPI, sendo elas SPI.h e SD.h. A SPI.h habilita a comunicação entre o microcontrolador e dispositivos externos, já a SD.h é usada para controlar cartões SD via SPI, permitindo ler, criar e gravar arquivos. O fluxograma utilizado como base para gravação dos dados está apresentado na Figura 11.

Figura 11 – Fluxograma para gravação dos dados.



Fonte: autoria própria.

Após a declaração das bibliotecas, conforme a Figura 11, verifica-se a presença do cartão SD. Caso positivo, confirma-se a existência do arquivo para gravação dos dados, caso contrário, exibe-se mensagem de erro e retorna-se à inicialização. Na detecção da existência

dos arquivos, se houver no cartão algum arquivo com a mesma nomenclatura dos que serão usados, estes serão excluídos e criados novamente. Em seguida, abre-se o arquivo, realiza-se a gravação dos dados necessários e por fim, fecha-se o arquivo.

Ao final, as etapas de implementação foram consolidadas em um código modulado único, conforme apresentado no fluxograma da Figura 12.

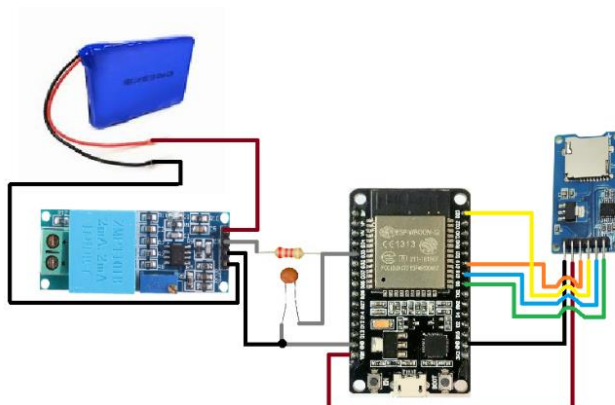
Figura 12 – Fluxograma do código final.



Fonte: autoria própria.

Para uma melhor organização dos elementos, foi produzido uma placa de circuito impresso com uma fenolite. O desenho das trilhas foi feito no software KiKad e impresso a laser em papel foto. A impressão foi colocada sobre a fenolite e aquecida com um ferro de passar roupa para repassar o desenho. Com uma solução de hipercloreto de ferro, a placa foi corroída, exceto no local onde havia o desenho. Finalmente, a placa foi perfurada e os elementos soldados. Os elementos foram montados segundo a Figura 13.

Figura 13 – Ligação dos módulos ao ESP32.



Fonte: autoria própria.

Já a validação do sistema ocorreu em duas etapas. A primeira, sem o sensor, utilizou um gerador de sinais para aplicação de tensão diretamente na entrada ADC do ESP32, visando

validar, principalmente, a aquisição e gravação dos dados, bem como o algoritmo implementado para a DFT.

Para a análise em 220 V preferiu-se por usar um variac monofásico, proporcionando um ambiente controlado e seguro. Ajustou-se a tensão em exatos 220 V para realização das medições e análises. Acoplou-se a ponteira diferencial em paralelo com a saída do variac, possibilitando a medição do sinal pelo osciloscópio. Em outro canal do osciloscópio verificou-se o sinal na entrada do ADC do ESP32. Todo o sistema foi montado conforme exposto na Figura 14.

Figura 14 – Montagem do sistema para realização das medições.



Fonte: autoria própria.

A última etapa, correspondente a análise dos sinais obtidos, foi realizada no Matlab, focando nos cálculos de parâmetros como tensão eficaz,  $DTT_p\%$ ,  $DTT_i\%$ ,  $DTT_3\%$  e por fim, a  $DTT\%$ .

## 5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nesta sessão serão abordados os resultados obtidos para as etapas explicitadas e descritas na metodologia.

### 5.1 Aquisição e Conversão dos Sinais

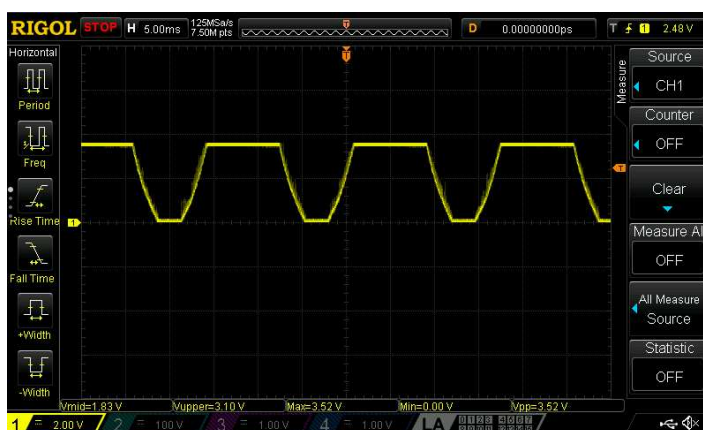
Nesta etapa, destaca-se a calibração do sensor e a obtenção dos parâmetros de conversão.

#### 5.1.1 Calibração do sensor

Como discutido, o sensor utilizado possui um ganho ajustável, que deve ser adaptado para evitar um ganho muito elevado que cause um corte no sinal de saída. Portanto, optou-se por aplicar, inicialmente, um valor próximo a 5 V na alimentação do sensor, já que sua saída é proporcional ao valor aplicado na alimentação.

O sinal antes do ajuste de ganho é apresentado na Figura 15. Como esperado, nota-se que há um limite para o ganho que, quando ultrapassado, parte do sinal é cortado. Durante os testes e experimentos, evidenciou-se que quando o sensor é alimentado com 3,3 V o limite de tensão de pico é 900 mV e, após este ponto, o sinal sofre corte, fundamentando assim a escolha do ganho e da tensão fornecida para o sensor.

Figura 15 – Sinal de saída do sensor antes de ajuste.



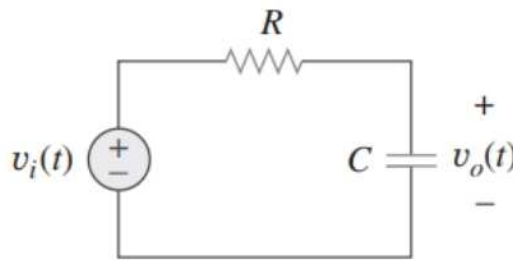
Fonte: autoria própria.

Durantes os testes, notou-se ainda que ruídos da fonte de energia para o sensor são refletidos na saída. Diante disso, preferiu-se pilhas para prover energia para eles, pois

proporcionam uma tensão contínua e estável, minimizando flutuações que interferem significativamente na medição.

O sensor de tensão também se mostrou sensível a campos eletromagnéticos gerados por equipamentos elétricos próximos. Por isso, montou-se um filtro passivo passa baixa na saída do sensor para, além de reduzir o *aliasing*, atenuar os sinais de alta frequência. O filtro foi alocado entre a saída do sensor e a entrada ADC do ESP32. Baseado em um circuito RC, como exposto na Figura 16.

Figura 16 – Filtro passivo passa baixa.



Fonte: Sadiku (2013).

O filtro passa baixa atenua frequências acima da frequência de corte, a qual é determinada a partir dos valores de resistências e capacitâncias do circuito. A expressão que permite determinar a frequência de corte é dada pela Equação (32):

$$\omega_c = \frac{1}{RC}, \quad (32)$$

sendo  $\omega_c$  a frequência de corte em rad/s,  $R$  a resistência do resistor e  $C$  a capacitância do capacitor.

Sabe-se que, em filtros reais, a rejeição não ocorre de maneira instantânea e a frequência de corte é entendida como o ponto no qual a função de transferência  $H$  cai em módulo para 70% do seu valor máximo (Sadiku, 2013). Para esta aplicação foi utilizado um resistor de 2,2 k $\Omega$  e um capacitor de 100 nF. Substituindo os valores de resistência, capacitância e frequência angular, como apresentado na Equação (33), obtém-se a frequência de corte:

$$\omega_c = \frac{1}{2200 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 4545,45 \text{ rad/s}. \quad (33)$$

E em Hz:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 723,43 \text{ Hz}. \quad (34)$$

### 5.1.2 Parâmetros de Conversão

Definem-se, nesta etapa, os parâmetros de conversão como o *offset* e a constante de

conversão. A conversão pode ser representada pela Equação (35):

$$v(t) = (leitura - offset) * constante, \quad (35)$$

em que *leitura* é valor digital lido pelo ESP32, o *offset* é o valor digital de *offset* que o sensor aplica ao sinal de saída e *constante* é o valor que se deve multiplicar ao resultado para transformar o valor digital em tensão, proporcional ao valor que está sendo medido.

Para determinar esses valores utilizou-se uma ponteira diferencial, devido limitação do osciloscópio, e mediu-se o sinal de tensão proveniente da rede elétrica fornecida pela concessionária de energia, a fim de ajustar os parâmetros do sensor para que o sinal de saída dele fosse devidamente convertido.

O sensor foi alimentado por uma associação de pilhas alcalinas de tensão nominal de 1,5 V cada, ligadas em série, o que resultou em uma tensão de 4,75 V, verificado com multímetro. Em seguida, mediu-se a saída do sensor sem nenhuma geração de sinal associada à sua entrada, para verificar apenas o ganho DC. O resultado obtido está apresentado na Figura 17 e, na Figura 18, apresentam-se os dados relativos ao sinal de saída do sensor para esse teste.

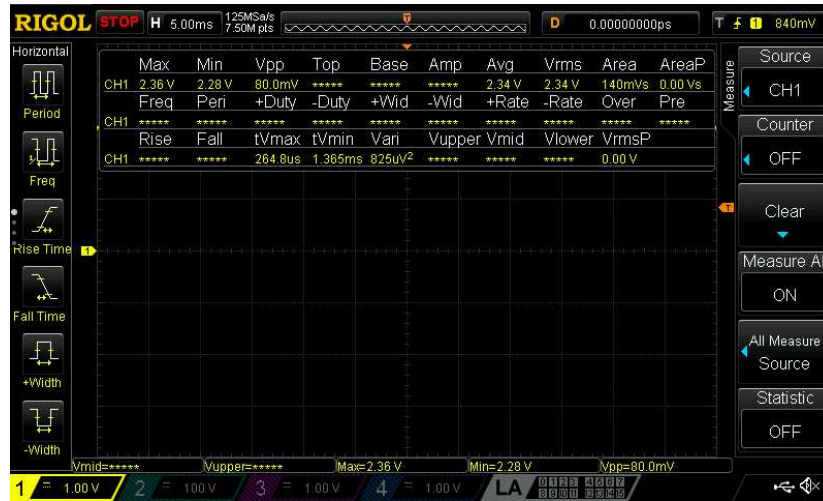
Observa-se, na Figura 17, a ausência de sinal aplicado à entrada do sensor, pois a saída consiste apenas em um sinal contínuo com *offset* de aproximadamente metade da tensão de alimentação fornecida ao sensor. Já na Figura 18 é possível inferir os ganhos DC máximo e mínimo para o sinal.

Figura 17 – Sinal de saída do sensor sem sinal em sua entrada.



Fonte: autoria própria.

Figura 18 – Dados do sinal de saída do sensor sem sinal em sua entrada.



Fonte: autoria própria.

Para compreender a conversão do sinal de um valor de tensão analógico para um valor digital, deve-se saber que as entradas analógicas do ESP32 possuem resolução de 12 bits, isso significa que ele pode representar um valor digital de 0 a 4095, resultando em 4096 níveis diferentes. Cada nível representa uma fração da tensão de 3,3 V. Ademais, o sensor usado para a leituras de tensão, além de reduzir o valor de, aproximadamente, 620 V de pico a pico em apenas 1V de pico a pico, também aplica um ganho no sinal de aproximadamente 2,34 V para que se obtenha apenas valores positivos, pois o ESP32 não lê valores negativos de tensão.

Portanto, para transpor o valor de tensão em um valor digital basta adotar a relação de proporcionalidade existente entre eles. Como a tensão de entrada varia de 0 a 3,3 V e o valor digital varia de 0 a 4095, pode-se estabelecer essa relação como:

$$\frac{V_{entrada}}{3,3} = \frac{Valor\_Digital}{4095}. \quad (36)$$

Isolando a variável *Valor\_Digital*:

$$Valor\_Digital = \frac{V_{entrada} * 4095}{3,3}. \quad (37)$$

Assim, para determinar o valor digital é necessário multiplicar a tensão aplicada na entrada do ESP32 por 4095, que é a faixa de valor digital, e dividir por 3,3, que é a faixa de valor de tensão.

Como visto na Figura 18, o ganho encontra-se entre os limites de 2,28 V a 2,36 V, o que em termos digitais correspondem a 2830 e 2929, respectivamente. Isso pode ser validado pelas Equações (38) e (39).

$$offset_{mínimo} = \frac{2,28 * 4095}{3,3} = 2829,27, \quad (38)$$

$$offset_{máximo} = \frac{2,36 \cdot 4095}{3,3} = 2928,54. \quad (39)$$

Para determinar a constante da Equação (35), comparou-se os valores da tensão da rede elétrica e a saída do sensor no osciloscópio, como exposto na Figura 19.

Figura 19 – Comparativo do sinal da saída do sensor e sinal da tensão da rede elétrica.



Fonte: autoria própria.

O sinal fornecido pelo sensor, que está em amarelo, corresponde ao canal 1, já o sinal em azul representa o sinal da tensão da rede elétrica e corresponde ao canal 2. Percebe-se um pequeno atraso do sinal na saída do sensor em relação ao sinal da rede elétrica, contudo, esse atraso pode ser desprezado porque a análise é focada apenas nas amplitudes. Na Figura 20 apresentam-se os dados referentes ao comparativo entre os sinais de saída do sensor e o sinal da rede.

Figura 20 – Dados do comparativo entre o sinal de saída do sensor e o sinal de tensão da rede elétrica.



Fonte: autoria própria.

De acordo com os dados da Figura 20, a tensão de pico a pico na saída do sensor é

1,06V, que corresponde a 1316 em valor digital. Desse modo, a constante multiplicado pelo valor digital deve ser igual a tensão da rede elétrica, sendo representado pela equação:

$$constante * 1316 = 620. \quad (40)$$

Isolando a constante:

$$constante = \frac{620}{1316} = 0,47. \quad (41)$$

Portanto, o valor empírico da constante é de aproximadamente 0,47. Para testar os valores obtidos, implementou-se um código para realizar a leitura e apresenta na saída serial o valor já convertido, a fim de realizar ajustes finos nos valores parametrizados.

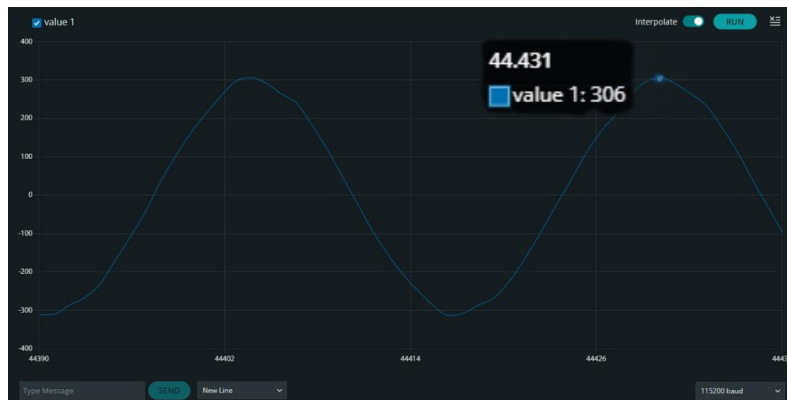
Realizando pequenos ajustes manuais até que os valores de saída coincidisse com os valores reais da rede, chegou-se a: 0,5 para a constante e 2925 para o *offset*. Esses ajustes finos e os valores finais são explicitados nas Figuras 21 e 22.

Para o valor de pico após a conversão, alcançou-se 306 V, conforme Figura 21. Já para o valor mínimo, atingiu-se -313,5 V evidenciado na Figura 22.

Desta maneira, a expressão final para conversão do valor digital é:

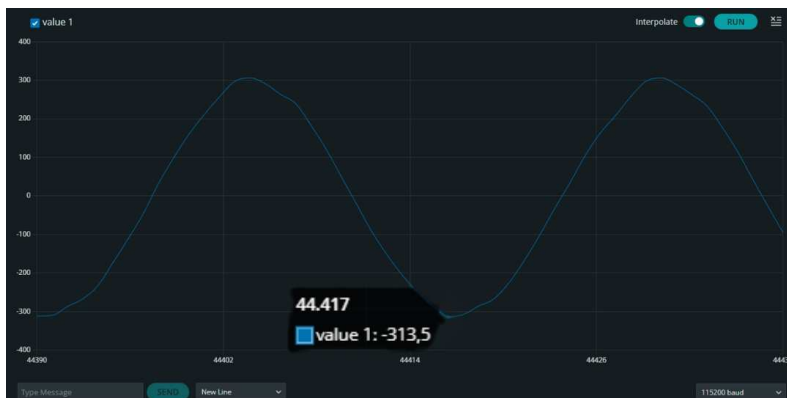
$$v(t) = (leitura - 2925) * 0,5. \quad (42)$$

Figura 21 – Resultado da tensão máxima após conversão.



Fonte: autoria própria.

Figura 22 – Resultado da tensão mínima após conversão



Fonte: autoria própria.

Por fim, calculou-se o erro relativo para as tensões máxima - Equação (43) -, e mínima - Equação (44) -, obtendo os valores de 0,66% e 0,79%, respectivamente.

$$erro\%_{V_{max}} = \frac{|304-306|}{304} * 100\% = 0,66\%, \quad (43)$$

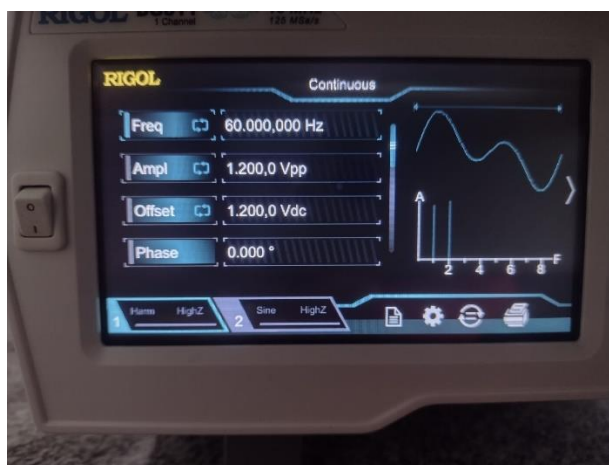
$$erro\%_{V_{min}} = \frac{|-316 - 313,5|}{316} * 100\% = 0,79\%. \quad (44)$$

Mediante os erros calculados, admite-se que os parâmetros definidos fornecem valores satisfatórios para medição, aquisição e análise dos dados.

## 5.2 Validação dos Algoritmos Implementados

Uma etapa essencial é a validação dos códigos para aquisição de dados e da aplicação da DFT. Para certificação da funcionalidade do *software*, com um gerador de sinal, aplicou-se no GPIO 35 do ESP32 um sinal de 60 Hz com 1,2 V de amplitude e *offset* de 1,2 V, evitando valores negativos, conforme apresentado na Figura 28.

Figura 23 – Sinal aplicado no ESP32 para validação.



Fonte: autoria própria.

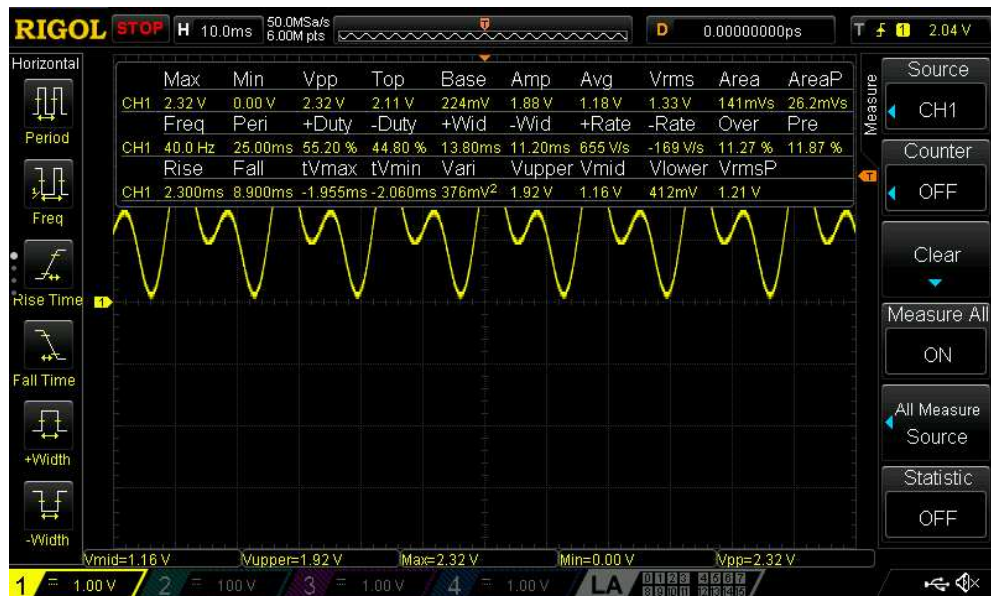
Nota-se, pela Figura 23, que o sinal é constituído de duas frequências distintas, 60 Hz e 120 Hz. Além disso, a amplitude do 2º harmônico é maior do que a amplitude da fundamental. O sinal observado pelo osciloscópio é apresentado na Figura 24 e seus dados explicitados na Figura 25.

Figura 24 – Sinal aplicado no ESP32 no osciloscópio.



Fonte: autoria própria.

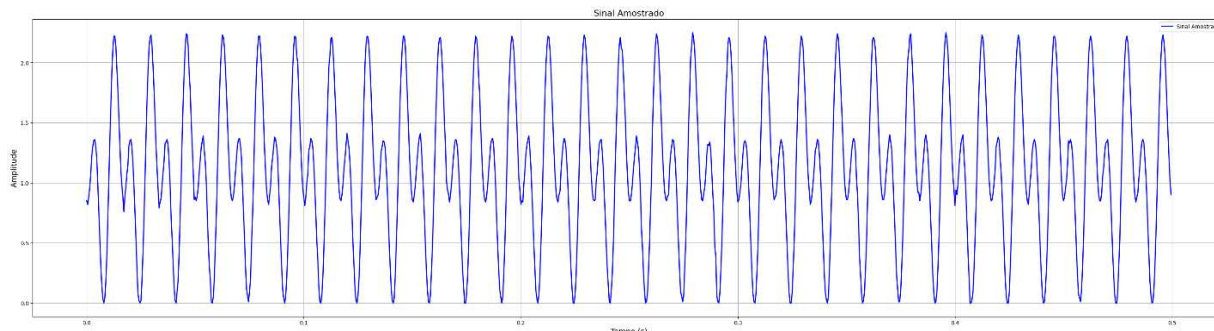
Figura 25 – Dados do sinal aplicado no ESP32 no osciloscópio.



Fonte: autoria própria.

A fim de validar a aquisição dos sinais, a reconstrução do sinal a partir dos valores amostrados e gravados no cartão SD é apresentada na Figura 26, na qual se observa a semelhança com o sinal apresentado no osciloscópio.

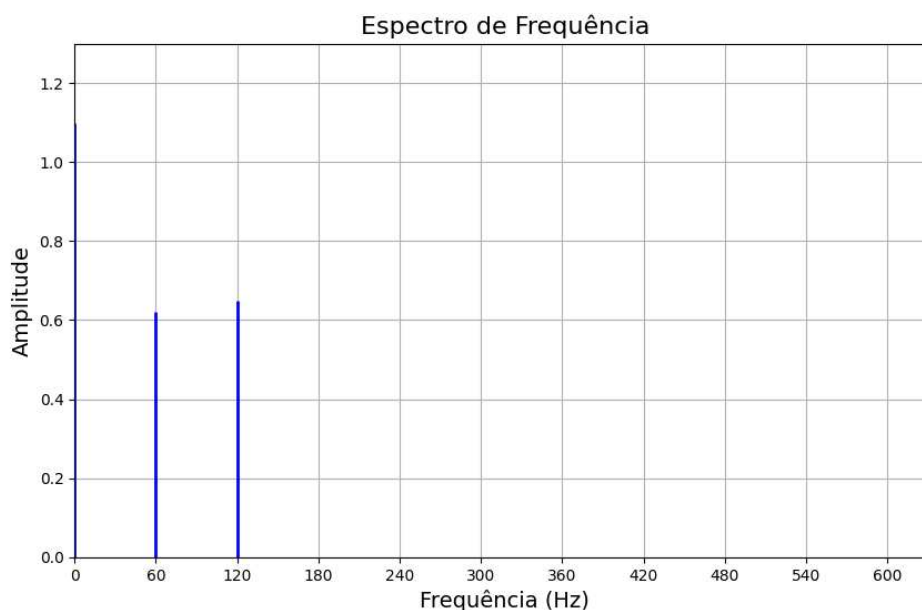
Figura 26 – Sinal de teste e validação formado a partir dos valores amostrados.



Fonte: autoria própria.

Os resultados obtidos pela aplicação da DFT no ESP32 estão apresentados no gráfico do espectro de frequências da Figura 27. Nota-se que a DFT resultou 1,10 para 0 Hz (nível DC); 0,62 V para 60 Hz e 0,65 V para 120 Hz. É possível visualizar que as amplitudes estão localizadas em 0 Hz, 60 Hz e 120 Hz, com a magnitude no segundo harmônico maior que a fundamental, como exposto na Figura 27.

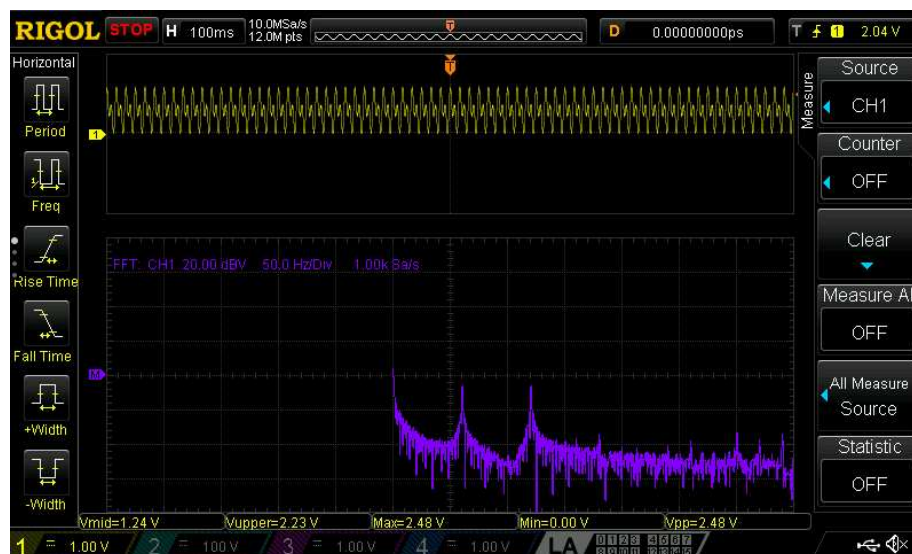
Figura 27 – Espectro de frequência do sinal do teste e validação.



Fonte: autoria própria.

Outra comparação realizada foi com a FFT aplicada pelo próprio osciloscópio. Com escala de 50 Hz por divisão, o resultado está descrito na Figura 28. Em consonância com os resultados obtidos, o resultado da FFT aplicada pelo osciloscópio valida que o sinal é composto por um sinal DC (0 Hz), a fundamental (60 Hz) e o segundo harmônico (120 Hz), cuja amplitude é maior que a da fundamental.

Figura 28 – FFT aplicada pelo osciloscópio no sinal de validação.



Fonte: autoria própria.

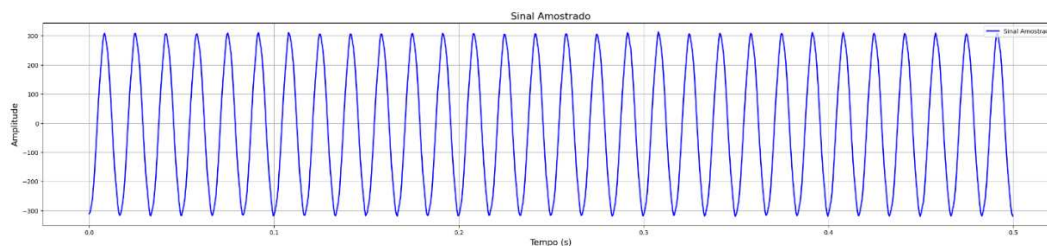
### 5.3 Medição e Análise da Tensão da Rede Elétrica

Após a determinação do *offset*, da constante de conversão e da validação dos algoritmos implementados no microcontrolador, procedeu-se com a análise e gravação do sinal da rede elétrica de 220 V (RMS).

Vale salientar que, seguindo as etapas explicitadas na metodologia, adotou-se uma velocidade de comunicação *baud rate* de 115200 bps, possibilitando uma comunicação rápida e eficiente com a saída serial do computador. O sinal foi amostrado durante 0,5 segundos, a uma frequência de amostragem de 2160 Hz, com 1080 amostras, compreendendo 30 ciclos do sinal em relação à fundamental. Seguindo o teorema de Nyquist, com esses dados é possível analisar até a frequência de 1080 Hz, porém, para melhor precisão, dado que para esta frequência a resolução espectral é relativamente baixa, será analisado até o 10º harmônico da fundamental, isto é, até 600 Hz.

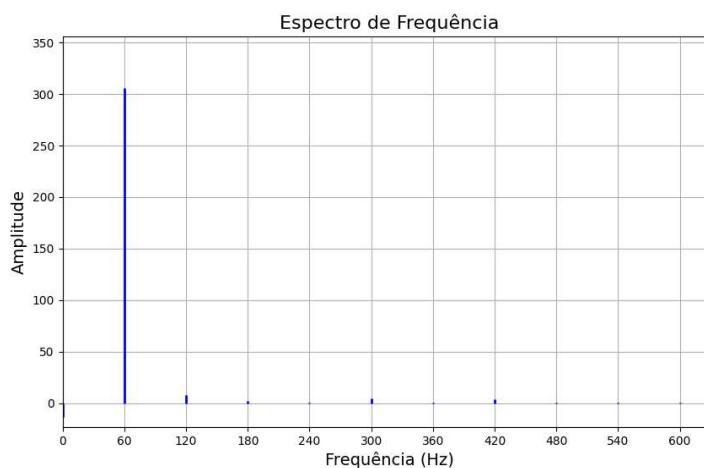
Para confirmação dos resultados, o sinal amostrado e gravado no cartão SD foi reconstruído e está apresentado na Figura 29. Já o espectro de frequências, obtido por meio da DFT calculada no protótipo, está apresentado na Figura 30.

Figura 29 – Sinal de tensão formado a partir dos valores amostrados.



Fonte: autoria própria.

Figura 30 – Espectro de frequência da tensão da rede elétrica.



Fonte: autoria própria.

Para facilitar a interpretação, os dados obtidos para os harmônicos estão descritos na Tabela 3 as  $DIT_h\%$  para cada harmônico, calculadas de acordo com as determinações do PRODIST, estão explicitadas na Tabela 4. Observando as distorções individuais destaca-se a contribuição do 2º, 5º e 7º harmônico. A predominância do harmônico de ordem par é intrigante, uma vez que, em sistemas elétricos que apresentam cargas não lineares, geralmente observa-se uma predominância dos harmônicos ímpares, em especial de ordem 3. Outro ponto a ser enfatizado é que foi implementada a DFT no ESP32 para a obtenção das amplitudes para cada harmônico, sendo esses valores gravados no cartão SD. Em seguida, os indicadores de distorção harmônica e a tensão eficaz foram calculadas usando o MATLAB, aplicando-se os resultados e amostras coletadas com o protótipo.

Tabela 3 – Resultado das amplitudes dos harmônicos individuais da rede elétrica.

| Frequência (Hz) | Amplitude (V) |
|-----------------|---------------|
| 0               | -13,12        |
| 60              | 306,05        |
| 120             | 7,58          |
| 180             | 2,33          |
| 240             | 0,85          |
| 300             | 4,65          |
| 360             | 0,39          |
| 420             | 3,66          |
| 480             | 0,21          |
| 540             | 0,57          |
| 600             | 0,07          |

Fonte: autoria própria.

Tabela 4 – Resultados das distorções harmônicas individuais

| Harmônico | $DTT_h\%$ |
|-----------|-----------|
| 2°        | 2,48%     |
| 3°        | 0,76%     |
| 4°        | 0,28%     |
| 5°        | 1,52%     |
| 6°        | 0,13%     |
| 7°        | 1,20%     |
| 8°        | 0,07%     |
| 9°        | 0,19%     |
| 10°       | 0,02%     |

Fonte: autoria própria.

Também foi realizado o cálculo para as distorções referentes aos harmônicos pares ( $DTT_p\%$ ), como descrito na equação (45):

$$DTT_p\% = \frac{\sqrt{(7,58^2)+(0,85^2)+(0,21^2)+(0,07^2)}}{306,05} * 100\% = 2,49\%. \quad (45)$$

Para os harmônicos ímpares,  $DTT_i\%$ , calculou-se:

$$DTT_i\% = \frac{\sqrt{(4,65^2)+(3,66^2)}}{306,05} * 100\% = 1,93\%. \quad (46)$$

E para os harmônicos múltiplos de 3, tem-se a  $DTT_3$  %:

$$DTT_3 \% = \frac{\sqrt{(2,33^2)+(0,39^2)+(0,57^2)}}{306,05} * 100\% = 0,79\%. \quad (47)$$

O cálculo das distorções totais corrobora com as distorções individuais encontradas, destacando a contribuição dos harmônicos pares, mais especificamente o segundo harmônico, na distorção da forma de tensão no momento da medição.

As análises de tensão eficaz e o erro correspondente, bem como as distorções harmônicas pares, ímpares e múltiplas de 3 também foram realizadas pelo MATLAB e mediante as amostras e as magnitudes gravadas no cartão SD pelo ESP32. Os resultados obtidos estão descritos na Figura 31, retiradas diretamente da aba *command window* do *software*.

Figura 31 – Resultados usando o MATLAB.

```
Tensão RMS: 217.15
Erro da tensão RMS: 1.30%
DTT Total: 3.25%
DTT Par: 2.49%
DTT Ímpar: 1.93%
DTT Múltiplos de 3: 0.79%
```

Fonte: autoria própria.

Ressalta-se que, apesar das contribuições evidenciadas, as distorções estão dentro dos limites estabelecidos pela ANEEL para tensão de alimentação menor que 1 kV. Inclusive a distorção harmônica total dos componentes pares, apesar de incomum, está no limite delimitado em norma. Destaca-se ainda que a presença de harmônicos pares pode estar tanto associada a problemas com a carga quanto a problemas no próprio equipamento de medição.

Como a presença de harmônicos pares pode significar problemas com equipamento ou problemas com carga, realizou-se outra medição e, em conjunto, verificou-se a FFT aplicada pelo osciloscópio no sinal da tensão. Na Figura 32 apresenta-se essa aplicação da FFT.

Figura 32 – FFT aplicada pelo osciloscópio para medição complementar.



Fonte: autoria própria.

A partir da Figura 32, nota-se que o sinal possui, em valor absoluto, a tensão no ciclo negativo maior que no ciclo positivo, o que justifica o valor DC obtido de -13 V. Pode-se, ainda, verificar a presença dos 2º e 3º harmônicos no sinal. Os resultados obtidos para as distorções harmônicas de ordem par e ímpar foram de acordo com o esperado e limitados em norma. Para a de ordem par o limite é de 2,5% de distorção, sendo, aproximadamente, este também o valor obtido. Já para a ordem ímpar, o limite é de 7,5% e o valor obtido foi de 1,93%, estando bem abaixo do valor máximo especificado em norma. Para as componentes múltiplas de três o valor obtido foi de 0,79%, também abaixo do limite máximo especificado em norma (6,5%). Por fim, a distorção harmônica total foi de 3,25%, estando dentro das especificações do PRODIST.

Como a coleta dos dados e a análise usando o osciloscópio não foram realizadas no mesmo instante, há variações quanto a magnitude dos componentes harmônicos. É válido destacar que o sensor apresentou sensibilidade ao campo eletromagnético gerado por equipamentos elétricos que estavam ligados próximos ao sistema de medição. Por isso, também há um pequeno erro associado à medição.

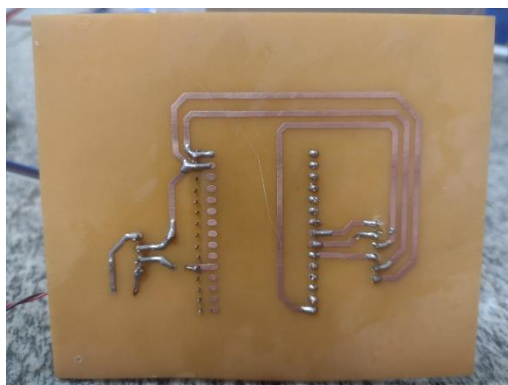
O protótipo é apresentado na Figura 33, na qual se observa que ele está envolvido por uma estrutura polimérica desenvolvida através de uma impressora 3D. Tentou-se, ainda, por meio da aplicação da fenolite, reduzir o máximo possível o número de fios para evitar ruídos. As trilhas podem ser visualizadas por meio da Figura 34.

Figura 33 – Protótipo desenvolvido.



Fonte: autoria própria.

Figura 34 – Placa de circuito impresso.



Fonte: autoria própria.

## 6 CONCLUSÕES

O propósito deste trabalho foi desenvolver um equipamento de baixo custo, usando módulo, sensor e microcontrolador acessíveis, capaz de calcular as distorções harmônicas por meio de um conjunto de amostras de tensão e gravar os resultados e os valores amostrados para análises mais complexas. Também se objetivou a obtenção dos indicadores de distorção harmônica e a tensão eficaz por meio das amostras e resultados coletados.

Para atender os objetivos listados, fez-se o uso do ESP32, bem como sensor e módulo de baixo custo, interligados por meio de uma placa de circuito impresso. Diversos testes foram realizados com o protótipo, a fim de obter informações para sua devida parametrização, obtenção dos dados propostos e validação dos resultados. Os resultados obtidos corresponderam ao esperado, os dados foram coletados e armazenados no cartão SD, bem como os valores de distorção harmônica gravados e armazenados, o que possibilitou uma melhor análise usando o MATLAB. Além disso, os resultados aproximaram-se dos valores reais, com um erro de 1,3% para a tensão eficaz obtida.

As distorções harmônicas calculadas enquadram-se nos limites estabelecidos no módulo 8 do PRODIST, e, muito embora as componentes pares tenham aparecido de forma incomum, enfatiza-se que elas atingiram o limite especificado na norma. Esses valores são justificados tanto pelo desequilíbrio nas cargas conectadas à rede, quanto erros no próprio sistema de medição.

Diante do exposto, destacam-se alguns pontos de melhoria para trabalhos futuros: melhor estudo voltado à instrumentação, a fim de evitar a interferência de outros equipamentos no sistema de medição; implementação de medição em mais de uma janela; substituição da janela retangular por janelas com melhor desempenho na supressão de efeitos indesejados, como por exemplo a janela de Hamming que suaviza mudanças abruptas no sinal, minimizando interferências de ruído. Sugere-se ainda o aprimoramento do protótipo por meio de sensores de corrente, possibilitando incluir no analisador o cálculo de outros indicadores de QEE, assim como cálculos de potência.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8, qualidade da energia elétrica. Brasília: ANEEL, 2018.

DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, W. H.; SANTOSO, S. Electrical Power Systems Quality. 2.ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2002.

DECKMANN, Sigmar Maurer; POMILIO, José Antenor. Qualidade da energia elétrica: conceituação e processamento digital. São Paulo: Editora Blucher, 2024.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. Resolução Normativa nº 1000. Diário Oficial da União: seção 1, Brasília, DF, 13 dezembro. 2021. Disponível em: <https://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren20211000.pdf>. Acesso em: 09 de julho de 2024.

IMS SOLUÇÕES EM ENERGIA. Disponível em: <http://www.ims.ind.br>. Acesso em: 09 de julho de 2024.

BRASIL. Decreto-Lei n.º 5.163, de 30 de julho de 2004. Diário Oficial da União. Disponível em: [https://www.planalto.gov.br/ccivil\\_03/\\_Ato2004-2006/2004/Decreto/D5163.htm](https://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2004-2006/2004/Decreto/D5163.htm). Acesso em 09 de julho de 2024.

Disponível em: <https://www.circuitstate.com/pinouts/doit-esp32-devkit-v1-wifi-development-board-pinout-diagram-and-reference/#:~:text=The%20DOIT%20ESP32%20DevKit%20V1%20is%20probably%20the%20most%20famous> . Acesso em 24 de setembro de 2024.

Disponível em: <https://www.usinainfo.com.br/sensor-de-tensao-arduino/sensor-de-tensao-ac-zmpt101b-voltmetro-arduino-5658.html>. Acesso em 28 de setembro de 2024.

OPPENHEIM, Alan V.; WILLSKY, Alan S.; NAWAB, S. Hamid. Sinais e sistemas. Tradução Daniel Vieira. Revisão técnica Marcio Eisencraft, Maria D. Miranda. São Paulo: Pearson

Prentice Hall, 2010.

LATHI, B. P. Sinais e sistemas lineares. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2008.

SADIKU, M. N. O. Fundamentos de circuitos elétricos. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

MACIEL, Carlos Dias. Processamento de sinais. São Carlos: EESC/USP, 2022. 284 p. ISBN 978-65-86954-18-0. DOI 10.11606/9786586954180.

CANDEIA GURJÃO, Edmar; CARVALHO, João Marques de. Introdução à Análise de Sinais e Sistemas. Rio de Janeiro: LTC, 2015.

## APENDICE A – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO ESP32

```
//ADICIONANDO BIBLIOTECAS
#include <FS.h>
#include <SPI.h>
#include <SD.h>
#include <math.h>
#include <THERMISTOR.h>
//DEFINICOES PARA A DFT
const int N = 1080;
//para array 2: N = 240;
const int offset = 2925;
float x[N];
float X[N];
float teta[N];
int temp_anterior = 0;
const float doisPI = 6.28318530718; // 2 * PI
//ENTRADA DO SENSOR
#define Sen_Volts 35
//DEFININDO O PINO DE CONEXAO CS - GPIO05
//#define pin_SD 5
//#define pin_sen 34
//OBJETO DE ARQUIVO PARA REPRESENTAR O ARQUIVO
File MyFile;
File MyFile2;
void inicializa_SD()
{
    while (!Serial) {
        delay(10);
    }
}
#ifdef REASSIGN_PINS
    SPI.begin(sck, miso, mosi, cs);
    if (!SD.begin(cs)) {
```

```

#else
    if (!SD.begin()) {
#endif
        Serial.println("Card Mount Failed");
        return;
    }
    uint8_t cardType = SD.cardType();

    if (cardType == CARD_NONE) {
        Serial.println("No SD card attached");
        return;
    }
}

void cria_Arquivo()
{
    if(SD.exists("/dados.txt"))
    {
        Serial.println("ARQUIVO JA EXISTE");
        Serial.println("EXCLUINDO ARQUIVO...");
        SD.remove("/dados.txt");
        delay(3000);
        Serial.println("ARQUIVO EXCLUIDO");
        Serial.println("CRIANDO NOVO ARQUIVO...");
        MyFile = SD.open("/dados.txt", FILE_WRITE);
        MyFile.println("DADOS: ");
        MyFile.close();
        delay(3000);
        Serial.println("ARQUIVO CRIADO");
    }
    else
    {
        Serial.println("ARQUIVO NÃO EXISTE");
    }
}

```

```

Serial.println("CRIANDO ARQUIVO...");
MyFile = SD.open("/dados.txt", FILE_WRITE);
MyFile.println("DADOS: ");
MyFile.close();
delay(1000);
Serial.println("ARQUIVO CRIADO");
}
}

void cria_Resultado()
{
if(SD.exists("/leitura.txt"))
{
Serial.println("ARQUIVO JA EXISTE");
Serial.println("EXCLUINDO ARQUIVO...");
SD.remove("/leitura.txt");
delay(3000);
Serial.println("ARQUIVO EXCLUIDO");
Serial.println("CRIANDO NOVO ARQUIVO...");
MyFile2 = SD.open("/leitura.txt", FILE_WRITE);
MyFile2.println("LEITURAS: ");
MyFile2.close();
delay(3000);
Serial.println("ARQUIVO CRIADO");
return;
}
else
{
Serial.println("ARQUIVO NÃO EXISTE");
Serial.println("CRIANDO ARQUIVO...");
MyFile2 = SD.open("/leitura.txt", FILE_WRITE);
MyFile2.println("DADOS: ");
MyFile2.close();
}
}

```

```

    delay(1000);
    Serial.println("ARQUIVO CRIADO");
    return;
}
}

//SETUP
void setup() {
    pinMode(Sen_Volts, INPUT);
    // pinMode(pin_SD, OUTPUT);
    Serial.begin(115200);
    inicializa_SD();
    cria_Resultado();
    cria_Arquivo();
    // File file = fs.open("/dados.txt", FILE_APPEND);
    // hellow();

    for(int numAmostras = 0; numAmostras < N; numAmostras++)
    {
        while (micros() - temp_anterior <= 462)
        {
            //ESPERA ATÉ QUE PASSE O TEMPO PARA
        }
        temp_anterior = micros();
        x[numAmostras] = (analogRead(Sen_Volts)-offset)*0.5;
    }

    MyFile2 = SD.open("/leitura.txt", FILE_WRITE);
    for (int p = 0; p < N; p++)
    {
        MyFile2.println(x[p]);
        delay(10);
    }
}

```

```

MyFile2.close();

MyFile = SD.open("/dados.txt", FILE_WRITE);
// Processamento da DFT
float w = doisPI / N;
float soma = 0.0;
for (int n = 0; n < N; n++) {
    soma += x[n];
}
X[0] = soma / N;
MyFile.print("RESULTADO: ");
MyFile.print("0 Hz: ");
MyFile.println(X[0]);
for (int k = 1; k < N; k++) {
    float Wr = 0.0;
    float Wim = 0.0;
    for (int n = 0; n < N; n++) {
        Wr += x[n] * cos(k * n * w); // Parte real
        Wim += x[n] * sin(k * n * w); // Parte imaginária
    }
    X[k] = (2*sqrt(Wr * Wr + Wim * Wim)) / N;
    teta[k] = atan2(Wim, Wr); // Utilizando atan2 para evitar divisão por zero
    int freq = k*2160/N;
    MyFile.print("RESULTADO: ");
    MyFile.print(freq);
    MyFile.print("Hz: ");
    MyFile.println(X[k]);
}
MyFile.close();
Serial.println("ANALISE REALIZADA!");
delay(2000);
Serial.println("RETIRE SD");

```

```
}  
void loop()  
{  
  //LOOP VAZIO  
}
```

## APÊNDICE B – CÓDIGO NO MATLAB PARA ANÁLISE COMPLEMENTAR

```

clear all; clc; close all;
tensao = [% ARRAY MUITO LONGO POR ISSO OCULTADO];
% Calcular o valor RMS
valor_rms = sqrt(mean(tensao.^2));

% Arredondando a tensão para 2 casas decimais
valor_rms = round(valor_rms, 2);

% Exibir o resultado
disp(['Tensão RMS: ', num2str(valor_rms)]);

erro = abs((valor_rms-220)*100/220);

% Exibir o erro
fprintf('Erro da tensão RMS: %.2f%%\n', erro);

% Definindo os valores dos harmônicos
A = [306.05, 7.58, 2.33, 0.85, 4.65, 0.39, 3.66, 0.21, 0.57, 0.07];

% Calcular a DTT para todos os harmônicos
harmonics = A(2:end); % Excluindo A1 (fundamental)

% Cálculo da DTT
DTT = sqrt(sum(harmonics.^2)) / A(1) * 100;

% Cálculo da DTT Par
even_harmonics = A([2, 4, 8, 10]); % Pegando os harmônicos pares (A2, A4, A6, ...)
DTTP = sqrt(sum(even_harmonics.^2)) / A(1) * 100;

% Cálculo da DTT Ímpar
odd_harmonics = A([5, 7]); % Pegando os harmônicos ímpares (A3, A5, A7, ...)

```

```
DTTI = sqrt(sum(odd_harmonics.^2)) / A(1)* 100;
```

```
% Cálculo da DHT para múltiplos de 3
```

```
multiples_of_3 = A([3, 6, 9]); % Pegando os harmônicos múltiplos de 3 (A3, A6, A9)
```

```
DTT_multiples_of_3 = sqrt(sum(multiples_of_3.^2)) / A(1) * 100;
```

```
% Exibir os resultados
```

```
fprintf('DTT Total: %.2f%%\n', DTT);
```

```
fprintf('DTT Par: %.2f%%\n', DTTP);
```

```
fprintf('DTT Ímpar: %.2f%%\n', DTTI);
```

```
fprintf('DTT Múltiplos de 3: %.2f%%\n', DTT_multiples_of_3);
```