



Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais



Dissertação de Mestrado

Jander Nikolas Santana de Almeida

Aparato experimental para medidas de ciclos de histerese em materiais magnéticos

Timóteo

Novembro de 2023

Jander Nikolas Santana de Almeida

Aparato experimental para medidas de ciclos de histerese em materiais magnéticos

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Materiais do CEFET-MG, na linha de Pesquisa em Seleção, Processamento e Caracterização, como parte integrante dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Materiais.

Orientador: Prof. Dr. Daniel Leandro Rocco

Timóteo

Novembro de 2023

A447a Almeida, Jander Nikolas Santana de
Aparato experimental para medidas de ciclos de histerese em
materiais magnéticos. / Jander Nikolas Santana de Almeida. – 2023.
112 f. : il.
Orientador: Daniel Leandro Rocco.

Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação
Tecnológica de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia de Materiais, Timóteo, 2023.
Bibliografia.

1. Aço Elétrico. 2. Materiais - Testes. 3. Materiais Magnéticos. 4.
Histerese. 5. Circuitos Elétricos – Análise. 6. Permeabilidade
Magnética. 7. Engenharia de Materiais. I. Rocco, Daniel Leandro. II.
Título.

CDU: 620.1-034.15



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS
GERAIS
COORDENAÇÃO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE MATERIAIS - NS



ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO Nº 66 / 2023 - POSMAT (11.52.07)

Nº do Protocolo: 23062.058454/2023-45

Belo Horizonte-MG, 28 de novembro de 2023.

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

*APARATO EXPERIMENTAL PARA MEDIDAS DE CICLOS DE HISTERESE EM
MATERIAIS MAGNÉTICOS*

Autor: Jander Nikolas Santana de Almeida

Orientador: Prof. Dr. Daniel Leandro Rocco

A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou em 29 de novembro de 2023 esta Dissertação:

Prof. Dr. Daniel Leandro Rocco (ORIENTADOR)
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET/MG

Prof.^a Dr.^a Mirela de Castro Santos (EXAMINADOR INTERNO)
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET/MG

Prof. Dr. Leonel Muniz Meireles (EXAMINADOR INTERNO)
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET-MG

Prof. Dr. Marlon Marques da Silva (EXAMINADOR EXTERNO)

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais ? CEFET-MG

(Assinado digitalmente em 30/11/2023 08:22)

DANIEL LEANDRO ROCCO
PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR
DFGTM (11.63.03)
Matrícula: 2647959

(Assinado digitalmente em 04/12/2023 20:35)

LEONEL MUNIZ MEIRELES
PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO
DFGTM (11.63.03)
Matrícula: 1095529

(Assinado digitalmente em 06/12/2023 08:19)

MARLON MARQUES DA SILVA
PROF ENS BAS TEC TECNOLOGICO-SUBSTITUTO
DFGTM (11.63.03)
Matrícula: 1918818

(Assinado digitalmente em 01/12/2023 08:17)

MIRELA DE CASTRO SANTOS
PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO
CAATM (11.63.01)
Matrícula: 1867757

Visualize o documento original em <https://sig.cefetmg.br/public/documentos/index.jsp>
informando seu número: **66**, ano: **2023**, tipo: **ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO**, data de
emissão: **28/11/2023** e o código de verificação: **4f8f4eac22**

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, expresso minha profunda gratidão a Deus, cuja misericórdia infinita me envolveu e me concedeu uma vida nova. Foi por meio de Sua graça que encontrei um propósito pleno e uma direção clara para minha vida.

Agradeço profundamente a todos que dedicaram suas orações em meu favor. Foi através da força e do apoio dessas orações que consegui permanecer firme durante todo o processo.

Agradeço aos meus pais Maria Joana e Carlos Roberto por sempre terem acreditado que eu alcançaria mais uma vitória em minha vida. Em todos os momentos difíceis, pude contar com eles, sempre presentes e apoiadores.

Agradeço a minha Esposa Mariângela por ter lutado comigo durante todo o período de estudo, ela tem sido minha maior incentivadora.

Agradeço ao Jandir Caetano Ferreira que me incentivou a entrar no curso, orou por mim e foi um comigo, compartilhando sua sabedoria e direcionando-me no caminho. Agradeço igualmente à Elizabete por suas incansáveis orações e pelos lanches da tarde e da noite enquanto estudávamos.

Agradeço aos meus irmãos Jarbas Roberto e Juliano Gandhi por ter sempre acreditado no meu potencial.

Agradeço ao Professor Daniel Leandro Rocco, por ter me dado a oportunidade de me ter guiado durante todo o processo.

Agradeço aos alunos Wylton Leone França e Caio Franco Gonçalves por todo apoio e dedicação nas incansáveis horas no laboratório.

Agradeço ao CEFET-MG campus de Timóteo pela oportunidade de pesquisa e crescimento como acadêmico.

RESUMO

Os aços elétricos são materiais ferromagnéticos notáveis, com a capacidade de amplificar um campo magnético externo aplicado por milhares de vezes, uma característica conhecida como permeabilidade magnética. Equipamentos como o quadro de Epstein da empresa Brockhaus, embora altamente precisos, são caros e requerem que as amostras tenham um formato específico, limitando sua aplicabilidade. Em um ambiente acadêmico, onde as amostras frequentemente são pequenas e variam em formato e tamanho, surge a necessidade de desenvolver um dispositivo acessível que possa medir e analisar as características da perda magnética. O presente estudo delinea a concepção de um aparato, integrando um gerador de sinal, bobinas, circuitos RL e RLC, e lâminas de aço GNO, com o objetivo de conduzir uma análise do comportamento elétrico e magnético de um sistema com ênfase na curva de histerese magnética. Como parte integrante do processo, desenvolvemos um software web dedicado, capaz de analisar os dados do circuito e construir em tempo real a curva de histerese, adaptando-se de forma responsiva a mudanças na frequência ou em outros parâmetros do circuito elétrico. O aparato demonstrou eficácia ao gerar resultados na curva de histerese magnética, comparáveis aos obtidos por equipamentos comerciais. Adicionalmente, possibilitou análises detalhadas da curva do campo magnético H e a indução magnética B no sistema. Foi possível observar a diferença de fase e a relação no formato da curva de histerese. Também foi possível estudar os sinais do circuito elétrico, como o comportamento da corrente elétrica e a tensão da resistência 1 e no capacitor. Além disso, o estudo abordou a relação entre a área, diferença de fase e tensão do circuito em relação à indução da bobina 1 e 2 do circuito, proporcionando uma melhor compreensão das interações no sistema. O software web desenvolvido ficará disponível para futuros estudantes e pesquisadores, facilitando a continuação deste importante trabalho. A expectativa é que esta ferramenta seja uma contribuição valiosa para a comunidade acadêmica e científica.

Palavras-chave: Aços elétricos, Permeabilidade magnética, Histerese magnética, Circuitos RL e RLC, Software web, Análise de sinais do circuito elétrico, Contribuição para a comunidade acadêmica e científica.

EXPERIMENTAL APPARATUS FOR MEASURING HYSTERESIS CYCLES IN MAGNETIC MATERIALS

ABSTRACT

Electric steels are notable ferromagnetic materials, with the ability to amplify an external magnetic field applied by thousands of times, a characteristic known as magnetic permeability. Equipment such as the Epstein frame from the Brockhaus company, although highly accurate, are expensive and require that the samples have a specific format, limiting their applicability. In an academic environment, where samples are often small and vary in format and size, there is a need to develop an accessible device that can measure and analyze the characteristics of magnetic loss. The present study outlines the design of an apparatus, integrating a signal generator, coils, RL and RLC circuits, and GNO steel blades, with the aim of conducting an analysis of the electrical and magnetic behavior of a system with emphasis on the magnetic hysteresis curve. As an integral part of the process, we developed a dedicated web software, capable of analyzing the circuit data and building the hysteresis curve in real time, adapting responsively to changes in frequency or other electrical circuit parameters. The apparatus demonstrated effectiveness in generating results on the magnetic hysteresis curve, comparable to those obtained by commercial equipment. Additionally, it enabled detailed analyses of the H magnetic field curve and the B magnetic induction in the system. It was possible to observe the phase difference and the relationship in the format of the hysteresis curve. It was also possible to study the signals of the electrical circuit, such as the behavior of the electric current and the voltage of resistance 1 and in the capacitor. Furthermore, the study addressed the relationship between the area, phase difference and circuit voltage in relation to the induction of coil 1 and 2 of the circuit, providing a better understanding of the interactions in the system. The developed web software will be available for future students and researchers, facilitating the continuation of this important work. The expectation is that this tool will be a valuable contribution to the academic and scientific community.

Keywords: Electric Steels, Magnetic Permeability, Magnetic Hysteresis, RL and RLC Circuits, Web Software, Analysis of Electrical Circuit Signals, Contribution to the Academic and Scientific Community.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Frequência de corte do circuito RLC	74
Tabela 2 - Frequência de corte do circuito RL.....	75

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Linhas de campo características de um dipolo magnético são encontradas em torno de uma barra de ímã (a), de uma espira passando uma corrente elétrica (b) e de uma esfera uniformemente magnetizada (c)	20
Figura 2 - Demonstração do momento magnético associado a (a) um elétron em órbita e a (b) um elétron girando em torno de seu eixo	21
Figura 3 - O fenômeno da desacomodação: a permeabilidade magnética decresce com o tempo, após a aplicação de um campo magnético oscilante de amplitude decrescente.....	24
Figura 4 - Representação dos momentos magnéticos dentro dos domínios em materiais ferromagnéticos	25
Figura 5 - Rotação da magnetização em uma (a) Block Wall e (b) Néel Wall	26
Figura 6 - Comportamento de B em função de H para um material ferromagnético ou ferrimagnético que inicialmente estava desmagnetizado	26
Figura 7 - Densidade do fluxo magnético em função da intensidade do campo magnético para um material ferromagnético que está sujeito a saturações avante e reversa (pontos S e S')	27
Figura 8 - Esquema representativo da formação das correntes parasitas	29
Figura 9 - Perdas Totais e suas componentes histeréticas (Ph), parasita (Pp) e anômalas (Pa) em seis diferentes aços elétricos utilizados no Brasil	31
Figura 10 - Esquema de um circuito elétrico	32
Figura 11 - Esquema de um circuito RC	32
Figura 12 - Esquema de um circuito elétrico LC.....	34
Figura 13 - Circuito elétrico LC.....	35
Figura 14 - Esquema de um circuito RLC	37
Figura 15 - Fasor de módulo y_{m1} girando em torno de uma origem com velocidade angular ω representa uma onda senoidal	40
Figura 16 - Dois Fasores de módulo y_{m1} e y_{m2} girando em torno de uma origem defasado pelo ângulo ϕ	41
Figura 17 - Onda resultante representada pelo vetor soma dos dois vetores	42
Figura 18 - Defasagem de 90° entre corrente e voltagem em um circuito AC	42
Figura 19 - Fasor da corrente está atrasado 90° em relação ao fasor da voltagem.	43
Figura 20 - Diagrama de Fasores para circuito RLC	43

Figura 21 - Fasor ε no ângulo ωt	44
Figura 22 - Circuito elétrico com as equações H e B	51
Figura 23 - Bobina conjugada Azeheb com 600 espiras	52
Figura 24 - Gerador de sinal UniSource FG-8102 2MHz	53
Figura 25 - Osciloscópio Tektronix TDS 2022B.....	54
Figura 26 - Protoboard	55
Figura 27 - Disposição das lâminas aço GNO.....	57
Figura 28 - Interface do software web	60
Figura 29 - Sensor de Tensão AC ZMPT101B 0-250V e Microprocessador Arduino UNO	69
Figura 30 - Sensor de Tensão Conectado ao Gerador de Funções e ao Microprocessador	70
Figura 31 - Plot da Saída do Sensor de Tensão	70
Figura 32 - Esquema do circuito elétrico: à esquerda, RL, e à direita, o RLC	72
Figura 33 - <i>Set up</i> completo. Em (1) osciloscópio, (2) gerador de sinais, (3) bobina com as lâminas, (4) circuito elétrico e (5) <i>software Web</i>	72
Figura 34 - <i>Protoboard</i> e os componentes eletrônicos, Resistência (1) e (2) e Capacitor (C)	73
Figura 35 - Interface do <i>Software Web</i> utilizado para 30 Hz	78
Figura 36 - Interface do <i>Software Web</i> utilizado para 100 Hz	79
Figura 37 - Dados do nosso aparato com um aço GNO comercial mostrados na Interface do <i>Software Web</i> utilizado para 20 Hz	81
Figura 38 - Curva de histerese do mesmo aço HNO analisado em nosso sistema obtido pelo equipamento comercial da Brockhaus a 10 Hz.....	82
Figura 39 - Campo H em função do número de amostragem. Dados retirados do aparato para frequência de 25 Hz	83
Figura 40 - Campo H em função do número de amostragem. Dados retirados do Brockhaus para frequência de 10 Hz	84
Figura 41 - Gráfico de B em relação ao pontos coletados obtido pelo aparato na frequência de 50 Hz	85
Figura 42 - Gráfico de B em relação ao pontos coletados obtido pelo Brockhaus na frequência de 50 Hz	86
Figura 43 - Formato da curva de histerese para uma diferença de fase de 0°	87
Figura 44 - Formato da curva de histerese para uma diferença de fase de 20°	87

Figura 45 - Comparação da curva de histerese utilizando frequências de 10 e 20 Hz	88
Figura 46 - Área da histerese x Frequência para $N_1=600$ e $N_2=600$	90
Figura 47 - Área da histerese x Frequência para $N_1=600$ e $N_2=400$	91
Figura 48 - Área em função de número de voltas no indutor secundário para a mesma frequência de 20 Hz.....	92
Figura 49 - Comportamento da diferença de fase para 25 Hz.....	93
Figura 50 - Comportamento da diferença de fase para 15 Hz.....	94
Figura 51 - Diferença de fase x Frequência para $N_1=600$ e $N_2=600$	94
Figura 52 - Diferença de fase x Frequência para $N_1=600$ e $N_2=400$	96
Figura 53 - Diferença de fase x Frequência entre $N_1=600$ e $N_2=200$	97
Figura 54 - Comportamento da tensão a 25 Hz	98
Figura 55 - Comportamento da tensão a 35 Hz	98
Figura 56 - Tensão VRMS x Frequência (Hz) para $N_1=600$ e $N_2=600$	99

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- ABINOX	Associação Brasileira de Aço Inoxidável
- ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
- AISI	American Iron and Steel Institute
- API	Interface de Programação de Aplicações
- ASME	American Society of Mechanical Engineers
- CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
- dB	Decibel
- Fe	Ferro
- GS/s	Gigasample por segundo
- i	Corrente elétrica
- LED	Light-Emitting Diode
- MO	Microscopia óptica
- mm	milímetro
- nm	Nanômetro
- PIB	Produto Interno Bruto
- RL	Resistência Indutiva
- RLC	Resistência, Indutância e Capacitância
- SST	Single Sheet Tester
- TTL	Transistor-Transistor Logic
- VCF	Voltage-Controlled Filter
- Vp-p	Amplitude de pico a pico
- μm	Micrômetro

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
2	OBJETIVOS.....	17
2.1	Objetivo Geral	17
2.2	Objetivos Específicos	17
3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	18
3.1	Magnetismo	18
3.2	Perdas magnéticas	24
3.3	Circuito RC	31
3.4	Circuito LC	34
3.5	Circuito RLC	36
3.6	Fasores.....	40
4	METODOLOGIA	46
4.1	Fundamento através das equações.....	46
4.2	Construção do <i>Set up</i>	51
4.3	Interação aparato e circuito elétrico	55
4.4	Algoritmo.....	57
4.4.1	Protocolo de Comunicação do osciloscópio Tektronix.....	59
4.4.2	Escolha de um <i>Software Web</i> para democratizar a utilização	59
4.4.3	A API WebUSB	60
4.4.4	O <i>Framework</i> Angular	61
4.4.5	A Biblioteca <i>Plotly.js</i>	62
4.4.6	Desenvolvimento da Aplicação <i>Web</i> e Integração de Recursos	62
4.4.7	Código mais relevantes	63
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	69
5.1	Tentativa com o Arduino	69
5.2	Circuito Elétrico.....	71
5.3	Interface de visualização dos dados	77
5.4	Validação do aparato	80
5.4.1	Estudo do formato da curva	82
5.5	Área da Histerese em função da Indutância do circuito	87
5.5.1	Área da histerese x Frequência com $N_1=600$ e $N_2=600$	89
5.5.2	Área da histerese x Frequência com $N_1=600$ e $N_2=400$	90

5.6	Diferença de Fase em Função da Indutância	92
5.6.1	Diferença de Fase x Frequência com $N_1=600$ e $N_2=600$	93
5.6.2	Diferença de Fase x Frequência com $N_1=600$ e $N_2=400$	95
5.6.3	Diferença de Fase x Frequência com $N_1=600$ e $N_2=200$	96
5.7	Tensão x Frequência com $N_1=600$ e $N_2=600$	97
6	CONCLUSÕES	101
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	103
	APÊNDICE A – INSTALAÇÃO DO DRIVE NO WINDOWS	106

1 INTRODUÇÃO

Os aços elétricos, conhecidos por suas propriedades eletromagnéticas superiores, são amplamente utilizados tanto em nossa vida cotidiana quanto em aplicações industriais. Compostos principalmente por ferro (Fe) e silício (Si) ou ferro e alumínio (Al), esses materiais podem ser ainda uma combinação desses três elementos (Fe+Si+Al) (BERTOTTI; FIORILLO, 1994), esses materiais encontram uso em uma variedade de dispositivos que dependem de sua resposta eficiente a estímulos eletromagnéticos (BECKLEY, 2002). No dia a dia, encontramos aços elétricos em eletrodomésticos como liquidificadores e aspiradores de pó, onde são usados nos núcleos dos motores elétricos. Eles também são componentes-chave nos estabilizadores de computadores, formando os núcleos dos transformadores que regulam a voltagem. No setor industrial, sua aplicação é ainda mais crítica, sendo usados nos núcleos de motores elétricos e transformadores, componentes essenciais para a operação de muitas máquinas e equipamentos industriais onde seu desempenho superior é indispensável.

O rendimento energético desses equipamentos está diretamente relacionado à qualidade do aço utilizado. Percebendo que o uso de várias técnicas no processo de fabricação do aço pode aumentar a eficiência magnética, as siderúrgicas iniciaram um grande esforço de pesquisa para melhorar esses aços.

Em aplicações de transformadores, os aços silício apresentam composições com cerca de 3% de Si e requerem orientações específicas dos grãos, que garantem propriedades magnéticas superiores em comparação com aços que não possuem essas características. Isso resulta em uma alta permeabilidade e baixas perdas magnéticas (BECKLEY, 2002; BERTOTTI; FIORILLO, 1994). O método para obter orientação dos grãos do aço elétrico foi demonstrada pelo físico americano Norman Goss na década de 1930 e é amplamente aplicada a esse tipo de material até os dias de hoje (BERNIER et al., 2013; BIROSCA et al., 2020; CESAR, 2012; GOSS, 1934; MEHDI et al., 2019; YONAMINE et al., 2002).

Os aços elétricos são escolhidos devido a uma qualidade única, indiscutível quando comparada a outros metais, polímeros ou cerâmicas: sua capacidade de amplificar milhares de vezes um campo magnético externamente aplicado. Essa propriedade é o que viabiliza a existência da maioria das máquinas elétricas, como motores, geradores, transformadores, entre outros (LANDGRAF, 2014).

Uma maneira de medir a eficiência desses aços é medir a curva de histerese por meio do equipamento Brockhaus MPG200, que, ao inserir a lâmina, fecha o circuito magnético pelo próprio SST (Single Sheet Tester), que possui um núcleo interno (*duplo-yoke*), bem como uma bobina de excitação e outra de medição (KUSS, 2019, p.38). Este equipamento pode aplicar uma ampla faixa de campos magnéticos H em frequência de 3 a 4000 Hz.

No entanto, é importante ressaltar que nem todos os laboratórios possuem acesso a equipamentos especializados capazes de medir a perda magnética. Essa limitação pode representar um obstáculo significativo para a condução de pesquisas relacionadas a esse fenômeno magnético.

Nesse contexto, a concepção e construção de um aparato personalizado voltado à obtenção de resultados sobre a perda magnética e a forma da curva de histerese emergem como uma solução de relevância. Este aparato, juntamente com um sistema complementar, desempenhará um papel fundamental no estudo da indução magnética de materiais, particularmente em situações em que a disponibilidade de equipamentos especializados é escassa.

Além disso, reconhecemos a importância de empregar um *software web* como parte integrante dessa abordagem, pois ele não apenas facilitará a operação do aparato, mas também permitirá uma análise mais aprofundada e completa do fenômeno magnético em estudo. Essa combinação de *hardware* e *software* é essencial para a realização de pesquisas e obter dados que possam contribuir para o entendimento sobre a perda magnética em materiais diversos.

Dada a relevância dos aços elétricos e suas aplicações, bem como a necessidade de uma compreensão maior de suas propriedades e usos, esta dissertação foi estruturada de maneira a refletir isso. No Capítulo 3, veremos uma revisão bibliográfica abrangente que explora estudos e teorias relevantes. Avançando para o Capítulo 4, detalharemos a metodologia empregada, explicando as técnicas e procedimentos usados para coletar e analisar os dados. Finalmente, no Capítulo 5, apresentaremos os resultados obtidos e discutiremos suas implicações e relevância para o campo de estudo.

2 OBJETIVOS

2.1 Objetivo Geral

Desenvolver um dispositivo acessível e um software web dedicado para medir e analisar as características da perda magnética em aços elétricos, a fim de contribuir para o entendimento e aprimoramento das propriedades magnéticas desses materiais.

2.2 Objetivos Específicos

- i. Construir um aparato experimental personalizado para demonstração da curva de histerese que fornece a perda magnética em materiais magnéticos;
- ii. Conduzir uma análise do comportamento elétrico e magnético de um sistema elétrico com ênfase na curva de histerese magnética.
- iii. Desenvolver um *software web* para operar o aparato experimental, capaz de analisar os dados do circuito e construir em tempo real a curva de histerese.
- iv. Disponibilizar o software web para futuros estudantes e pesquisadores, facilitando a continuação deste importante trabalho.

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

3.1 Magnetismo

Campo magnético é um conceito fundamental para os fenômenos do magnetismo, pode ser definido como “um campo de forças que descreve uma propriedade do espaço na vizinhança, ou de cargas em movimento, ou de ímãs”. (GUIMARÃES, 2009).

O campo magnético desempenha um papel central em inúmeras aplicações tecnológicas e científicas, sendo uma força motriz essencial em diversos dispositivos e sistemas presentes em nosso cotidiano. Sua importância fundamenta-se na capacidade de influenciar o comportamento de partículas carregadas e materiais magnéticos, proporcionando uma base para o funcionamento de inovações tecnológicas cruciais. Dispositivos eletrônicos, como computadores e smartphones, dependem intrinsecamente do controle preciso do campo magnético para armazenamento e processamento de dados. Da mesma forma, a geração de energia elétrica em usinas eólicas e hidrelétricas, bem como o funcionamento de motores elétricos em veículos, são processos nos quais o campo magnético desempenha um papel indispensável.

Sabemos que o campo elétrico é produzido por cargas elétricas, como elétrons ou prótons. Por outro lado, o campo magnético é um pouco mais complexo. Embora possamos pensar que ele é produzido por “cargas magnéticas”, na verdade, não existem monopólios magnéticos observados experimentalmente. Em vez disso, existem duas principais formas de gerar um campo magnético. A primeira é através do movimento de partículas eletricamente carregadas, como uma corrente elétrica em um fio. A segunda é através de partículas elementares, como elétrons, que possuem um campo magnético intrínseco. Assim como a massa e a carga elétrica, o campo magnético é uma propriedade fundamental de muitas partículas elementares (Coey & Parkin, 2021).

Quando inserimos uma carga de teste em um ponto específico dentro de um campo elétrico, o campo elétrico é calculado utilizando a seguinte equação:

$$\vec{E} = \frac{\vec{F}}{|q|} \quad (1)$$

Onde:

$\vec{E}$ representa o vetor do campo elétrico (N/C);

$\vec{F}$ representa o vetor da força elétrica que age sobre a carga de prova (N);

q denota o valor absoluto da carga de prova q (C).

Para compreendermos a definição do vetor de indução magnética $\vec{B}$, é fundamental considerar o cenário teórico dos monopolos magnéticos. Essas partículas, se existissem, teriam características magnéticas análogas às cargas elétricas isoladas, capazes de gerar campos magnéticos independentes. No entanto, como os monopolos magnéticos até hoje não foram encontrados, devemos definir $\vec{B}$ de outra maneira, especificamente em termos da força magnética $\vec{F}_B$ exercida sobre uma partícula de prova carregada eletricamente e em movimento. Essa alternativa do vetor de indução magnética $\vec{B}$ se baseia na interação entre uma carga em movimento e a força magnética exercida sobre ela. Essa abordagem é amplamente aceita na física e proporciona uma forma confiável de compreensão dos campos magnéticos, mesmo na ausência de monopolos magnéticos, como veremos a seguir. Dessa forma, é possível definir o campo magnético como uma grandeza vetorial, tendo como equação (HALLIDAY, 2009):

$$F = q \cdot (V \times B) \quad (2)$$

Onde:

B é o vetor do campo magnético (T);

F é uma força magnética exercida sobre a carga (N);

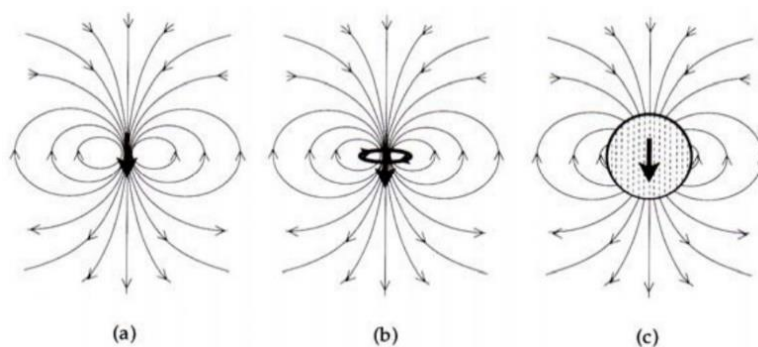
$|q|$ é o módulo de carga (C);

$\vec{v}$ é a velocidade da carga (m/s).

A unidade de indução magnética no sistema S.I. é o tesla (símbolo T), definido como a indução magnética que produz uma força de 1 Newton sobre uma carga de 1 coulomb, que se move com uma velocidade de 1 m/s na direção perpendicular à de $\vec{B}$ (GUIMARÃES, 2009).

A respeito das linhas de campos magnéticos, temos que a direção da tangente a uma linha de campo magnético em qualquer ponto fornece a direção do vetor campo magnético ($\vec{B}$). Além disso, quanto mais próximas estão as linhas, maior é a intensidade do campo magnético nessa região. Linhas de campo magnético, representativas de um dipolo magnético, são observadas em diversas configurações geométricas. Na Figura 1(a), as linhas de campo circundam uma barra de ímã, destacando as características do dipolo magnético associado à disposição de polos magnéticos norte e sul. No caso da figura (b), as linhas de campo são geradas por uma espira por onde passa uma corrente elétrica, evidenciando a relação entre corrente elétrica e campos magnéticos. A figura (c) ilustra as linhas de campo magnético ao redor de uma esfera uniformemente magnetizada, ressaltando como a distribuição homogênea de magnetização influencia a forma das linhas magnéticas.

Figura 1 - Linhas de campo características de um dipolo magnético são encontradas em torno de uma barra de ímã (a), de uma espira passando uma corrente elétrica (b) e de uma esfera uniformemente magnetizada (c)



Fonte: Lowrie (1997).

As características magnéticas observáveis em escala macro de materiais decorrem da presença de momentos magnéticos, os quais se encontram vinculados aos elétrons individuais.

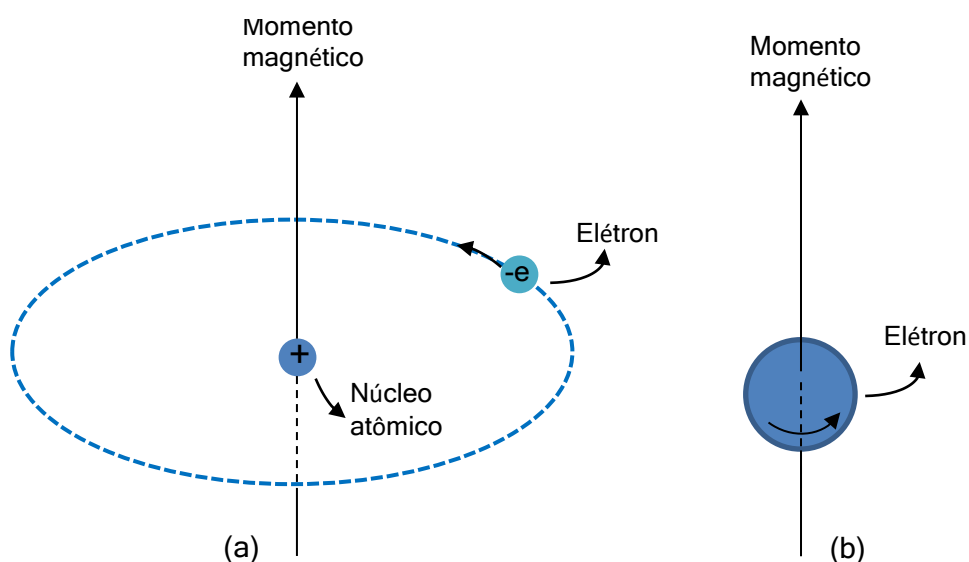
De acordo com Callister (2002, p. 686),

“Cada elétron em um átomo possui momentos magnéticos que

se originam de duas fontes. Uma está relacionada ao seu movimento orbital ao redor do núcleo; sendo uma carga em movimento, um elétron pode ser considerado um pequeno circuito circular com corrente, que gera um campo magnético muito pequeno e que apresenta um momento magnético ao longo do seu eixo de rotação [...]. Cada elétron também pode ser considerado como se estivesse girando ao redor de um eixo; o outro momento magnético tem sua origem nessa rotação do elétron, e está direcionado ao longo do eixo de rotação, [...]. Os momentos magnéticos de spin podem estar apenas em uma direção "para cima" ou em uma direção antiparalela, "para baixo". Dessa forma, cada elétron em um átomo pode ser considerado como se fosse um pequeno ímã, que possui momentos magnéticos orbital e de rotação permanentes".

Por meio da Figura 2 é possível visualizar o momento magnético originado a partir do elétron.

Figura 2 - Demonstração do momento magnético associado a (a) um elétron em órbita e a (b) um elétron girando em torno de seu eixo



Fonte: Callister adaptada (2002).

Observado esses estudos é plausível concluir que o momento magnético total de um átomo é a soma dos momentos magnéticos de todos os elétrons que nele se encontra não se esquecendo das contribuições orbitais quanto as de *spin*.

Trabalhando com as equações do momento magnético orbital ($\vec{\mu} = \frac{-e}{2m} \cdot \vec{L}$),

momento angular orbital ($\vec{L} = m \cdot \vec{v} \times \vec{r}$) e momento magnético do *spin* ($\vec{\mu}_s = -g \cdot \left(\frac{e}{2m}\right) \cdot \vec{S}$) é possível demonstrar de forma matemática que o momento dipolar magnético total do elétron é dado por:

$$\vec{\mu}_{total} = \left(-\frac{e}{m} \cdot \vec{S}\right) + \left(-\frac{e}{2m} \cdot \vec{L}_{orb}\right) \quad (3)$$

Onde:

μ representa o momento dipolar magnético total do elétron (A.m²);

e é a carga elementar do elétron (C);

m representa a massa do elétron (kg);

L é o momento angular orbital do elétron (J/T);

S representa o momento angular de spin do elétron (J/T).

Sabendo que todo material possui uma quantidade expressiva de elétrons, pode-se definir uma nova grandeza que conecta com o momento magnético do elétron, ajudando assim a melhor compreensão dos fenômenos magnéticos. Essa grandeza é a magnetização.

Magnetização (M) pode ser definido como o campo vetorial que expressa o grau de alinhamentos dos momentos dipolares permanente ou induzido por unidade de volume. Sua equação pode ser escrita como:

$$\vec{M} = \frac{\vec{\mu}_{ef}}{V} \quad (4)$$

Onde:

M é a magnetização (A/m);

μ_{ef} representa o momento dipolar efetivo do material;

V é o volume (m³).

Quando um material atinge um alinhamento total dos momentos magnéticos atômicos, conhecido como saturação, isso resulta no valor máximo da magnetização. Esse estado implica que todos os momentos dipolares individuais dentro do material estão alinhados na mesma direção, não podendo mais contribuir para um aumento na magnetização. A Equação 5 descreve a máximo da magnetização:

$$\vec{M} = \frac{N\vec{\mu}_{ef}}{V} \quad (5)$$

Onde:

M é a magnetização (A/m);

μ_{ef} representa o momento dipolar efetivo do material, que depende da sua temperatura (C.m);

V é o volume (m³);

N representa o número de átomos do material.

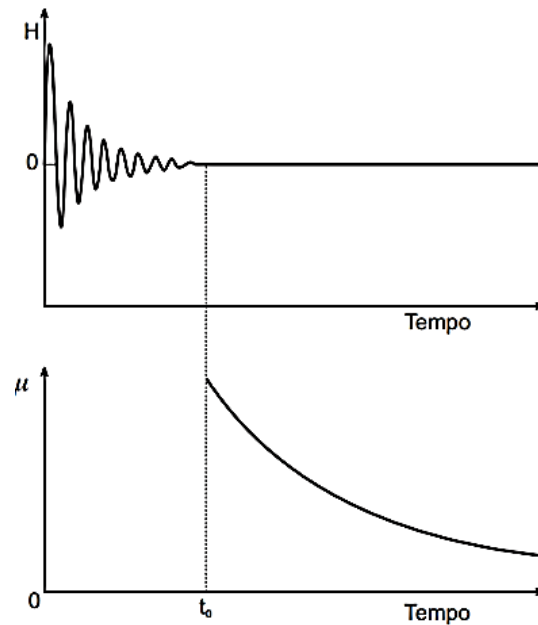
A magnetização de materiais, conforme discutido anteriormente, é acompanhada por uma interessante consequência chamada efeito after-effects, também conhecido como desacomodação ou efeitos de relaxamento. Esse fenômeno ocorre em materiais magnéticos após a remoção de um campo magnético externo que previamente os levou à saturação. Quando um material magnético é exposto a um campo magnético forte, suas partículas magnéticas, como átomos de ferro, elétrons ou íons, alinham-se na direção do campo magnético, resultando na saturação magnética. Quando o campo magnético externo é removido, a magnetização do material não retorna imediatamente ao seu valor original antes da aplicação do campo magnético. Em vez disso, ocorre a desafinação, que é um processo de relaxamento não linear. Isto significa que a magnetização não segue uma trajetória linear de volta a um estado de equilíbrio magnético, mas relaxa de uma forma mais complexa ao longo do tempo. (GUIMARÃES, 2009)

Este fenômeno é afetado pela interação típica entre os momentos magnéticos das partículas do material. Essas interações são frequentemente complexas e podem ser afetadas por vários fatores, como temperatura, composição do material e força do campo magnético aplicado. Além disso, a presença de defeitos na estrutura cristalina, as interações magnéticas entre as partículas e a presença de domínios magnéticos também desempenham um papel importante nisso.

Um exemplo desse fenômeno acontece as ligas Fe-C, o *after-effects* acontece devido à difusão dos átomos de carbono que ocupam sítios intersticiais, como consequência ocorre a mudança a energia das paredes de domínio o que pode resultar o seu deslocamento. (GUIMARÃES, 2009). A Figura 3 demonstra o

comportamento desse fenômeno.

Figura 3 - O fenômeno da desacomodação: a permeabilidade magnética decresce com o tempo, após a aplicação de um campo magnético oscilante de amplitude decrescente.



Fonte: Guimarães (2009).

Segundo Guimarães (2009, p. 158):

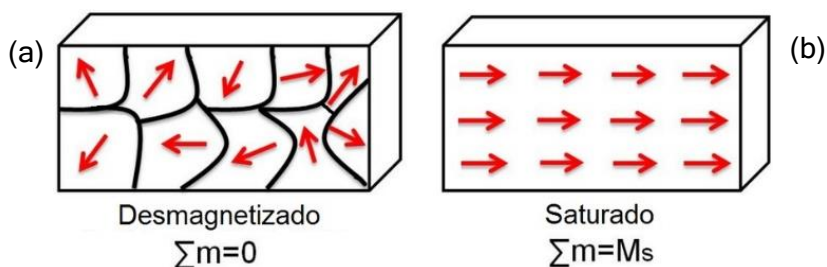
“consiste na variação da suscetibilidade magnética (ou da permeabilidade) de um material após a aplicação de um campo magnético; neste caso, é a resposta magnética, não a magnetização que muda. A desacomodação pode ser observada após a amostra ser desmagnetizada pela ação de um campo oscilante de intensidade decrescente.”

3.2 Perdas magnéticas

Conforme já observado e testado, durante o uso de equipamentos que utilizam materiais onde a eficiência depende da passagem de fluxo magnético, sempre ocorrem perdas magnéticas. De acordo com o modelo fenomenológico de Bertotti, essas perdas são conhecidas e separam-se da seguinte forma: perdas anômalas ou por excesso, perdas por correntes induzidas ou correntes de Foucault, e perdas por histerese. Essa é a natureza das perdas observadas. (CALLISTER; RETHWISCH, 2012).

Em materiais sem propriedades magnéticas manifestadas, existem regiões, denominadas domínios magnéticos, nas quais os elétrons possuem um emparelhamento padrão. No estado desmagnetizado, como ilustrado na Figura 4.a, os momentos magnéticos dentro desses domínios são desordenados, resultando em uma magnetização líquida igual a zero. No entanto, quando esses materiais são submetidos a um campo magnético externo, os momentos magnéticos se alinham na direção do campo, como mostrado na Figura 4.b, resultando em uma magnetização total não nula.

Figura 4 - Representação dos momentos magnéticos dentro dos domínios em materiais ferromagnéticos

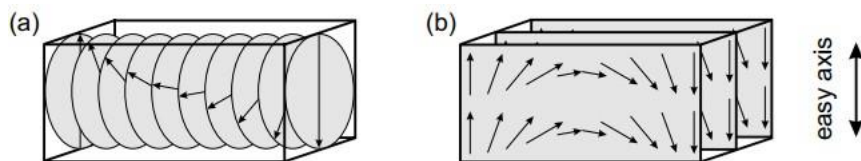


(a) Estado desmagnetizado, onde os momentos magnéticos são desordenados e a magnetização resultante é zero ($\sum m=0$). (b) Estado saturado, onde os momentos magnéticos estão alinhados, resultando em uma magnetização total não nula ($\sum m=M_s$). Fonte: Chrischon (2016).

A perda por histerese é um fenômeno inerente aos materiais magnéticos e desempenha um papel vital em muitas aplicações técnicas. Ocorre devido à irreversibilidade da mudança na direção do momento magnético em resposta a um campo magnético externo. Quando um material magnético passa por ciclos repetidos de magnetização e desmagnetização, alguma energia é dissipada na forma de calor devido resistência magnética interna à alteração do momento magnético. Isto resulta em perda de energia, o que é indesejável em muitos dispositivos e sistemas magnéticos.

De acordo com Callister e Rethwisch (2012), a perda por histerese está diretamente relacionada à dificuldade de alinhamento dos domínios magnéticos, quanto maior a quantidade de energia necessária para alinhar esses domínios, maior será a perda por histerese. Na Figura 5, podemos observar dois tipos de alinhamento de domínios magnéticos. A Figura 5.a mostra o alinhamento em uma Block Wall, enquanto a Figura 5.b ilustra o alinhamento em uma Néel Wall, ambos contribuindo para a compreensão do fenômeno da histerese magnética.

Figura 5 - Rotação da magnetização em uma (a) Block Wall e (b) Néel Wall



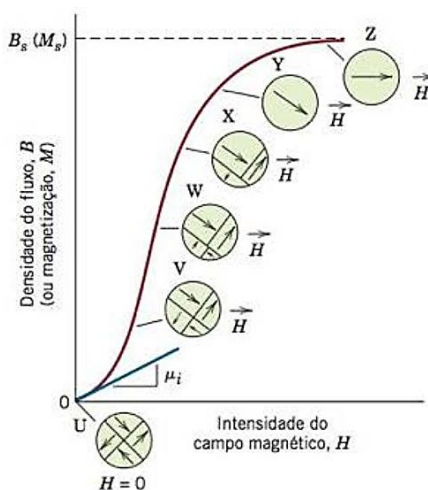
(a) Block Wall, onde as linhas de magnetização são mostradas em um padrão circular. (b) Néel Wall, caracterizada por linhas de magnetização angulares e uma indicação do “easy axis”. Fonte: Getzlaff (2008) .

De acordo com Halliday, (2009 p. 362):

“A histerese pode ser compreendida a partir do conceito de domínios magnéticos. Evidentemente, o movimento das paredes dos domínios e a reorientação da direção dos domínios não são fenômenos totalmente reversíveis. Quando o campo magnético é aumentado e depois reduzido novamente ao valor inicial os domínios não voltam à configuração original, mas guardam uma certa "memória" do alinhamento que possuíam após o aumento inicial.”

Para melhor compreensão desse fenômeno, vamos analisar a Figura 6.

Figura 6 - Comportamento de B em função de H para um material ferromagnético ou ferrimagnético que inicialmente estava desmagnetizado



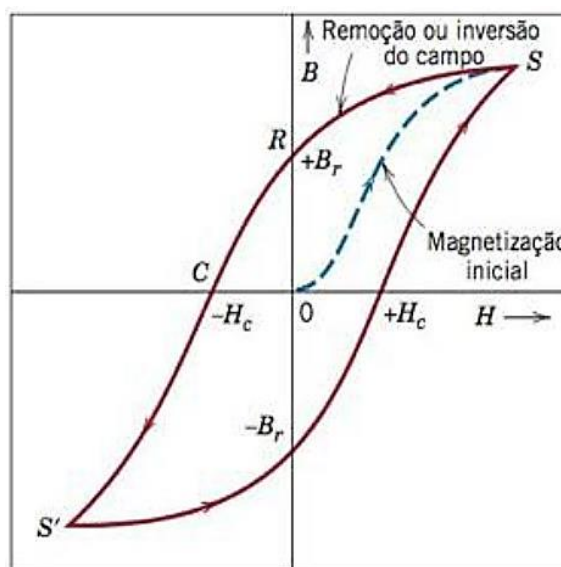
Fonte: Callister (2002).

De acordo com a Figura 6, é possível ver representadas as estruturas esquemáticas de domínio em vários pontos ao longo da curva B em função de H . Note

que quando $H = 0$, os domínios estão de forma desordenadas, nesse ponto não há indução B . Quando um campo magnético de uma fonte externa é aplicado os domínios começam a se alinhar conforme a orientação do campo, o que pode ser observado ao longo da curva. A saturação acontece quando o domínio fica totalmente orientado com o campo H (CALLISTER; RETHWISCH, 2012).

Analisando a Figura 7, notamos que campo magnético H é aplicado até atingir a saturação do material no ponto S , a partir desse momento diminuindo o campo magnético, B também diminui, contudo quando $H = 0$, ainda existe uma densidade de fluxo remanescente, ou seja nem todos os domínios inverteram o sentido (CALLISTER; RETHWISCH, 2012).

Figura 7 - Densidade do fluxo magnético em função da intensidade do campo magnético para um material ferromagnético que está sujeito a saturações avante e reversa (pontos S e S')



Fonte: Callister (2002).

As perdas clássicas, também conhecidas como corrente parasita, correntes de Foucault ou efeito Joule, representam um fenômeno crucial na interação entre materiais magnéticos e campos magnéticos. Essas perdas estão intrinsecamente ligadas à maneira como o material responde à influência de um campo magnético externo. Em muitos casos, essa interação resulta na dissipação de energia na forma de calor, o que pode ser indesejado em diversas aplicações.

De acordo com a lei de indução de Faraday, uma força eletromotriz e uma corrente elétrica podem ser induzidas em uma espira, apenas variando o campo magnético que atravessa a espira. Com o avanço do estudo, Faraday notou que o

número de linhas de campo que atravessam a espira não aumentava a força eletromotriz e a corrente elétrica, mas se aumentar a taxa de variação do fluxo magnético de uma bobina haveria um aumento da força eletromotriz e a corrente elétrica. A lei de Faraday pode se expressar através da equação abaixo: (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009):

$$\varepsilon = \frac{N \cdot d\Phi_B}{dt} \quad (6)$$

Onde:

ε representa a força eletromotriz (V);

N o número de espiras da bobina;

$\frac{d\Phi_B}{dt}$ é a taxa de variação do fluxo magnético através das espiras (Wb/s).

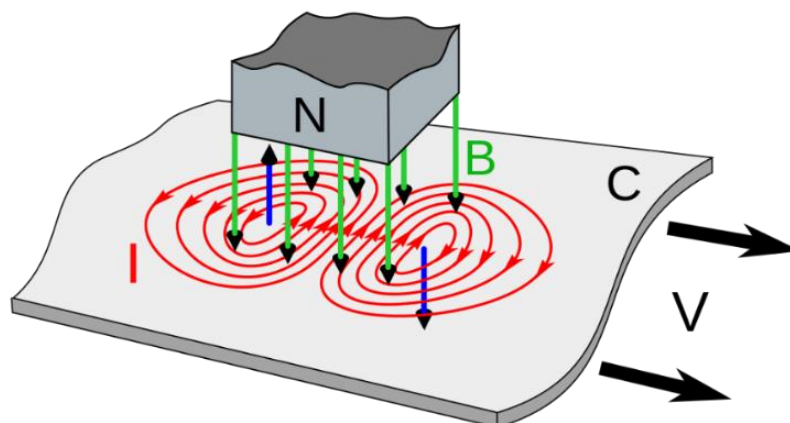
É possível citar três condições para alterar o fluxo magnético que atravessa a espira ou bobina, são elas:

- 1- Mudar o módulo do campo magnético;
- 2- Mudar a área total da bobina ou a parte da área atravessada pelo campo magnético;
- 3- Mudar o ângulo entre a orientação do campo magnético e o plano da bobina.

Com o entendimento da Lei de Indução de Faraday, compreende-se o aparecimento da corrente parasita, também conhecida como corrente de Foucault. Esta ocorrência surge quando ocorre mudanças no fluxo magnético em um material condutor quando submetido a um campo magnético variável. Quando um campo magnético é aplicado a um material condutor, ocorre uma indução de um campo magnético com sentido oposto criado pela circulação de correntes elétricas em loops fechados dentro do material.

Essas correntes parasitas formam trajetórias circulares e são perpendiculares à direção do campo magnético aplicado, como ilustrado na Figura 8. A magnitude das correntes parasitas é influenciada por diversos fatores, incluindo a intensidade do campo magnético, a condutividade elétrica do material e a geometria do objeto condutor.

Figura 8 - Esquema representativo da formação das correntes parasitas



Fonte: Chetvorno (2014).

A Figura 8 contém os elementos básicos para o entendimento da corrente de Foucault. Inicialmente iremos considerar que a placa C está se movendo para a direita com uma velocidade V . Em seguida temos o campo magnético direcionando para baixo atravessando a placa, campo esse que é representado pela cor verde. Uma vez que o metal está se movendo, ocorre um fluxo magnético variável através da lâmina. Como consequência desse campo, correntes elétricas circulares são geradas, é possível observá-la em vermelho. Conforme a Lei de Lenz, essas correntes criam seu próprio campo magnético, que se opõe ao aumento do campo para baixo (lado esquerdo) e a diminuição do campo que aponta para baixo (lado direito). A corrente representada pela cor vermelha é chamada de corrente de Foucault.

Essa perda possui efeitos positivos e negativos. Como efeito negativo dessa corrente, temos o calor gerado por elas de acordo com o efeito Joule toda corrente elétrica dissipa energia térmica. Em especial nos geradores, esse calor diminui o rendimento trazendo prejuízos com média e grande escala. No entanto, há também aplicações em que o calor gerado pelas correntes de Foucault é desejado. Por exemplo, em dispositivos de aquecimento por indução, a conversão eficiente de energia em calor é explorada para aquecer objetos ou materiais de maneira controlada e eficaz. Existem situações onde essas correntes são bem vindas, como por exemplo nos freios das locomotivas, em máquinas de vendas automática e em fogões de indução residencial.

Finalmente temos uma equação desenvolvida teoricamente que permite calcular a variação das perdas parasitas:

$$P_{parasita} = \frac{(\pi \cdot B_{max} \cdot f \cdot e)^2}{6 \cdot d \cdot \rho} \quad (\text{FIORILLO, 2004, P. 31}) \quad (7)$$

Onde:

B_{max} expressa a indução máxima do ensaio (T);

e é a espessura da lâmina (m);

f representa a frequência de ensaio (Hz);

ρ é a resistividade elétrica ($\Omega \cdot m$);

d é a densidade (kg/m^3).

A terceira perda descrita no modelo de Bertotti é a perda por excesso ou perda anômala. As perdas anômalas são perdas resultantes da diferença entre a perda total e a soma das perdas históricas e clássicas. No formato de equação temos:

$$P_a = P_t - (P_h + P_c) \quad (8)$$

Onde:

P_a são as perdas anômalas (W/kg);

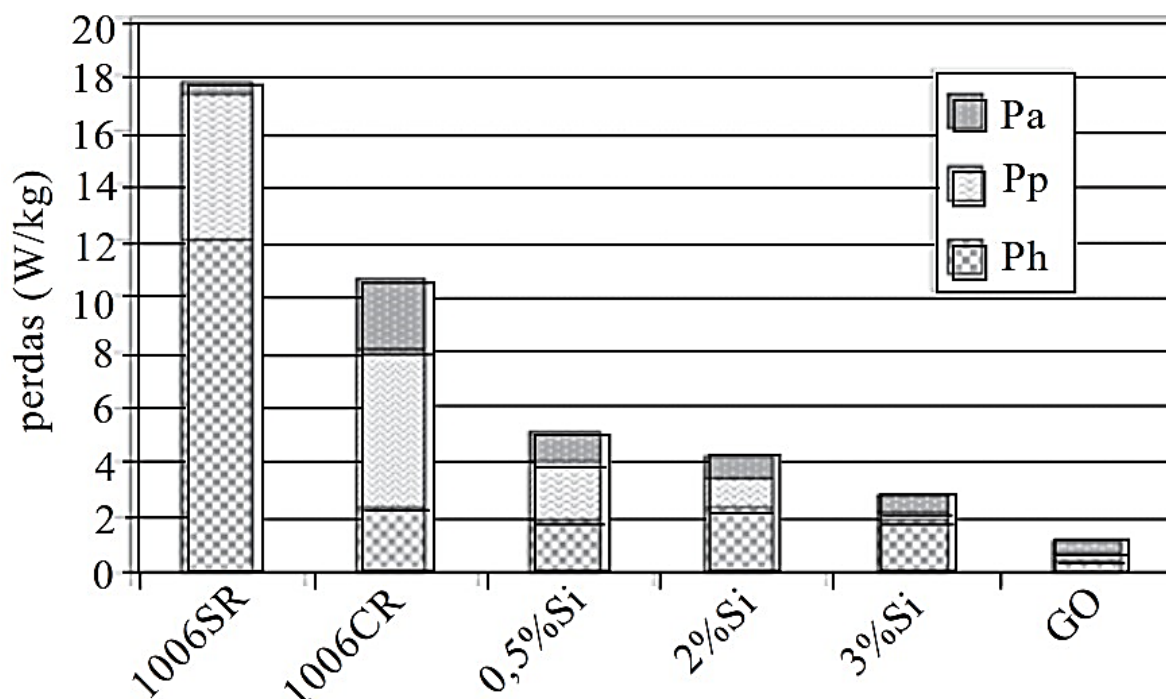
P_t representa a perda total (W/kg);

P_h expressa a perda por histerese (W/kg);

P_c é a perda por corrente parasita (W/kg).

A Figura 9 apresenta um gráfico de barras que ilustra as perdas totais e suas componentes - históricas (P_h), parasita (P_p) e anômalas (P_a) - em seis diferentes aços elétricos utilizados no Brasil, conforme estudo realizado por Landgraf (2014). Os tipos de aço são identificados como 1006SR, 1006CR, 0,5%Si, 2%Si, 3%Si e GO. As perdas são medidas em W/kg. O aço 1006SR apresenta as maiores perdas totais, enquanto o aço GO apresenta as menores. As componentes das perdas também são detalhadamente representadas para cada tipo de aço, permitindo uma análise mais aprofundada do comportamento desses materiais em relação às perdas magnéticas.

Figura 9 - Perdas Totais e suas componentes histeréticas (Ph), parasita (Pp) e anômalas (Pa) em seis diferentes aços elétricos utilizados no Brasil



Fonte: Landgraf (2014).

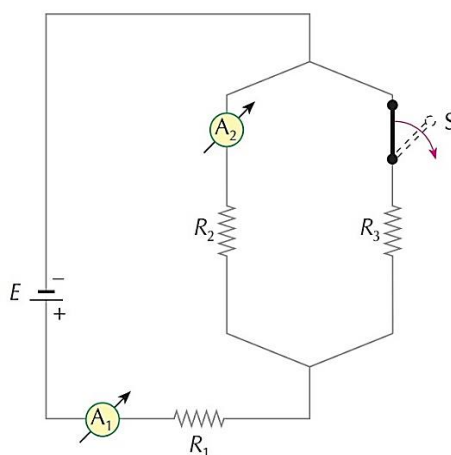
3.3 Circuito RC

Por meio de uma análise da estrutura do Brockhaus, foi possível adquirir uma compreensão satisfatória de seu funcionamento. De forma sucinta esse equipamento é constituído por uma bobina responsável pela medição do campo magnético, enquanto simultaneamente gera um campo magnético para interagir com a amostra em questão além de identificarmos algumas modalidades de circuitos elétricos. Portanto, tornou-se imprescindível estudar as diferentes modalidades de circuitos elétricos, a fim de viabilizar a montagem do dispositivo proposto neste estudo.

Um circuito elétrico, em sua essência, pode ser entendido como um conjunto de componentes que possibilitam a passagem de corrente elétrica. A Figura 10, adaptada de Halliday (2009), apresenta um esquema de um exemplo de circuito elétrico. Esse exemplo de circuito é composto por uma fonte de tensão “E”, três resistores (R_1 , R_2 e R_3) e um interruptor “S”. O resistor R_1 está em série com a fonte de tensão, enquanto o resistor R_2 está em paralelo com o conjunto da fonte de tensão e R_1 . O resistor R_3 está conectado em série ao interruptor “S”, formando um ramo paralelo ao resistor R_2 . Os pontos A_1 e A_2 indicam possíveis pontos de medição ou conexão no circuito. Este esquema ilustra a complexidade e a flexibilidade dos

circuitos elétricos, demonstrando como os componentes podem ser organizados de várias maneiras para atender a diferentes necessidades e aplicações. A presença do interruptor “S” permite que o circuito seja aberto ou fechado, controlando assim o fluxo de corrente através do circuito

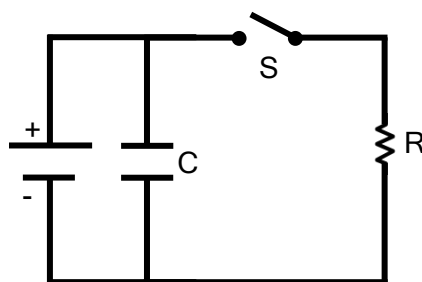
Figura 10 - Esquema de um circuito elétrico



Fonte: Halliday (2009).

Um circuito elétrico que possui um resistor e um capacitor é definido como circuito RC. Uma das características do circuito elétrico RC é que a corrente elétrica possui sentido único (o capacitor armazena e libera carga elétrica, resultando em uma corrente que muda à medida que o capacitor se carrega ou descarrega), contudo a sua corrente elétrica varia com o tempo. A Figura 11 ilustra a aplicação desse circuito elétrico. Neste caso, estamos observando uma seção de um circuito RC que é empregado para acionar o flash, conforme encontrado em algumas câmeras fotográficas. (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009).

Figura 11 - Esquema de um circuito RC



Fonte: Halliday (2009, adaptada).

Por meio de derivações das equações, torna-se possível antecipar o comportamento decaimento da carga e da corrente elétrica em um capacitor,

relacionados ao tempo, dentro do contexto do circuito RC, como nas Equações 9 e 10 (Halliday & Resnick, 2008).

$$Q(t) = Q_0 \cdot e^{-t'/\tau} \quad (9)$$

Onde:

$Q(t)$ é a carga elétrica no capacitor no instante de tempo;

Q_0 é a carga inicial no capacitor no tempo $t=0$;

t é o tempo;

$\tau = R \cdot C$ representa a constante de tempo, sendo o tempo necessário para que a carga decresça por um fator e^{-1} .

$$I = I_0 \cdot e^{-t'/\tau} \quad (10)$$

Onde:

I é a corrente elétrica no tempo t ;

I_0 é a corrente inicial no instante $t=0$;

t é o tempo;

$\tau = R \cdot C$ representa a constante de tempo, sendo o tempo necessário para que a carga decresça por um fator e^{-1} .

Assim como é possível prever o tempo de decaimento da corrente e da carga elétrica em função do tempo de um capacitor, pode-se prever a carga e a corrente durante o carregamento do capacitor, conforme mostrado nas Equações 11 e 12.

$$Q = C \cdot \varepsilon [1 - e^{(-t/\tau)}] \quad (11)$$

Onde:

Q expressa a carga elétrica acumulada no capacitor no tempo t ;

C é a capacitância;

ε é a tensão de alimentação aplicada ao capacitor;

$\tau = R \cdot C$ representa a constante de tempo, sendo o tempo necessário para que a carga decresça por um fator e^1 .

$$I = \frac{-\varepsilon}{R} \cdot e^{(-t/\tau)} \quad (12)$$

Onde:

I é a corrente elétrica no tempo t ;

ε é a tensão de alimentação aplicada ao capacitor;

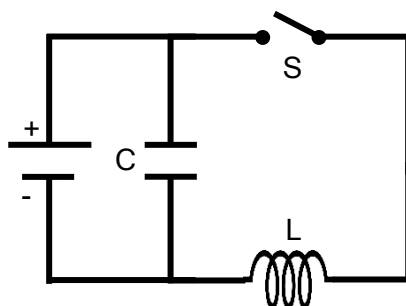
R é a resistência do circuito;

$\tau = R \cdot C$ representa a constante de tempo, sendo o tempo necessário para que a carga decresça por um fator e^{-1} .

3.4 Circuito LC

No circuito LC, conforme mostrado na Figura 12, será examinado a combinação de um capacitor e de um indutor no circuito elétrico. Nesse tipo de circuito elétrico teremos que a DDP (diferença de potencial), corrente e a carga não decaem exponencialmente com o tempo, esses elementos variam de acordo com um senoide.

Figura 12 - Esquema de um circuito elétrico LC

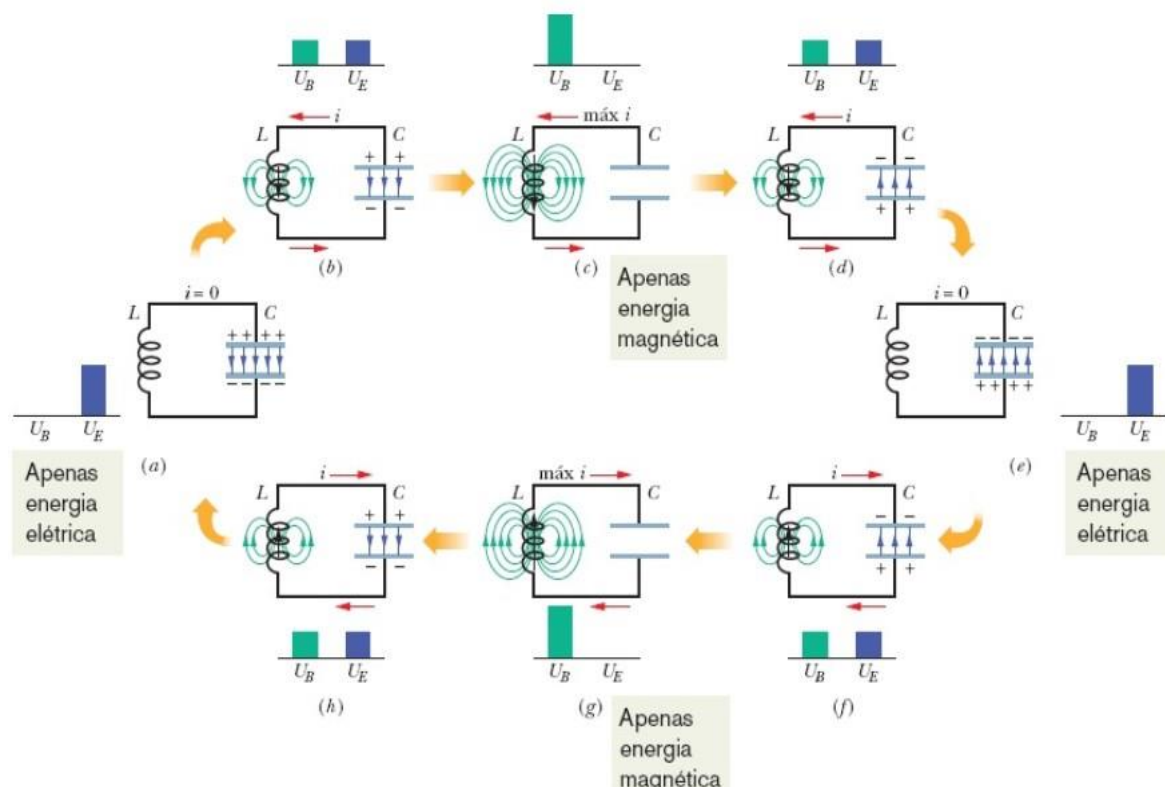


Fonte: Halliday (2009).

De acordo com as leis fundamentais que regem o comportamento dos capacitores, o processo de carga de um capacitor em um circuito LC é governado por princípios bem definidos. Em qualquer instante desse processo, a energia armazenada no campo elétrico do capacitor é determinada pela fórmula $U_E = \frac{q^2}{2C}$. Por outro lado, no que diz respeito ao indutor presente no circuito, a energia armazenada em seu campo magnético segue uma relação similar, sendo calculada por meio da expressão $U_B = \frac{L \cdot i^2}{2}$ (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009).

A Figura 13 mostra oito estágios em um ciclo de oscilação de um circuito LC.

Figura 13 - Circuito elétrico LC



Fonte: Halliday (2009).

Inicialmente, o capacitor está completamente carregado (a). Uma corrente no sentido anti-horário surge e circula pelo circuito, passando pelo indutor (b). À medida que a corrente circula pelo indutor, um campo magnético é criado em torno dele. A energia armazenada no campo elétrico do capacitor é transferida para o circuito e, em parte, armazenada no campo magnético do indutor. Quando o capacitor perde toda a sua carga, a corrente no circuito cessa e o campo magnético do indutor atinge seu valor máximo (c). (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009).

Nesse momento, apesar do capacitor esteja descarregado, existe uma corrente elétrica no sentido anti-horário devido ao indutor. Essa mesma corrente continua a transferir carga para o capacitor (d). Essa corrente elétrica começa a armazenar carga elétrica no capacitor novamente, porém com a polarizada oposta (e). O ciclo se repete, mas agora com a corrente elétrica no sentido horário (f), (g) e (h) (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009).

Ao explorar e manipular as equações seguintes, são alcançadas conclusões de significativa relevância.

Frequência angular de oscilação em um circuito LC :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (13)$$

Oscilação de carga:

$$q = Q \cos(\omega t + \varphi) \quad (14)$$

Corrente elétrica:

$$i = -\omega Q \sin(\omega t + \varphi) \quad (15)$$

Oscilação da Energia Elétrica:

$$U_E = \frac{Q^2}{2C} \cos^2(\omega t + \varphi) \quad (16)$$

Oscilação da Energia Magnética:

$$U_B = \frac{Q^2}{2C} \sin^2(\omega t + \varphi) \quad (17)$$

Onde:

ω representa a frequência angular;

L expressa a indutância do circuito;

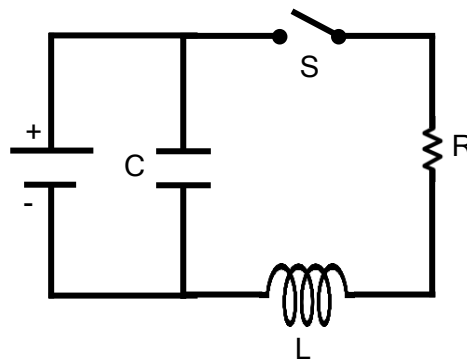
C é a capacitância;

φ é a fase da oscilação.

3.5 Circuito RLC

Um circuito RLC, conforme esquema exibido na Figura 14, é uma configuração que engloba três componentes fundamentais: resistência, indutor e capacitor. Cada um desses elementos desempenha um papel único no comportamento do circuito.

Figura 14 - Esquema de um circuito RLC



Fonte: Halliday (2009, adaptada).

A presença da resistência no circuito elétrico implica que a energia eletromagnética total deixa de ser constante para ser variável. A resistência faz com que a energia seja dissipada com o tempo, dissipação essa no formato térmico. Como consequência dessa diminuição da energia as oscilações de DDP, corrente elétrica e carga diminuem continuamente de amplitude. Com essas características diz-se que o sistema representa oscilações amortecidas fazendo assim analogia ao oscilador bloco-mola da mecânica clássica (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009).

Para compressão da perda da energia e das oscilações do circuito elétrico será usada uma equação que indica a energia eletromagnética total U do sistema em função do tempo.

$$U = U_B + U_E \quad (18)$$

Onde:

U é a energia total do sistema;

U_B é a energia potencial associada ao campo magnético;

U_E é a energia potencial associada ao campo elétrico.

Sabendo que $U_B = \frac{L.i^2}{2}$, e que $U_E = \frac{q^2}{2C}$, e considerando que a energia total do sistema diminui com o tempo, pode-se escrever a taxa com que essa transformação acontece $\frac{dU}{dt} = -i^2.R$.

Derivando a equação de U em função do tempo tem-se:

$$\frac{du}{dt} = Li \frac{di}{dt} + \frac{q}{C} \frac{dq}{dt}$$

$$Li \frac{di}{dt} + \frac{q}{C} \frac{dq}{dt} = -i^2 \cdot R$$

Lembrando que $i = dq/dt$ e substituindo di/dt por dq^2/dt^2 , então, a equação diferencial para oscilações amortecidas em um circuito RLC corresponde à:

$$Li \frac{d^2q}{dt^2} + R \cdot \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C} q = 0$$

A solução dessa equação é:

$$q = Q \cdot e^{-\frac{Rt}{2L}} \cdot \cos(\omega' t + \emptyset) \quad (19)$$

Onde:

q é a carga elétrica do sistema (C);

Q é amplitude máxima da carga elétrica q (C);

R é a resistência elétrica do sistema (Ω);

t é o tempo (s);

L é a indutância do sistema (H);

ω' é a frequência angular (rad/s);

$\emptyset$ é a fase inicial (rad).

De acordo com Halliday, David, (2009. Pag. 313):

“A $q = Q \cdot e^{-\frac{Rt}{2L}} \cdot \cos(\omega' t + \emptyset)$ descreve uma oscilação senoidal (a função cosseno) com uma *amplitude exponencialmente decrescente* $Q \cdot e^{-\frac{Rt}{2L}}$. (o fator que multiplica o cosseno). A frequência angular ω' das oscilações amortecidas é sempre menor que a frequência angular das oscilações não-amortecidas; entretanto, vamos considerar apenas situações nas quais a

resistência R é suficientemente pequena para que ω' possa ser substituída por ω .”

Para a energia eletromagnética total U do circuito tem-se que:

$$U_E = \frac{Q^2}{2C} \cdot e^{-Rt/L} \cos^2(\omega' t + \phi) \quad (20)$$

Onde:

U_E é a energia elétrica armazenada no sistema (J);

Q é a carga elétrica q (C);

C é a capacitância do capacitor (F);

R é a resistência elétrica do resistor (Ω);

t é o tempo (s);

L é a indutância do indutor (H);

ω' é a frequência angular (rad/s);

ϕ é a fase inicial (rad).

Um outro fenômeno importante do circuito RLC é a ressonância, é um fenômeno em eletrônica e engenharia elétrica, caracterizado pelo equilíbrio entre a reatância capacitiva e indutiva em um circuito. A ressonância em circuitos RLC envolve encontrar o ponto de equilíbrio perfeito. Isso ocorre quando a impedância do circuito é puramente resistiva, resultando em uma corrente máxima e uma tensão mínima na frequência de ressonância.

A ressonância é uma característica essencial em circuitos sintonizados, podendo ser descrita, como um estado onde a energia é transferida de forma eficiente entre a fonte e o circuito. A capacidade de ajustar a frequência de operação de um circuito RLC é de extrema importância em diversas aplicações, como na sintonização de estações de rádio, onde a frequência de ressonância é crucial para a recepção nítida do sinal.

Os circuitos RLC ressonantes têm aplicações em eletrônica, como na construção de filtros passa-faixa e na ressonância magnética em medicina, evidenciando a relevância desse conceito em diversas áreas da tecnologia. A equação que descreve esse fenômeno é:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (21)$$

Onde:

f_{res} representa a frequência de ressonância;

L expressa a indutância do indutor (H);

C é a capacitância do capacitor (F).

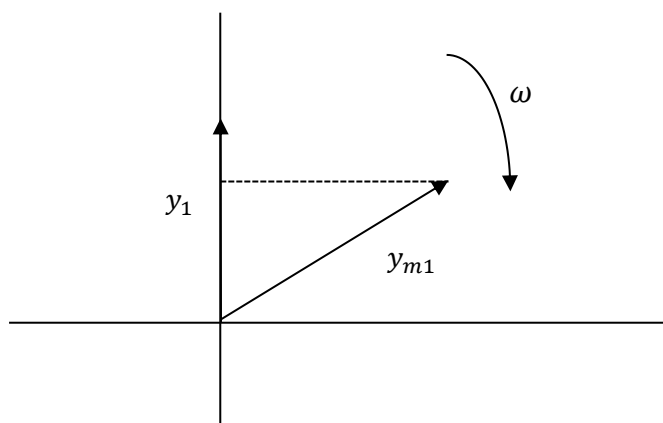
3.6 Fasores

Quando se estuda ondas mecânicas, existe um termo que se chama fasor. O fasor pode ser descrito como um vetor de valor absoluto igual à amplitude da onda, que gira em torno da origem com velocidade angular igual à frequência angular ω da onda, é um número complexo que pode também informar a fase e a magnitude de uma onda senoidal.

Através dos fasores se torna possível representar as dependências em ω , ϕ e A em três fatores independentes.

Usando como exemplo uma onda $y_1(x, t) = y_{m1}\text{sen}(kx - \omega t)$, pode-se representar pelo o fasor na Figura 15.

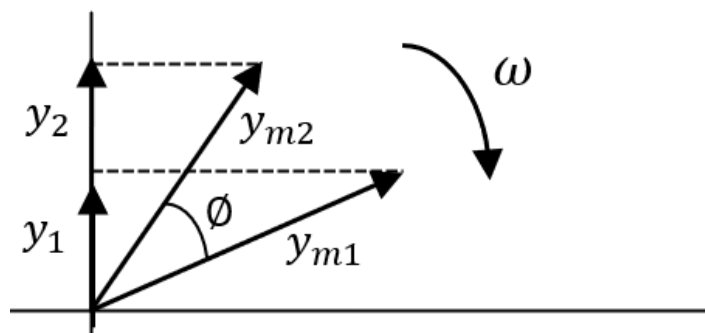
Figura 15 - Fasor de módulo y_{m1} girando em torno de uma origem com velocidade angular ω representa uma onda senoidal



Fonte: Halliday (2009, adaptada).

Supondo que duas ondas se propagam no mesmo meio, é possível representar essas duas ondas e a onda resultante de um diagrama fasorial conforme a Figura 16.

Figura 16 - Dois Fasores de módulo y_{m1} e y_{m2} girando em torno de uma origem defasado pelo ângulo ϕ



Fonte: Halliday (2009, adaptada).

A segunda onda pode ser representada por $y_2(x, t) = y_{m2} \text{sen}(kx - \omega t + \phi)$. Como y_1 e y_2 possuem as mesmas características apenas defasado pelo termo ϕ suas resultantes podem ser escritas como:

$$y'(x, t) = y'_m \text{sen}(kx - \omega t + \beta) \quad (22)$$

Onde:

y'_m é a amplitude da onda resultante (m);

k é o número de onda (rad/m);

x é a posição do longo do eixo (m);

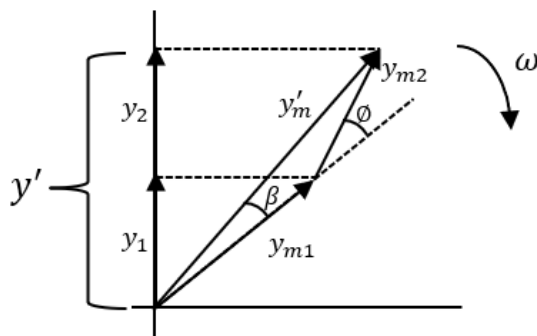
ω é a frequência angular (rad/s);

t é o tempo (s);

β é a constante de fase (rad).

A Figura 17 demonstra um somatório de duas ondas representada por fasores. Devido essas características os fasores são extremamente importantes nos estudos do circuito elétrico, utilizado por exemplo na situação de carga resistiva.

Figura 17 - Onda resultante representada pelo vetor soma dos dois vetores

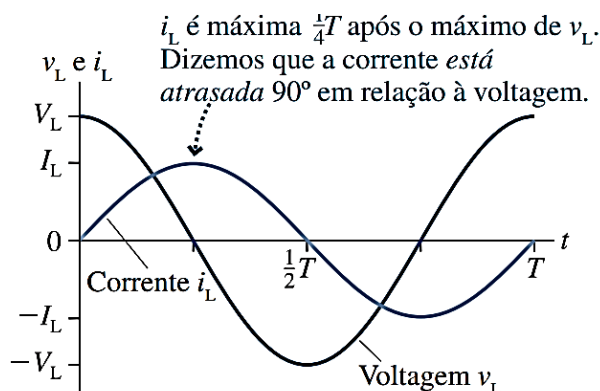


Fonte: Halliday (2009, adaptada).

Em circuitos elétricos, os fasores são usados para representar correntes e tensões senoidais. No caso de um circuito indutivo, a corrente e a tensão estão defasadas devido à presença de indutância. A indutância causa um atraso na corrente em relação à tensão, que é representado por uma mudança de fase no diagrama fasorial. Portanto, o fasor associado à corrente estará defasado em relação ao fasor associado à tensão. Esta representação fasorial simplifica a análise de circuitos de indução, permitindo o uso de operações algébricas em vez de cálculos diferenciais.

Analizando a Figura 18, podemos observar uma representação gráfica da diferença de fase entre a corrente e a tensão em um circuito RC de corrente alternada (AC) medida em um capacitor. A corrente (i_L) está atrasada em 90° em relação à tensão (v_L). Esta defasagem é uma característica fundamental dos circuitos indutivos, onde a indutância do circuito causa um atraso na corrente em relação à tensão.

Figura 18 - Defasagem de 90° entre corrente e tensão em um circuito AC

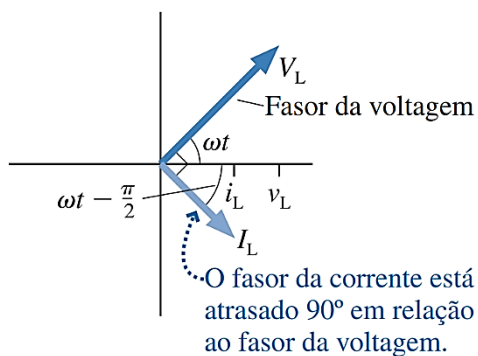


Fonte: Randall (2009)

No diagrama fasorial da Figura 19, o ângulo do fasor da corrente (I_L) é 90° menor do que o ângulo do fasor da tensão (V_L). Essa diferença de fase ocorre

porque o indutor introduz um atraso na corrente em relação à voltagem. Quando a voltagem está no seu valor máximo, a corrente ainda não atingiu o seu valor máximo, e vice-versa.

Figura 19 - Fasor da corrente está atrasado 90° em relação ao fasor da voltagem

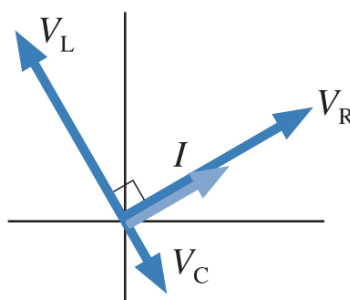


Fonte: Randall (2009)

Para analisar os fasores em um circuito RLC, consideramos o circuito mostrado na Figura 14. Nele, os componentes do circuito estão dispostos em série. Além disso, esses componentes estão conectados em paralelo com a fonte de força.

A Figura 20 descreve o diagrama de fasores para um circuito RLC de corrente alternada (AC), onde os vetores representam a corrente (I) e as tensões em um resistor (V_R), capacitor (V_C) e indutor (V_L). A corrente e a tensão do resistor estão em fase, então o fasor de tensão do resistor é paralelo ao fasor de corrente I ; a corrente no capacitor está adiantada em 90° em relação à tensão do capacitor, então o fasor de tensão do resistor é puxado. O capacitor está atrasado 90° em relação ao fasor de corrente. A corrente no indutor está atrasada em relação à tensão em 90°, então o fasor de tensão do indutor é puxado, adiantando o fasor de corrente em 90°.

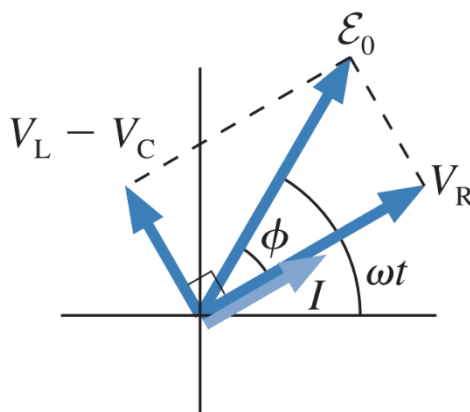
Figura 20 - Diagrama de Fasores para circuito RLC



Fonte: Randall (2009)

Podemos também fazer a soma das tensões instantâneas e demonstrar que será igual à força eletromotriz. Os fasores da Figura 21 demonstra essa situação.

Figura 21 - Fasor ϵ no ângulo ωt



Fonte: Randall (2009)

No da Figura 21, observamos as relações entre os diferentes fasores em um circuito elétrico de corrente alternada (CA). Destacam-se os vetores $(V_L - V_C)$, (V_R) e (ϵ_0) , juntamente com o vetor de corrente (I) e o ângulo de fase (ϕ) . A soma vetorial das tensões instantâneas $(V_L - V_C + V_R)$ equivale à força eletromotriz (f.e.m) ϵ_0 quando o circuito está em regime permanente. As voltagens instantâneas obedecem à relação $\epsilon = V_L + V_C + V_R$, correspondendo a uma soma vetorial em termos de fasores. Essa adição pode ser realizada em duas etapas. Devido aos fasores do capacitor e do indutor terem sentidos opostos, seu vetor soma é igual a $V_L - V_C$. Ao adicionar o fasor do resistor, em ângulo reto, obtemos o fasor da f.e.m ϵ no ângulo ωt (KNIGHT,2009).

Em um circuito elétrico que possui capacitor quanto e um indutor, a corrente que circula é diretamente afetada pela frequência da força eletromotriz (fem) aplicada. Esta f.e.m, que é a diferença de potencial que impulsiona a corrente, pode ser ajustada para analisar seu impacto na corrente do circuito. Quando a frequência da f.e.m é alterada, mantendo todos os outros parâmetros constantes, observamos um comportamento interessante. Se a frequência ω da f.e.m for reduzida, a corrente será muito pequena, pois a reatância capacitiva $X_C = \frac{1}{\omega C}$ se torna bastante alta. Por outro lado, em frequências muito altas, a corrente também será minimizada, pois a reatância indutiva $X_L = \omega L$ se torna extremamente alta. Portanto, a corrente no circuito é influenciada tanto por frequências muito baixas quanto muito altas devido às propriedades das reatâncias capacitiva e indutiva, respectivamente. (KNIGHT,2009).

Se a corrente i se aproxima de zero em frequências extremamente baixas ou altas, deve existir uma frequência média onde i alcança seu valor máximo. Essa frequência é conhecida como ressonância que é dado pela equação 23.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \quad (23)$$

Onde:

$\omega_0 =$ *frequência angular de ressonância do circuito (Hz)*

$L =$ *Indutância (H)*

$C =$ *Capacitância (F)*

4 METODOLOGIA

Nos próximos tópicos veremos um conjunto de métodos e procedimentos do trabalho. Primeiramente, é discutido o embasamento teórico por meio de equações que corroboram a construção do aparato. Em seguida, é descrito o processo de construção do *set up* experimental, enfatizando a interação entre o aparato e o circuito elétrico. É abordado também o protocolo de comunicação do osciloscópio *Tektronix*, seguido pela seleção de um *software web* com o propósito de democratizar sua utilização. Posteriormente, são detalhados o desenvolvimento da aplicação *web* e a integração de recursos relevantes. Por fim, são explorados os códigos mais significativos que sustentam essa pesquisa.

4.1 Fundamento através das equações

A interação entre eletricidade e magnetismo é uma das bases fundamentais da física. Essa interligação é essencial para diversos dispositivos e sistemas presentes em nossa vida cotidiana, como motores elétricos, transformadores e até mesmo os alto-falantes dos nossos aparelhos eletrônicos. Uma compreensão dessa interação é crucial para a engenharia e a inovação tecnológica.

A curva de histerese é um resultado da interação entre duas grandezas essenciais: o campo H , representado no eixo horizontal (x), e a indução magnética B , representada no eixo vertical (y). Para alcançar essa compreensão, foi proposta a construção de dois circuitos distintos: um circuito RL e um circuito RLC. Esses circuitos foram concebidos com a intenção de abrigar o material de interesse para a análise, no caso, o AÇO GNO, dentro dos indutores. Isso permitiu explorar como o comportamento do material se relaciona com as variações entre o campo magnético e a indução magnética.

Um circuito elétrico composto por um resistor (R) e um indutor (L) em série, também conhecido como circuito RL será alimentado por uma fonte AC. Esse circuito é capaz de fornecer informações valiosas sobre a relação entre corrente elétrica e o campo magnético gerado, informações essas necessárias para construção da máquina.

A coleta de dados do circuito é fundamental para a construção da curva de histerese, e para isso, foram empregados os valores de tensão medidos sobre o

resistor 1 no circuito RL. Esses valores são essenciais para determinar a intensidade do campo magnético (H) que é gerado pela bobina. Compreender essa relação entre a tensão e o campo magnético permitirá visualizar como o material responde às variações do campo magnético, aspecto crucial na análise de suas propriedades magnéticas. Portanto, ao usar as informações derivadas da tensão sobre o resistor 1 presente na Figura 22, possibilita traçar a curva de histerese, que ilustrará o comportamento magnético do material em estudo. A integração da equação $i = \int H \cdot dl$ proporciona uma maneira de calcular a corrente elétrica total que flui através de uma área ou percurso específico, levando em consideração o campo magnético presente nesse trajeto. Essa relação esclarece como a corrente elétrica em um circuito elétrico é influenciada pelo campo magnético. A lei de Ampère, que é aplicada aqui, exprime essa relação da seguinte forma:

$$\oint H \cdot dl = N \cdot i \quad (24)$$

Onde:

H expressa o campo magnético (A/m);

dl é o elemento infinitesimal de comprimento do caminho ao longo do qual o campo magnético está sendo integrado;

N é o número de espiras ou voltas do circuito;

i é a corrente elétrica (A).

Quando resolvemos a integral relacionada a um solenoide, o resultado obtido é a Equação 25.

$$N \cdot i_1 = H \cdot L \quad (25)$$

Se considerar que $i_1 = \frac{V_1}{R_1}$, e efetuada essa substituição, chega-se a:

$$N \cdot \frac{V_1}{R_1} = H \cdot L \quad (26)$$

Por fim, isolando H na equação, alcança-se finalmente a Equação 27:

$$H = \frac{N \cdot V_1}{L \cdot R_1} \quad (27)$$

Onde:

H expressa a intensidade do campo magnético (A/m);

N é o número de espiras ou voltas do circuito indutor;

V_1 denota a tensão aplicada sobre o circuito indutor;

L é o comprimento médio do circuito indutor;

R_1 é a resistência elétrica do circuito indutor.

Como tem-se os parâmetros de N (número de espiras), L (comprimento) e R (resistência) do indutor, pode-se deduzir a componente H da curva de histerese magnética. Isso ocorre quando é possível determinar os valores de V , a tensão sobre o resistor. Essa relação entre os elementos do circuito e a tensão aplicada permitirá obter uma representação da intensidade do campo magnético H .

Agora que já identificada a componente H , o próximo passo é determinar a componente B . Isso será realizado por meio da utilização de um circuito RLC presente conforme podemos observar na Figura 22.

Ao analisar a relação entre a V_2 em um capacitor e a corrente i_2 que flui através do capacitor, é possível encontrar a indução B . Inicialmente, com a definição básica da carga dq armazenada em um capacitor em termos da capacitância C e da variação da tensão, ou seja $dq = C \cdot dV_{C2}$ isolando dV_{C2} , tem-se $dV_{C2} = \frac{dq}{C}$, como $dq = i_2 \cdot dt$, e manipulando essas equações, encontra-se que a tensão sobre o capacitor será definida pela Equação 28:

$$dV_2(t) = \frac{i_2 \cdot dt}{C} \quad (28)$$

Onde:

dV_2 expressa a mudança infinitesimal na tensão do capacitor;

i_2 é a corrente elétrica;

dt é o intervalo infinitesimal de tempo;

C a capacitância.

Integrando os dois lados dessa equação, $\int dV_2 = \int \frac{i_{c2}(t) \cdot dt}{C}$ tem-se que:

$$V_{c2}(t) = \frac{1}{C_2} \int i_{c2}(t) \cdot dt \quad (29)$$

Na Equação 29 é importante observar que a corrente elétrica i_{c2} é uma variável em análise. Medir diretamente o valor dessa corrente pode não ser uma tarefa prática, entretanto, então vamos encontrar a corrente elétrica em função de variáveis mais fáceis de medir.

Então, $i_c(t) = \frac{V_2}{R_2}$, mas $V_2(t) = N \cdot \frac{d\varphi}{dt}$ e $d\varphi(t) = B \cdot da$. Trabalhando nessas equações encontraremos a Equação 30:

$$i_{c2}(t) = \frac{N \cdot B \cdot da}{R_2 \cdot dt} \quad (30)$$

Sabemos que $i_c = i_L = i_R$ (circuito em série), e ainda, levando-se em conta que R_2 é 66 vezes maior que a reatância capacitiva e indutiva, a queda de tensão naquele circuito se dá predominantemente em R_2 , portanto, $i_c = i_L = i_R = \frac{V_2}{R_2}$. Entretanto, devemos lembrar que para o circuito da Figura 22, a tensão que alimenta o circuito é aquela induzida no indutor, que, portanto, funciona como a fonte de tensão daquele circuito. Consequentemente, a queda de tensão no resistor é a própria tensão da fonte, que é o indutor.

Assim, a mudança no campo devido à corrente alternada no enrolamento primário provoca sua tensão induzida no enrolamento secundário

Neste contexto, é notável que a equação envolvendo a corrente elétrica i_{c2} foi reconfigurada utilizando variáveis que podem ser mensuradas. Com essa nova formulação, a corrente elétrica é expressa como uma relação entre o número de espiras (N), o fluxo magnético (B) na área transversal (da), e o diferencial de tempo (dt). Essa transformação possibilita a substituição da corrente por quantidades tangíveis, viabilizando uma abordagem prática e instrumental para a obtenção dessas grandezas no circuito.

Dado que a corrente elétrica é influenciada por outras variáveis, faremos uma substituição da corrente i_{C2} (equação 29) em V_{C2} (equação 28).

$$V_{C2}(t) = \frac{1}{C_2} \int \frac{N \cdot B \cdot da \cdot dt}{R_2 \cdot dt} \quad (31)$$

Integrando a equação e isolando B , encontramos a Equação 32:

$$B(t) = \frac{V_{C2(t)} \cdot C_2 \cdot R_2}{N \cdot A} \quad (32)$$

Onde:

B representa a densidade de fluxo magnético;

V_{C2} é a tensão no capacitor;

C_2 é a capacitância do capacitor;

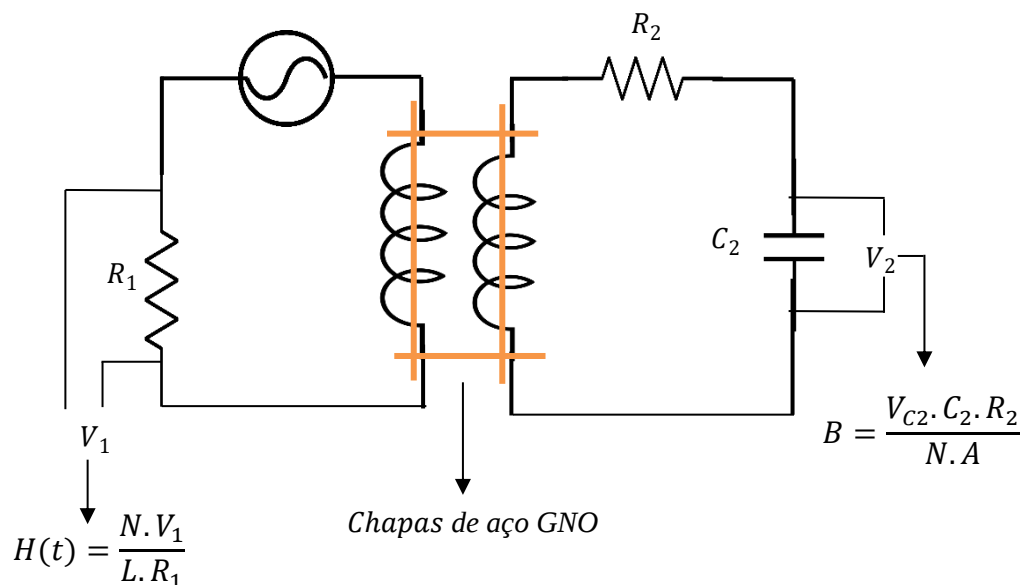
R_2 é a resistência do circuito;

N é o número de espiras do indutor;

A é a área da seção transversal do indutor.

Por meio da implementação de circuitos RL e RLC, a utilização de um osciloscópio devidamente calibrado e a aplicação de um *software* customizado, foi possível estabelecer um sólido alicerce para a construção e execução dos testes na pesquisa, conforme demonstrado na Figura 22. As equações fundamentais que emergiram deste contexto $H(t) = \frac{N \cdot V_1}{L \cdot R_1}$ e $B(t) = \frac{V_{C2} \cdot C_2 \cdot R_2}{N \cdot A}$, desempenharam um papel crucial ao fornecer as bases conceituais necessárias para nossa análise. Na figura abaixo observa-se onde serão utilizadas as equações desenvolvidas H e B no circuito elétrico.

Figura 22 - Circuito elétrico com as equações H e B



Fonte: autor.

4.2 Construção do Set up

O aparato experimental construído para medir a perda por histerese magnética em núcleos de transformadores é composto por duas bobinas de configuração variável, cada uma com a opção de 200, 400 ou 600 voltas. A bobina núcleo apresenta uma peça quadrada de plástico com um núcleo central envolto por um fio de cobre esmaltado (Figura 23), um material que apresenta alta condutividade elétrica e baixa resistência. A bobina possui uma estrutura em forma de solenoide, composta por várias espiras em torno do núcleo, que é responsável por gerar um campo magnético quando uma corrente elétrica passa pelo fio. A bobina utilizada foi fabricada pela Azeheb. O núcleo das bobinas utilizadas no aparato experimental consiste de bobinas de kits de experimentos de física do laboratório de ensino. Essa escolha de material para o núcleo contribui para a manutenção consistente das propriedades magnéticas e minimiza possíveis interferências externas durante as medições. Além disso, a utilização de um material homogêneo nas bobinas resulta em um equipamento robusto e confiável, permitindo medições precisas de perda por histerese magnética em núcleos de transformadores. O fio de cobre usado na construção das bobinas é uma escolha comum devido às suas propriedades magnéticas e elétricas. A

configuração variável das bobinas oferece flexibilidade ao usuário, permitindo a escolha da quantidade de voltas de acordo com a finalidade do experimento e as especificações do transformador a ser medido, com opções de conexão em série ou em paralelo para maior versatilidade. A conexão das bobinas é feita através de terminais que possibilitam a variação do número de voltas de maneira fácil e rápida, sem a necessidade de desmontar o aparato conforme notado na Figura 23. Esse recurso permite que o usuário altere o número de voltas de forma rápida e eficiente, economizando tempo e aumentando a precisão das medições.

Figura 23 - Bobina conjugada Azeheb com 600 espiras



Fonte: autor.

A bobina primária está conectada a um circuito RL, que é composto por um resistor e um indutor, em série. O circuito RL termina com o retorno conectado novamente ao gerador de sinal.

O gerador de função (Figura 24) em questão é capaz de gerar diversos tipos de onda, incluindo senoidal, quadrada, triangular, rampa, pulso e serrilhada. Sua faixa de frequência varia de 0,02 Hz a 2 MHz em sete seletores de intervalos (1, 10, 100, 1K, 10K, 100K, 1M), com precisão de mais ou menos 5% da escala total.

Figura 24 - Gerador de sinal UniSource FG-8102 2MHz



Fonte: autor.

O nível de saída é de 20 Vp-p em circuito aberto e 10 Vp-p em carga de 50 ohms, isso indica que a amplitude de pico a pico do sinal gerado é de 20 volts quando o circuito está aberto (sem carga) e diminui para 10 volts quando conectado a uma carga de 50 ohms. A queda na amplitude quando a carga é aplicada pode ser devido à perda de potência ou à adaptação de impedância no sistema. O valor de 50 ohms é uma carga padrão frequentemente usada em sistemas de comunicação. O gerador também possui uma impedância de saída de 50 ohms mais ou menos 5%. O gerador de função FG-8102 apresenta um atenuador fixo de -20 dB, juntamente com um atenuador continuamente variável. Essa característica é importante para garantir uma resposta consistente e controlada do sinal. A distorção da onda senoidal é inferior a 1% a 0,2 Hz a 100 kHz, enquanto o tempo de subida e descida da onda quadrada é inferior a 120 ns.

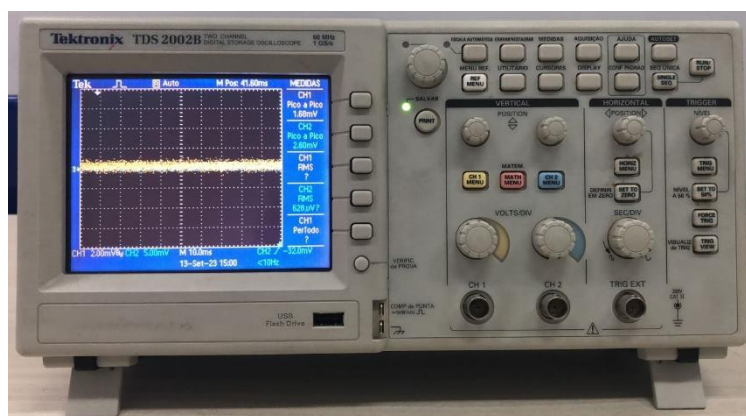
O gerador de função também possui uma saída TTL/CMOS, o que indica que ele é capaz de gerar sinais compatíveis com ambas as famílias lógicas, apresenta níveis de saída TTL (H: superior a 2,4 V, L: inferior a 0,4 V) e níveis de saída CMOS de 5 a 15 V mais ou menos 2V.

O gerador de função possui um *display* LED verde de 6 dígitos, com as unidades de medida MHz, kHz e Hz, além de indicação de *overflow* e tempo de porta. A faixa de frequência varia de 200 mHz a 50 MHz, com precisão de mais ou menos erro da base de tempo 1, contagem e sensibilidade de entrada de 100 mVrms. O FG-8102 é alimentado por uma fonte de alimentação AC de 115/230V AC mais ou menos 10%, 48 a 66 Hz e pesa cerca de 2,5 kg. O FG-8102 possui dimensões de 240 (L) x 270 (D) x 95 (A).

O osciloscópio Tektronix TDS 2002B, mostrado na Figura 25, é uma ferramenta

essencial na eletrônica e engenharia, desenvolvida pela Tektronix. É projetado para análise precisa de sinais elétricos e digitais, desempenhando um papel importante em uma variedade de aplicações de pesquisa, desenvolvimento e solução de problemas em eletrônica.

Figura 25 - Osciloscópio Tektronix TDS 2022B



Fonte: autor.

Uma de suas principais características é sua largura de banda de 60 MHz, permitindo a análise de sinais com frequências de até 60 MHz, tornando-o versátil para aplicações que variam de eletrônica básica a projetos avançados de alta frequência.

Além disso, possui uma taxa de amostragem de 1 GS/s, permitindo a aquisição rápida e precisa de dados, crucial para a análise de sinais de alta frequência e detalhes sutis em formas de onda complexas.

O Tektronix TDS 2022B possui dois canais de entrada, possibilitando a medição e comparação simultânea de dois sinais, fornecendo uma visão abrangente da interação entre eles.

A interface de usuário é uma tela TFT colorida de alta resolução facilitando a operação e a configuração. Isso agiliza a análise dos sinais e aumenta a eficiência. Possui uma memória de forma de onda de 2,5 milhões de pontos por canal, permitindo a captura de longos períodos de sinal com alta resolução, facilitando análises detalhadas de formas de onda complexas. Além disso, oferece funções de análise, como FFT para análise de frequência, operações matemáticas e lógicas entre canais, bem como medições automáticas, facilitando a compreensão e o diagnóstico dos sinais.

O Tektronix TDS 2022B é altamente conectável, com portas USB e LAN,

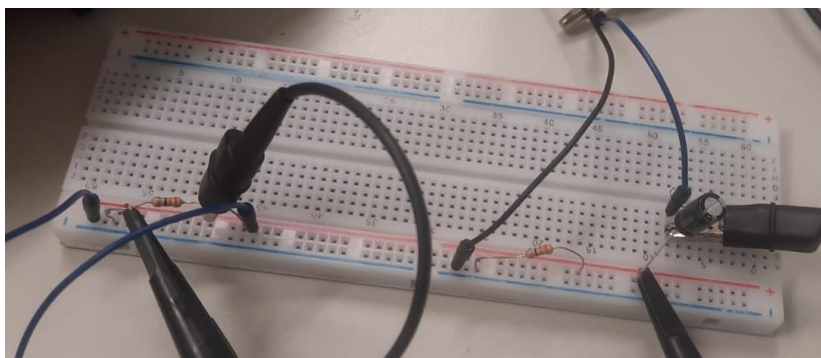
permitindo a transferência eficiente de dados e controle remoto, adequado para integração em sistemas de teste automatizados e compartilhamento de dados.

Uma *protoboard* (Figura 26), também conhecida como prototipagem de placa de circuito ou *breadboard*, é uma ferramenta essencial na eletrônica e engenharia elétrica. Ela tem a função de permitir a construção de protótipos de circuitos eletrônicos de forma rápida e temporária, sem a necessidade de soldagem ou fabricação de placas de circuito impresso. A *protoboard* é projetada com uma série de orifícios espaçados uniformemente, cada um conectado a trilhos condutores de metal. Esses trilhos são organizados em várias fileiras paralelas.

A grande vantagem da *protoboard* é que ela possibilita que os componentes eletrônicos sejam inseridos nos orifícios e conectados entre si sem a necessidade de soldagem. Isso torna a montagem e desmontagem dos circuitos extremamente simples e flexível. Além disso, as *protoboards* geralmente possuem compartimentos de alimentação, o que facilita a conexão da fonte de energia aos circuitos.

Essas placas são projetadas para serem intuitivas, com orifícios numerados e fileiras geralmente conectadas, tornando a montagem de circuitos um processo direto. Na Figura 26 observa-se a *protoboard* utilizada no aparato.

Figura 26 - Protoboard



Fonte: autor.

4.3 Interação aparato e circuito elétrico

O gerador de sinal fornece uma fonte de energia elétrica para a bobina primária do circuito RL, que por sua vez produz um campo magnético variável. O campo magnético gerado pela bobina primária induz uma corrente elétrica no circuito RLC.

O resistor é um componente eletrônico que limita a corrente elétrica que flui através do circuito. Ele é composto por um material que oferece resistência ao fluxo de elétrons, convertendo parte da energia elétrica em calor. Essa função é importante no circuito RL porque a corrente elétrica induzida pela bobina primária pode ser muito alta e, sem o resistor, poderia danificar os outros componentes do circuito.

A presença do resistor no circuito RL tem como função limitar a corrente que passa através do circuito, protegendo os componentes elétricos e permitindo que o circuito opere com segurança. A combinação de resistor e indutor no circuito RLC também afeta a resposta do circuito à frequência do sinal gerado, influenciando a forma como a energia é transferida entre a bobina primária e o circuito RLC.

A interação entre o campo magnético gerado pela bobina primária e a corrente elétrica no circuito RLC produz uma força eletromotriz induzida que pode ser medida através do *software* desenvolvido. Essa medida permite a análise do comportamento do circuito RLC e a determinação das perdas por histerese magnética no núcleo do transformador.

O circuito RL também pode ser ajustado para diferentes frequências de sinal, o que permite a medição da perda por histerese magnética em núcleos de transformadores para uma ampla faixa de frequências. Com isso, é possível avaliar a qualidade do sinal de saída em diferentes condições de operação.

Já o indutor é um componente eletrônico que armazena energia em um campo magnético. Ele é composto por um fio enrolado em um núcleo de material ferromagnético. Quando uma corrente elétrica passa pelo fio, um campo magnético é gerado no núcleo. Esse campo magnético armazena energia e, quando a corrente elétrica é interrompida, essa energia é liberada de volta para o circuito.

No circuito RL, o indutor influencia a corrente elétrica porque ele cria uma resistência ao fluxo de corrente que varia com a frequência do sinal elétrico. Essa resistência é conhecida como reatância indutiva e pode ser calculada a partir da fórmula $X_L = 2\pi fL$, onde f é a frequência do sinal e L é a indutância do indutor.

A reatância indutiva é responsável por atrasar a corrente elétrica em relação ao sinal de entrada e pode afetar a amplitude e a fase do sinal de saída. A segunda bobina, assim como a primeira, foi construída com as mesmas características, sendo composta por um fio de cobre esmaltado de 1,6 mm de diâmetro, enrolado em um cilindro de PVC com 13 cm de diâmetro e 14 cm de altura. Dentro dessa bobina, foram colocadas 16 amostras de aço GNO de 3 cm de largura e 30 cm de comprimento, de

forma entrelaçada com as amostras da bobina primária. Essa disposição das amostras permite maximizar a interação entre o campo magnético gerado pela bobina primária e o material magnético das amostras de aço, o que é fundamental para a medição das perdas por histerese magnética. A disposição das bobinas com as lâminas de aço pode ser observada na Figura 27.

Figura 27 - Disposição das lâminas aço GNO



Fonte: autor.

Esse circuito RLC é composto por um resistor, um indutor e um capacitor, que são dispostos em série.

A combinação desses componentes no circuito RLC influencia a resposta do circuito à frequência do sinal elétrico, afetando a amplitude e a fase do sinal de saída. A escolha dos valores dos componentes do circuito RLC deve ser feita de acordo com a frequência do sinal que se deseja medir, com o objetivo de maximizar a transferência de energia entre as bobinas do transformador e o circuito elétrico.

4.4 Algoritmo

Diante dos desafios apresentados no processo de análise dos dados da perda por histerese magnética, foi identificada uma limitação no osciloscópio utilizado. O equipamento, embora eficiente em diversas aplicações, não era capaz de realizar capturas sistemáticas dos dados sem intervenção de programação, acrescentando

uma camada de complexidade ao processo. Essa limitação desencadeou a necessidade de explorar abordagens adicionais para alcançar o objetivo de visualizar e analisar a curva de histerese magnética de forma mais eficiente e automatizada. Foi então que surgiu a ideia de desenvolver um *software web* personalizado, que pudesse estabelecer uma comunicação direta com o osciloscópio e suprir essa lacuna de plotagem de dados. Ao longo deste capítulo, será detalhado todo o processo de criação desse *software*, que viabilizou a comunicação direta com o osciloscópio Tektronix TDS 2002B. Através dessa abordagem, foi possível alcançar resultados de amostragem precisos, superando as limitações previamente enfrentadas com a utilização da entrada analógica do ATmega328.

Para a concretização dessa etapa, foi necessário construir um *software web* robusto e intuitivo, capaz de estabelecer a comunicação fluída e confiável com o osciloscópio. A interface do programa foi cuidadosamente projetada para oferecer aos usuários uma experiência agradável e facilitar o controle das configurações do osciloscópio. Dessa forma, os dados de amostragem são obtidos de maneira mais direta e precisa, permitindo-nos adquirir informações com precisão e detalhadas sobre os sinais elétricos em estudo.

Uma das principais vantagens dessa solução alternativa é a sua flexibilidade. O *software web* se adapta facilmente a diferentes plataformas, o que possibilita a sua execução em diversos dispositivos, desde computadores tradicionais até dispositivos móveis. Ao superar as limitações do método anterior, essa solução se mostrou extremamente vantajosa para a obtenção de dados mais confiáveis e de qualidade, essenciais para o avanço dos estudos desse projeto.

Outro ponto relevante a ser destacado é o empenho em garantir a estabilidade do *software*. Durante o processo de desenvolvimento, foram adotadas práticas rigorosas de testes e validações, garantindo que o *software* se comportasse de forma consistente e com o mínimo de erros. A interação com o osciloscópio é realizada de maneira controlada e segura, minimizando possíveis riscos e protegendo as informações obtidas durante a amostragem. Resumindo, a criação desse *software web* representou um avanço significativo da pesquisa, permitindo uma amostragem mais precisa e confiável dos sinais elétricos em estudo. A integração entre o osciloscópio e o *software web* ofereceu uma combinação poderosa para aquisição e análise de dados, superando as limitações anteriores e nos aproximando ainda mais dos objetivos dessa pesquisa.

Todo o software necessário para acessar e utilizar o protocolo de comunicação do osciloscópio Tektronix pode ser encontrado e acessado facilmente no site <https://wyltonleone.github.io/>.

4.4.1 Protocolo de Comunicação do osciloscópio Tektronix

A revelação do protocolo de comunicação do osciloscópio Tektronix foi resultado de um minucioso processo de engenharia reversa e uma meticulosa revisão de códigos abertos disponíveis no GitHub. Esse intrigante protocolo consiste na transmissão de uma sequência de *strings* ao osciloscópio, através do protocolo USB, sendo essas *strings* enviadas em formato *Little Endian*. A interação se inicia com a etapa de estabelecimento da conexão com o osciloscópio, “*handshake*”, seguida pelo envio dos *bytes* que solicitam as informações desejadas.

Durante todo o processo de comunicação, o osciloscópio se mostra habilidoso ao fornecer 2500 amostras por canal, proporcionando um volume significativo de dados para análise. Essa comunicação se revelou um avanço importante nesse estudo, permitindo acessar informações importantes que antes eram inacessíveis.

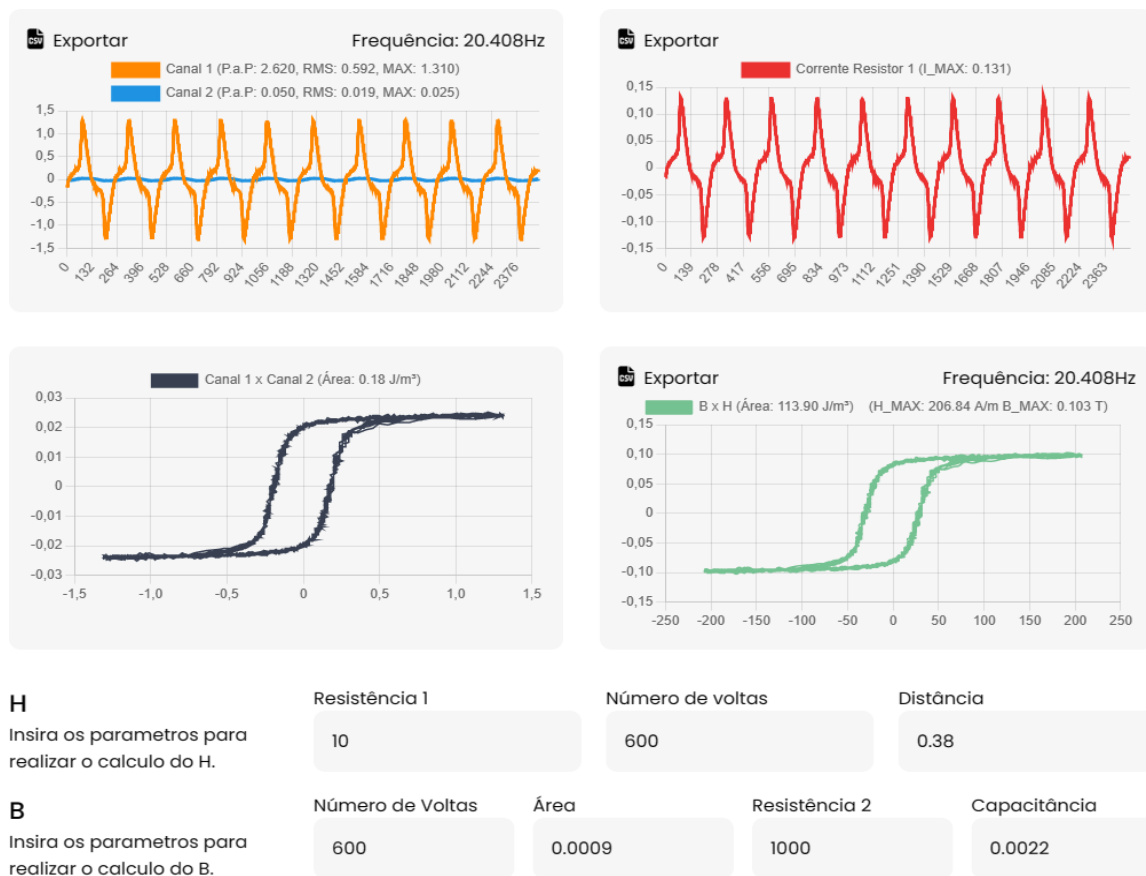
4.4.2 Escolha de um *Software Web* para democratizar a utilização

Com o propósito de ampliar a acessibilidade em uma variedade de dispositivos, optamos por empreender no desenvolvimento de um *software web*, como mostrado na (Figura 28). Essa decisão estratégica permitiu criar um ambiente de fácil acesso ao *software*, bastando apenas um navegador e uma conexão USB para utilizá-lo plenamente. Para viabilizar essa comunicação com dispositivos USB, foi utilizada a robusta API WebUSB, que proporcionou uma interface sólida e confiável para que os aplicativos *web* se comunicassem de forma fluida e segura com os dispositivos conectados via USB.

O *software web* desenvolvido revolucionou a maneira como interagimos com o osciloscópio Tektronix, simplificando o processo e tornando-o mais dinâmico. Com apenas alguns cliques, os usuários podem acessar o potencial do osciloscópio e obter informações precisas e detalhadas para suas análises. A possibilidade de acessar o *software* de qualquer lugar e dispositivo, independentemente do sistema operacional, proporcionou uma experiência mais abrangente e versátil para os pesquisadores e

engenheiros.

Figura 28 - Interface do software web



Fonte: autor.

A implementação da API WebUSB foi um passo crucial para viabilizar a comunicação com o osciloscópio, permitindo-nos desfrutar de uma conexão estável e segura com o dispositivo. Isso abriu as portas para um universo de possibilidades, impulsionando a pesquisa. Com essa integração bem-sucedida, a pesquisa conquistou maior agilidade na coleta de dados e maior controle sobre as configurações do osciloscópio, tornando possível uma análise em tempo real e ajustes precisos no funcionamento do equipamento.

4.4.3 A API WebUSB

A Interface de Programação de Aplicações (API) WebUSB, consagrada pelo W3C (*World Wide Web Consortium*), forneceu uma abordagem inovadora para estabelecer uma comunicação direta e eficiente entre aplicativos *web* e dispositivos USB. Essa API ofereceu aos desenvolvedores a capacidade de enviar *bytes* para

dispositivos conectados por meio de um navegador *web*, o que representa um avanço significativo para a criação de soluções *web* conectadas a dispositivos externos. Atualmente, essa tecnologia conta com suporte limitado, mas é amplamente acolhida pelo navegador Google Chrome, o que nos possibilita aproveitar ao máximo seus recursos e potencialidades.

A implementação da API WebUSB tem um impacto profundo em nossa abordagem tecnológica, permitindo explorar novas formas de interação e controle sobre dispositivos USB essenciais nesse estudo e experimentos. Com essa API, foi alcançada uma integração fluida e segura entre os aplicativos *web* e o osciloscópio Tektronix, elevando a capacidade de análise e coleta de dados a um novo patamar. A flexibilidade dessa solução abriu portas para a criação de um *software* intuitivo e de fácil acesso, garantindo a acessibilidade e a usabilidade do sistema desenvolvido em diferentes dispositivos e ambientes.

4.4.4 O Framework Angular

Para viabilizar a organização e o desenvolvimento eficiente da aplicação *web*, optou-se por adotar o renomado *framework* Angular. Desenvolvido pela Google, o Angular oferece uma gama de vantagens notáveis, tais como modularidade, gerenciamento ágil de componentes e facilidade na criação de interfaces de usuário interativas. Essas características se mostraram fundamentais para a construção do *software*, assegurando sua solidez e adaptabilidade.

A modularidade proporcionada pelo Angular permitiu que o projeto fosse dividido em componentes autônomos e reutilizáveis, tornando o desenvolvimento mais ágil e a manutenção mais prática. A abordagem orientada a componentes do *framework* possibilitou a criação de uma arquitetura bem estruturada e coesa, o que contribuiu para a clareza do código e a facilidade de entendimento entre a equipe de desenvolvimento.

Além disso, o Angular oferece suporte completo para a criação de interfaces de usuário interativas e dinâmicas. Através da combinação de *templates* flexíveis e diretivas poderosas, foi possível construir uma interface intuitiva e responsiva, proporcionando aos usuários uma experiência amigável e eficiente.

4.4.5 A Biblioteca *Plotly.js*

A biblioteca *Plotly.js* emerge como uma ferramenta verdadeiramente robusta e versátil para a visualização de dados 2D e 3D em aplicações *web*. Com sua riqueza de recursos, ela proporciona uma vasta variedade de opções de representação, abrangendo desde gráficos de linhas até gráficos de barras e dispersão. Ao incorporar o *Plotly.js* na aplicação *web*, alcançamos a habilidade de criar gráficos interativos e dinâmicos de forma eficiente, utilizando os dados amostrados pelo osciloscópio para aprimorar a compreensão e análise dos resultados.

Através dessa poderosa biblioteca, conseguimos exibir visualmente as características dos circuitos elétricos em estudo, como a variação da tensão RMS em função da frequência e a diferença de fase entre as ondas senoidais. Os gráficos gerados permitiram identificar padrões e tendências, possibilitando aos pesquisadores explorar os dados de maneira mais efetiva e intuitiva.

A interatividade proporcionada pelo *Plotly.js* foi crucial para o projeto. Os gráficos interativos permitiram aos usuários explorar os dados de forma dinâmica, interagindo com os gráficos, ampliando áreas de interesse e obtendo informações detalhadas sobre os pontos exibidos.

4.4.6 Desenvolvimento da Aplicação *Web* e Integração de Recursos

Com o propósito de visualizar e coletar os dados amostrados pelo osciloscópio, empreendemos o desenvolvimento de uma aplicação *web* especialmente dedicada a essa tarefa crucial. Para alcançar o objetivo, primordialmente, foi determinada a implementação do protocolo de comunicação específico do osciloscópio, garantindo a correta aquisição dos dados relevantes. Através da potente API *WebUSB*, foi estabelecida uma comunicação eficiente com o dispositivo, permitindo o acesso aos dados em tempo real com facilidade e precisão.

Para a estruturação e efetivo desenvolvimento da aplicação, optou-se pela adoção do *framework* Angular. Por meio dessa escolha, foram obtidos benefícios significativos, tais como a modularidade que facilitou a gestão dos componentes da aplicação, bem como a facilidade na implementação de interfaces de usuário interativas. A robustez e escalabilidade proporcionadas pelo Angular foram fundamentais para a criação de uma aplicação eficiente e de alta qualidade.

Adicionalmente, almejando a visualização clara e abrangente dos dados, foi utilizada a biblioteca Plotly, uma ferramenta poderosa de visualização de dados 2D e 3D. Através dessa biblioteca, conseguiu-se gerar gráficos interativos e dinâmicos, permitindo aos pesquisadores explorar e compreender os resultados de forma mais efetiva. A capacidade de interagir com os gráficos, ampliando áreas de interesse e obtendo informações detalhadas, agregou um valor significativo à análise dos dados e ao estudo dos circuitos elétricos em questão.

Não menos importante, a aplicação também incorporou uma equação matemática que relaciona resistência, capacitância e tensão ao campo elétrico. Essa valiosa adição permitiu a obtenção em tempo real dos valores de B e H, fornecendo uma perspectiva adicional e enriquecedora para a compreensão dos resultados. Com a união de todas essas ferramentas e funcionalidades em um único ambiente intuitivo e poderoso, o objetivo de desenvolver uma aplicação *web*, que se destaca pela eficiência e facilidade de uso, foi alcançado, tornando o processo de análise de dados do osciloscópio mais acessível e proveitoso.

A implementação do protocolo de comunicação do osciloscópio Tektronix por meio da API Web USB do Chrome foi um passo para estabelecer uma conexão eficiente e bidirecional com o dispositivo. Através dessa comunicação, tornou-se possível enviar comandos e solicitações ao osciloscópio e receber os dados amostrados por ele.

4.4.7 Código mais relevantes

Foi desenvolvida uma implementação eficiente para suavizar curvas utilizando a técnica de média móvel. Essa abordagem é especialmente útil para eliminar o ruído e reduzir flutuações indesejadas em dados amostrados. A função `smooth(y: number[], windowSize: number)` é a responsável por aplicar essa técnica, conforme pode ser observado no código a seguir.

```
async send(message: string) {
  const size = message.length;
  this.btag = (this.btag % 255) + 1;

  const buffer = Buffer.concat([
    pack('BBBx', 1, this.btag, ~this.btag & 0xff),
    pack('<LBxxx', size, 1),
  ])
```

```

    Buffer.from(message),
    Buffer.alloc((4 - (size % 4)) % 4),
  ));

  await this.device.transferOut(6, buffer);
}

async receive() {
  var stop = 0;
  var result = Buffer.alloc(0);

  while (stop == 0) {
    await this.device.transferOut(6, this.secondBuffer);
    const transferIn = await this.device.transferIn(5, 1036);

    if (transferIn.data) {
      const buffer = this.toBuffer(transferIn.data.buffer);
      const unpack = unpackFrom('<LBxxx', buffer, true, 4) as any;
      const size = unpack[0];
      stop = unpack[1];

      result = Buffer.concat([result, buffer.slice(12, size + 12)]);
    }
  }

  return result;
}

```

Para alcançar esse objetivo, foram desenvolvidas duas funções essenciais: a função `send(message: string)` e a função `receive()`. A função `send(message: string)` tem a importante tarefa de enviar uma mensagem para o osciloscópio, onde a mensagem é uma sequência de *strings* que contém os comandos ou solicitações específicas. Essa função é responsável por garantir que as informações sejam enviadas corretamente ao dispositivo.

Início da comunicação com o osciloscópio é com a função `send()`. Essa função é utilizada para enviar cada comando, enquanto a função `receive()` é usada para receber as respostas correspondentes. Primeiramente, são enviados comandos para estabelecer a troca de informações e em seguida, são solicitados, de forma contínua, os pontos de amostragem dos canais e as formas de onda são recebidas através da função `receive()`.

```

await this.send('DESE 1');
await this.send('*ESE 1');
await this.send('*SRE 32');
await this.send('HEAD 0');

```

```

await this.send('DAT INIT');
await this.send('*IDN?');

for (;;) {
  await this.send('DAT:SOU CH1;;CURV?');
  const firstChannel = (await this.receive());

  await this.send('DAT:SOU CH2;;CURV?');
  const secondChannel = (await this.receive());
}

```

Foi desenvolvida uma implementação eficiente para suavizar curvas utilizando a técnica de média móvel. Essa abordagem é especialmente útil para eliminar o ruído e reduzir flutuações indesejadas em dados amostrados. A função `smooth(y: number[], windowSize: number)` é a responsável por aplicar essa técnica.

Para começar, foi criado um *kernel* específico, com elementos iguais a 1 e divididos pelo tamanho da janela (`windowSize`). Esse *kernel* atua como uma espécie de filtro, permitindo a média ponderada dos pontos da curva original. Em seguida, utilizamos a função `convolve()` para convolver o vetor 'y' com o *kernel*, resultando em uma nova versão da curva suavizada.

Ao realizar a convolução, foi utilizado o modo 'valid', que nos proporciona apenas a parte central da curva suavizada, eliminando qualquer efeito indesejado nas extremidades. O resultado é então retornado como um novo vetor, contendo a curva suavizada.

```

Function convolve(input: number[], kernel: number[], mode: string) {
  const inputLength = input.length;
  const kernelLength = kernel.length;
  const outputLength = inputLength + kernelLength - 1;
  const output = new Array<number>(outputLength).fill(0);

  for (let i = 0; i < inputLength; i++) {
    for (let j = 0; j < kernelLength; j++) {
      output[i + j] += input[i] * kernel[j];
    }
  }

  if (mode === 'valid') {
    const startIndex = Math.floor(kernelLength / 2);
    const endIndex = outputLength - Math.ceil(kernelLength / 2);
    return output.slice(startIndex, endIndex);
  }
}

```

```

    }

    return output;
}

function smooth(y: number[], windowSize: number) {
    const kernel = new Array(windowSize).fill(1 / windowSize);
    return convolve(y, kernel, 'valid');
}

```

Essa técnica de média móvel é amplamente empregada em análise de sinais, processamento de dados e gráficos, oferecendo uma maneira eficiente de obter uma representação mais clara e precisa dos dados amostrados. Através da implementação dessa função, nossa aplicação *web* é capaz de fornecer visualizações mais suaves e confiáveis dos sinais obtidos pelo osciloscópio, tornando-a uma ferramenta valiosa para a análise e interpretação dos dados experimentais.

O algoritmo a seguir foi usado para a determinação da área da histerese magnética. A primeira etapa do código consiste em identificar e isolar um período relevante do sinal suavizado, sendo essa etapa fundamental para obter uma estimativa precisa da área sob a curva. Essa tarefa é realizada através da análise dos picos da curva suavizada.

```

from scipy.signal import find_peaks
from scipy.integrate import trapz

peak_window_size = 40
percentage = 0.96

y_smooth_peaks, _ = find_peaks(y_smooth, distance=peak_window_size)
max_peak_index = y_smooth_peaks[np.argmax(y_smooth[y_smooth_peaks])]
limit = percentage * y_smooth[max_peak_index]
y_smooth_peaks = y_smooth_peaks[y_smooth[y_smooth_peaks] >= limit]

x_smooth_peaks, _ = find_peaks(x_smooth, distance=peak_window_size)
max_peak_index = x_smooth_peaks[np.argmax(x_smooth[x_smooth_peaks])]
limit = percentage * x_smooth[max_peak_index]
x_smooth_peaks = x_smooth_peaks[x_smooth[x_smooth_peaks] >= limit]

x = x_smooth[slice(x_smooth_peaks[0], x_smooth_peaks[1])]
y = y_smooth[slice(y_smooth_peaks[0], y_smooth_peaks[1])]

min = len(x)
if(len(y) < min):
    min = len(y)

```

```
x = x[slice(0,min)] * -1
y = y[slice(0,min)] * -1
```

```
area = trapz(x, y)
```

Para garantir a eficiência do processo, foi estabelecido um limite de 96% do maior valor da curva, evitando assim a detecção de falsos picos e focando apenas nos picos relevantes para a análise. Isso permitiu obter uma representação mais fiel dos períodos significativos do sinal.

Após identificar os períodos relevantes, outra etapa importante é garantir que eles contenham a mesma quantidade de pontos. Essa consistência é essencial para aplicar com sucesso o método do trapézio, que exige uma estrutura uniforme para obter uma aproximação precisa da área sob a curva. Com esse cuidado, evita-se distorções nos resultados e garante-se maior confiabilidade nas análises.

Em seguida, utilizamos a função *trapz*, uma poderosa ferramenta fornecida pela biblioteca NumPy, que é especialmente projetada para calcular a área de um polígono delimitado por pontos. O método do trapézio é aplicado aos períodos selecionados, proporcionando uma aproximação precisa da área sob a curva suavizada.

Com essa implementação em Python, a aplicação *web* adquire a capacidade de realizar cálculos precisos da área da curva de histerese magnética em diferentes cenários. Essa funcionalidade é de extrema importância para a análise dos resultados experimentais e contribui significativamente para o avanço de estudos e pesquisas no campo de circuitos elétricos e magnéticos. Além disso, a eficiência e robustez do código proporcionam resultados confiáveis, sendo uma ferramenta valiosa para a comunidade científica e profissionais da área.

O algoritmo abaixo foi usado para a determinação da diferença de fase entre os sinais. Inicialmente, os sinais A e B passam por uma etapa de normalização, onde são ajustados para o intervalo de -1 a 1. Essa normalização é crucial para garantir que os sinais estejam em uma escala comum, facilitando a comparação.

```
import numpy, scipy
from scipy.signal import correlate
```

```
A = numpy.interp(A, (A.min(), A.max()), (-1, 1))  
B = numpy.interp(B, (B.min(), B.max()), (-1, 1))
```

```
cross_correlation = correlate(A, B)  
delta = numpy.arange(1-nsamples, nsamples)  
phase = delta[cross_correlation.argmax()] / 2
```

Em seguida, foi empregada a técnica de correlação cruzada para calcular a relação entre os sinais normalizados. Esse cálculo envolve a sobreposição dos dois sinais e a análise da similaridade entre eles em diferentes deslocamentos temporais. Com isso, foram alcançadas informações sobre a sincronização e defasagem entre os sinais A e B.

Para representar os possíveis deslocamentos temporais, criou-se um vetor de tempo delta. Esse vetor é essencial para identificar o deslocamento de tempo que resulta no maior valor de correlação cruzada. O valor máximo da correlação cruzada indica o alinhamento ótimo entre os sinais, e, ao dividir esse valor por 2, obtemos a diferença de fase entre eles.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nessa sessão será realizada uma análise detalhada dos dados quantitativos e qualitativos coletados ao longo deste estudo. Será abordado o circuito elétrico adotado, que inclui configurações RL e RLC, e discutida a necessidade dessas configurações para atender aos objetivos do projeto.

Além disso, faremos uma análise da forma de onda captada, examinando como a frequência afeta a fase da onda detectada pelos componentes eletrônicos. Destacaremos o comportamento da tensão no circuito elétrico, realçando os efeitos de alterações na indutância e frequência na curva da histerese magnética. Discutiremos também a área da histerese magnética, explorando seu impacto e relevância dentro do contexto deste estudo.

Por fim, será abordado o funcionamento do *software web* desenvolvido para facilitar a análise e a visualização dos dados coletados, fornecendo uma visão abrangente de como essa ferramenta se integra ao estudo.

5.1 Tentativa com o Arduino

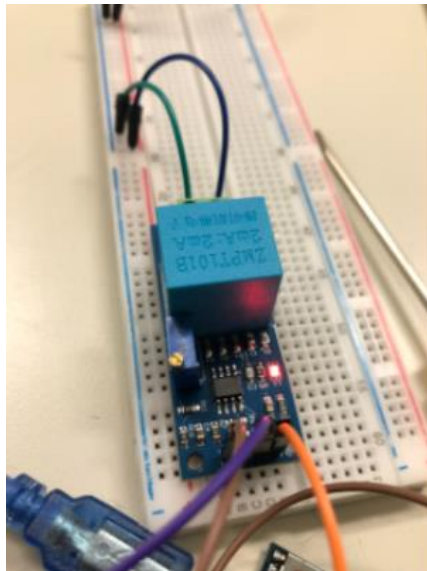
Inicialmente, a pesquisa concentrou-se em desenvolver um sistema baseado em um Arduino e um sensor de tensão com o propósito de utilizar o microprocessador para substituir as funções de um osciloscópio na captação de dados. Para isso, foram conduzidas uma série de testes nos quais conectamos diretamente o gerador de funções ao sensor de tensão, conforme ilustrado na Figura 29 e na Figura 30. O resultado esperado era a visualização de uma forma de onda senoidal na saída do ambiente de desenvolvimento do Arduino IDE.

Figura 29 - Sensor de Tensão AC ZMPT101B 0-250V e Microprocessador Arduino UNO



Fonte: autor.

Figura 30 - Sensor de Tensão Conectado ao Gerador de Funções e ao Microprocessador



Fonte: autor.

Para alcançar esse objetivo, foi essencial criar um código de configuração específico para o microprocessador, permitindo que esse executasse as tarefas necessárias. Esse código armazenado no dispositivo foi desenvolvido utilizando a linguagem de programação C++. O código foi projetado para capturar as medições diretamente da porta à qual o sensor de tensão estava conectado, como demonstrado na Figura 31.

Figura 31 - Plot da Saída do Sensor de Tensão



Fonte: autor.

Durante o desenvolvimento, em uma discussão com o Prof. Dr. Gustavo Henrique Borges Martins, do Departamento de Computação e Construção Civil

Timóteo (DCC-TM), optou-se por explorar maneiras de otimizar a aquisição de dados pelo microprocessador. Isso incluiu a inserção de um *buffer* e uma modificação no código, um método que permitia salvar os dados na memória RAM do *notebook*. Essa abordagem se tornou necessária devido a possíveis diferenças na taxa de recebimento e processamento de dados.

Para a coleta e armazenamento dos dados para análise posterior, foi empregado um *script* em Python que capturou os dados da porta serial do *notebook* e os registrou em um formato de planilha CSV (Valores Separados por Vírgulas).

Após extensos testes e refinamentos contínuos no código, foi identificada uma limitação significativa no desempenho do sensor em relação à baixa tensão, o que comprometeu a capacidade de representar uma curva senoidal conforme o esperado. No entanto, ao adaptar a configuração para conectar o sensor diretamente a uma fonte de energia, foi observada uma representação perfeita do sinal senoidal, o que levou a concluir que o modelo de sensor de tensão utilizado não era suficientemente sensível para aquisições de dados em baixas tensões.

Diante dessa constatação, percebeu-se a necessidade premente de desenvolver uma abordagem alternativa para enfrentar esse desafio. A solução exigiu a criação de um sistema totalmente novo, um processo que envolveu diversas etapas complexas. Inicialmente, trabalhou-se nas equações, buscando uma base teórica sólida que guiasse os esforços.

5.2 Circuito Elétrico

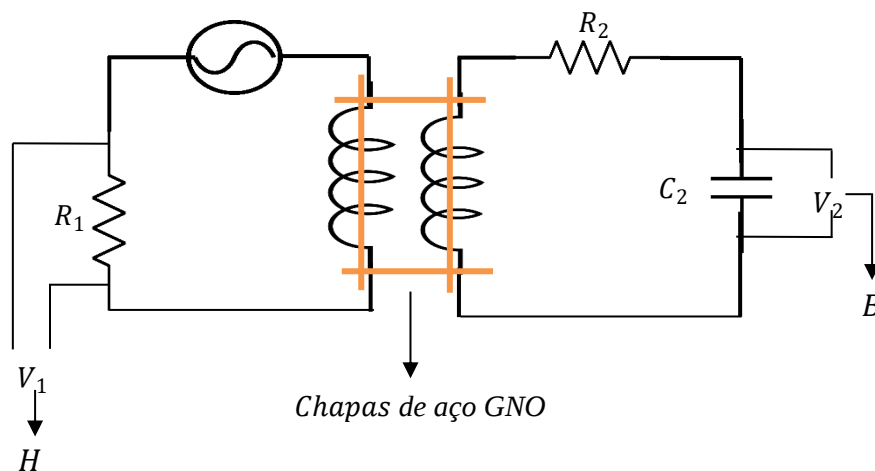
O circuito elétrico foi montado em uma *protoboard*, com ênfase em dois circuitos distintos: um circuito primário RL e um circuito secundário RLC. No circuito primário RL, foi incorporado um resistor de $10\ \Omega$ em conjunto com um indutor de 600 voltas, estes dispostos em série. Por outro lado, o circuito secundário RLC foi construído com um resistor de $1000\ \Omega$, um capacitor de $2200\ \mu\text{F}$ e um indutor também com 600 voltas, todos interligados em série. Essa configuração planejada proporcionou as bases essenciais para a condução dos experimentos e coleta de dados.

A Figura 32 ilustra a configuração final do circuito elétrico é de suma importância para compreender a disposição dos componentes. Na parte esquerda, temos o circuito RL, enquanto na parte direita, encontra-se o circuito RLC. Essa figura é essencial para ver a montagem física dos circuitos que foram desenhados e

implementados, criando um guia para a compreensão das relações entre os elementos fundamentais do aparato experimental.

Para medir as formas de onda dos circuitos primário e secundário, se fez necessário conectar os canais do osciloscópio. O canal 1 do osciloscópio foi conectado à primeira resistência do circuito primário, e o canal 2 do osciloscópio, conectado ao capacitor do circuito secundário. Todos os componentes foram fixados na *protoboard* utilizando *jumpers*.

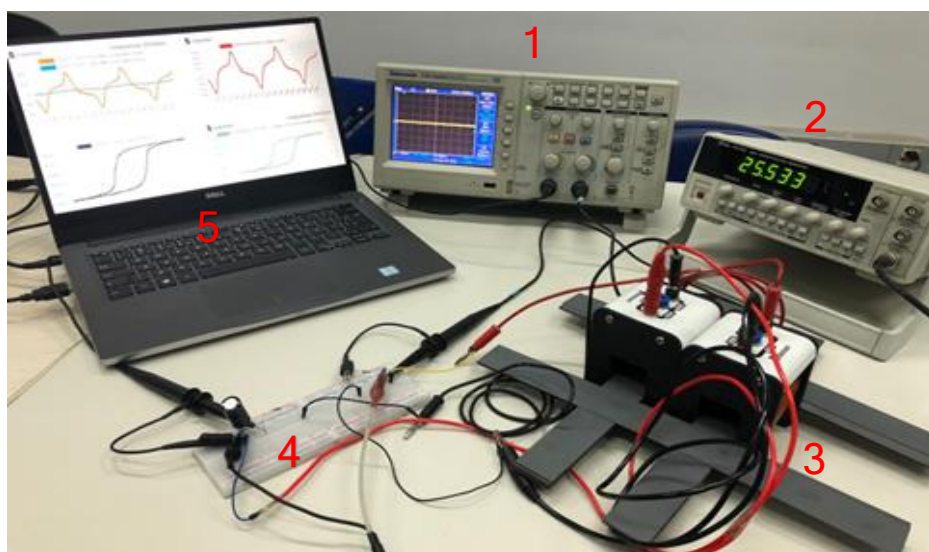
Figura 32 - Esquema do circuito elétrico: à esquerda, RL, e à direita, o RLC



Fonte: autor.

Na Figura 33 é possível observar o aparato todo montado e operacional.

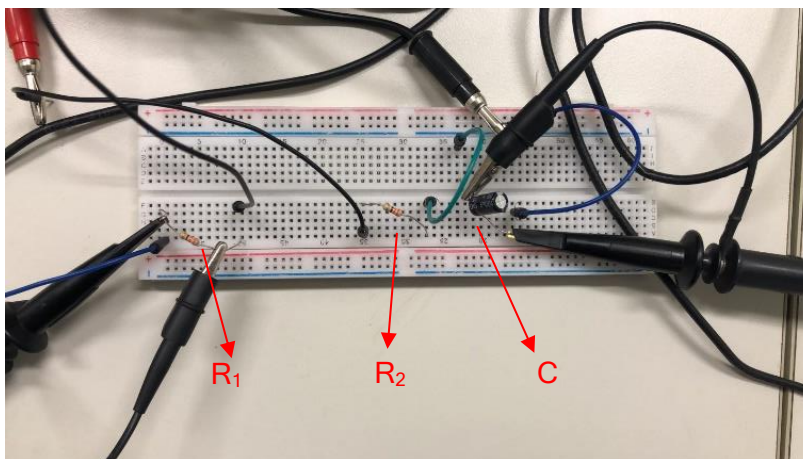
Figura 33 - Set up completo. Em (1) osciloscópio, (2) gerador de sinais, (3) bobina com as lâminas, (4) circuito elétrico e (5) software Web



Fonte: autor.

Para analisar o comportamento do circuito após a montagem, foram realizadas medições das formas de onda para análise do seu comportamento. Através da utilização do circuito elétrico montado na *protoboard* conforme a Figura 34 mostra, foram realizados experimentos e testes adicionais, permitindo uma verificação e análise minuciosa do comportamento do circuito em diferentes condições e situações.

Figura 34 - Protoboard e os componentes eletrônicos, Resistência (1) e (2) e Capacitor (C)



Fonte: autor.

Foram executadas várias configurações que envolveram a modificação do número de voltas nas bobinas com o objetivo de alterar a indutância. Essas alterações na indutância das bobinas impactaram diretamente nas propriedades de corte dos circuitos RLC e RL.

A quantidade de energia que pode ser armazenada em um campo magnético depende diretamente do número de voltas do fio enroladas no núcleo da bobina. Quanto maior o número de voltas, maior será a indutância da bobina. Assim, alterar o número de voltas altera a capacidade de armazenamento de energia do campo magnético do sistema. Ao discutir os circuitos RLC e RL, é importante notar que a sua corte é alcançada quando a reatância capacitiva e indutiva (que só está presente nos circuitos RLC) atinge um equilíbrio em termos de magnitude, levando a uma impedância que é totalmente resistiva.

Na Tabela 1 é possível observar a relação entre a frequência de corte e a indutância à medida que realizamos alterações no número de voltas.

Tabela 1 - Frequência de corte do circuito RLC

Frequência de corte (Hz)	Indutância (H)	N	A (m ²)	Mi (H/m) (x10 ⁻⁶)	Compr. Solenoide (m)	Capacitância (F)
41,2	0,007	600	0,0009	1,25664	0,06	0,0022
61,8	0,003	400	0,0009	1,25664	0,06	0,0022
123,6	0,0007	200	0,0009	1,25664	0,06	0,0022

Fonte: autor.

Nesta tabela, os dados apontam para como a variação do número de voltas nas bobinas influencia tanto a frequência de corte, quanto a indutância do sistema. Essa análise ajuda a compreender como a configuração da bobina afeta a resposta do circuito à frequência de corte. O aumento da frequência de corte e da indutância, conforme observado na Tabela 1 pode ser justificado analisando algumas grandezas. À medida que o número de voltas (N) nas bobinas fica menor, a indutância do sistema diminui. Isso ocorre porque a indutância de uma bobina é diretamente proporcional ao quadrado do número de voltas, conforme observa-se na equação:

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu \cdot A}{l} \quad (33)$$

Onde:

L é a indutância (H);

N é o número de voltas (ou esperas) do fio condutor;

μ é a permeabilidade magnética do material do núcleo (H/m);

A é a área da seção transversal do núcleo da bobina;

l é o comprimento do indutor (m).

Portanto, com uma diminuição em N , a indutância tende a cair significativamente.

Por outro lado, a frequência de corte em um circuito RL, representada pela Equação (34), é determinada pela relação entre a resistência (R) e a indutância (L) do circuito. Conforme indicado na fórmula, à medida que a resistência ou a indutância aumentam, a frequência de corte diminui, e vice-versa. Essa relação é essencial, pois indica a frequência na qual a resposta do circuito começa a cair acentuadamente.

A frequência de corte é um ponto crítico em circuitos RL, pois marca a transição de um comportamento dominado pela indutância para um dominado pela resistência.

Acima dessa frequência, a impedância do indutor é reduzida o suficiente para que a maior parte da tensão seja deixada cair no resistor, resultando em uma diminuição significativa na corrente. Segundo Sears e Zemansky (2012), a equação que relaciona a frequência de corte (f) com a resistência (R) e a indutância (L) em um circuito RL é dada por:

$$f = \frac{R}{2\pi \cdot L} \quad (34)$$

Onde:

f é a frequência (Hz);

L é a indutância (H);

R é a resistência (Ω);

l é o comprimento do indutor (m).

Analisando os dados apresentados na Tabela 2, vemos uma relação clara entre a variação do número de voltas nos solenoides e as mudanças na frequência de corte.

Tabela 2 - Frequência de corte do circuito RL

Frequência de corte (Hz)	Indutância (H)	N	A (m²)	Mi (H/m) (x10⁻⁶)	Compr. Solenoide (L)	Resistência (Ω)
234,5	0,006	600	0,0009	1,25664	0,06	10
527,7	0,003	400	0,0009	1,25664	0,06	10
2110,8	0,0007	200	0,0009	1,25664	0,06	10

Fonte: autor.

Conforme o número de voltas é incrementado, a frequência de corte também aumenta, revelando uma tendência significativa. Essa relação é confirmada pela Equação 34, que descreve o cálculo da frequência de corte em circuitos RL. À medida que o número de voltas aumenta, a indutância do sistema cresce, resultando em uma alteração na frequência de corte, como previsto pela equação.

Inicialmente, ambas as bobinas foram configuradas com 600 voltas. Em seguida, houve uma modificação para 600 voltas no circuito primário e 400 voltas no circuito secundário. Posteriormente, foi realizada uma nova alteração para 600 voltas no circuito primário e 200 voltas no circuito secundário.

Um aspecto adicional das medições realizadas foi a intensificação do sinal através da magnetização dos núcleos dos indutores, que contavam com lâminas de

aço GNO. Essa abordagem foi adotada com o intuito de melhorar a resposta do circuito e aumentar sua sensibilidade. A magnetização das lâminas de aço GNO permitiu um maior acoplamento magnético, resultando em uma amplificação do sinal e proporcionando uma melhor detecção de variações nas tensões medidas.

No caso do circuito RLC (resistor, indutor e capacitor em série), a presença do indutor e das lâminas de aço GNO intensifica ainda mais o efeito magnético. As lâminas de aço GNO aumentam a magnetização do núcleo do indutor, resultando em um campo magnético mais forte. Esse campo magnético amplificado tem um efeito significativo na geração de corrente na bobina secundária. Essa corrente induzida é resultado do acoplamento magnético entre as bobinas e é influenciada pela intensidade do campo magnético gerado pelo circuito RL.

No contexto das medições realizadas em diferentes frequências no circuito montado na, a primeira coleta de dados foi concentrada na medição da tensão no resistor do circuito RL e da tensão no capacitor do circuito RLC.

Ao realizar medições das tensões em diferentes frequências no circuito montado na *protoboard*, foram adotados diversos argumentos para embasar esse procedimento.

Posteriormente, passou-se a projetar um circuito elétrico sob medida que atendesse aos requisitos específicos. Esse circuito foi fundamental para a captação de dados em baixas tensões e teve de ser meticulosamente elaborado para garantia da precisão e eficiência.

A próxima etapa envolveu a montagem física do aparato, reunindo os componentes necessários de acordo com o projeto do circuito. Foi um processo que demandou habilidades técnicas e minúcia na montagem dos elementos para garantir o funcionamento adequado.

Por fim, o desenvolvimento de um *software* se tornou essencial para facilitar a interface com o novo sistema. A criação desse *software* foi uma parte crucial do projeto, uma vez que permitiria a captura, análise e visualização dos dados de forma eficiente e amigável.

Todas essas etapas serão detalhadas nos próximos capítulos.

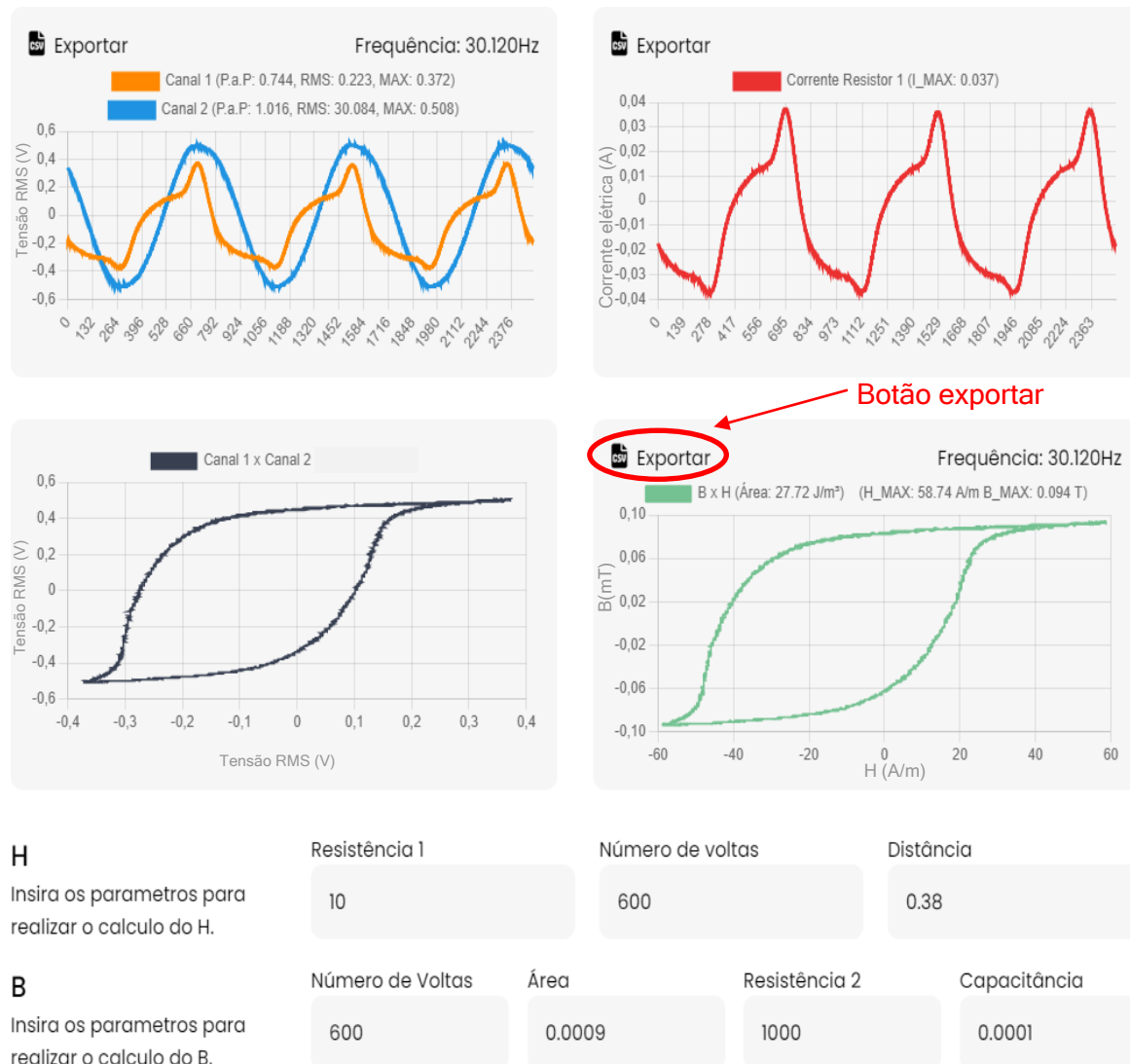
5.3 Interface de visualização dos dados

O software baseado na web tem sido fundamental para a pesquisa, demandando um longo período de desenvolvimento. Ele oferece uma plataforma para explorar uma variedade de tópicos e recursos, facilitando o acesso e a análise de dados de forma eficaz. O desenvolvimento deste software foi um processo complexo que exigiu atenção aos detalhes para garantir a sua utilidade e eficiência num ambiente de pesquisa.

A Figura 35 e a Figura 36 apresentam quatro gráficos distintos, cada. No gráfico superior esquerdo das respectivas, temos a tensão medida no resistor 1 do circuito RL, e a tensão medida no capacitor do circuito RLC. No gráfico superior direito de cada figura, observa-se o comportamento da corrente elétrica medida no resistor 1 do circuito RL. No gráfico inferior esquerdo é mostrada a relação entre a Tensão 1 e a Tensão 2, proporcionando uma visão clara da relação entre essas grandezas. Por fim, o gráfico inferior direito, também presente em cada figura, demonstra a relação entre a indução magnética (B) e o campo magnético (H), destacando como essas duas grandezas interagem. Além disso, em cada gráfico apresenta uma interface do nosso software com um botão de exportar claramente visível. Esse botão permite que os usuários salvem os dados em formato .dat para análise posterior e tratamento conforme necessário. A opção de exportação é intuitiva e fácil de usar, garantindo que os pesquisadores possam acessar e salvar seus dados rapidamente, sem complicações.

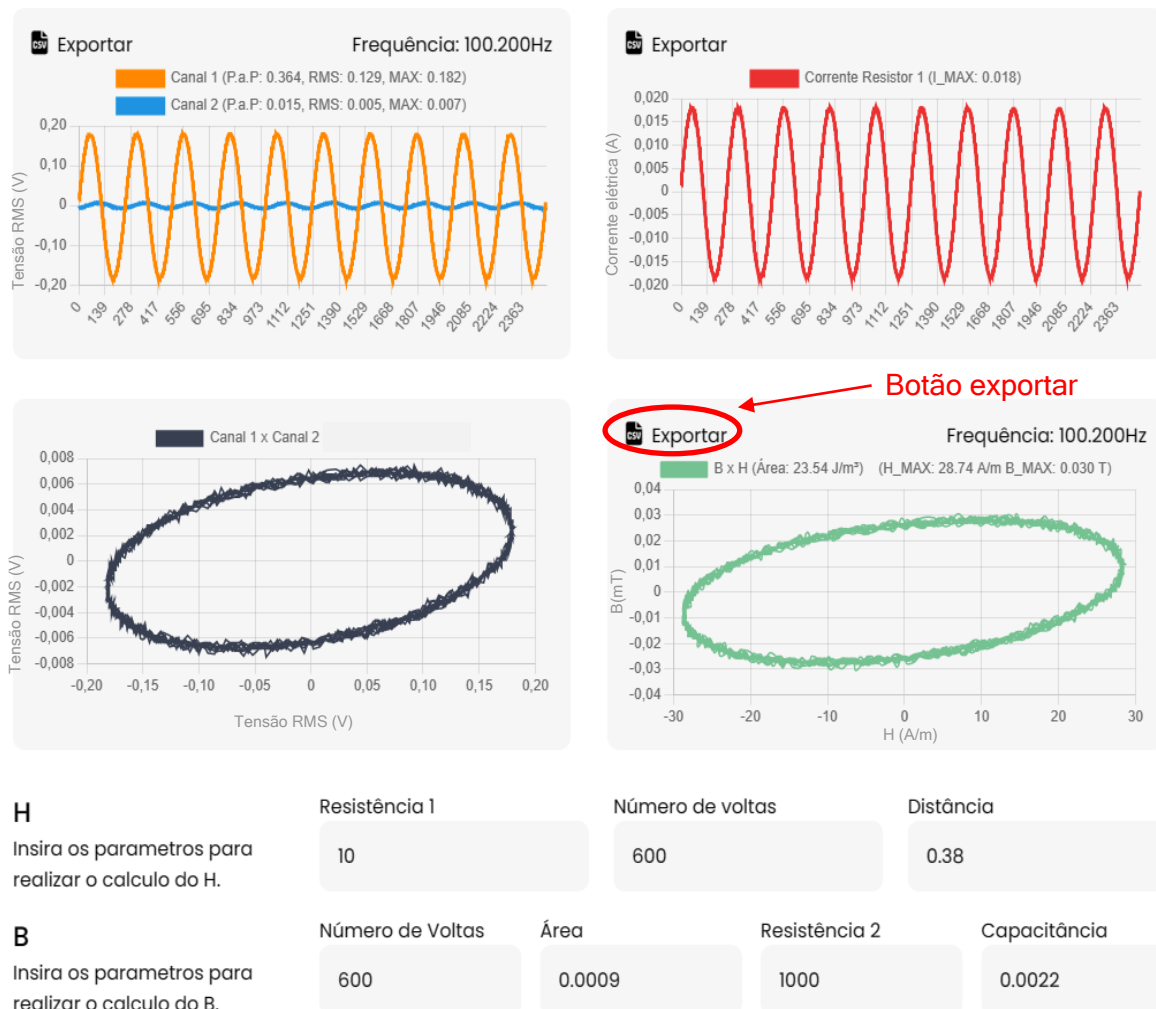
A escolha de monitorar essas grandezas em tempo real é importante, uma vez que são essenciais para a construção do gráfico B versus H , conforme detalhado nas deduções apresentadas no tópico 4.1. Essas grandezas desempenham um papel crítico na análise das propriedades magnéticas do material e são indispensáveis para a obtenção de resultados precisos.

Figura 35 - Interface do Software Web utilizado para 30 Hz



Fonte: autor.

Figura 36 - Interface do Software Web utilizado para 100 Hz



Fonte: autor.

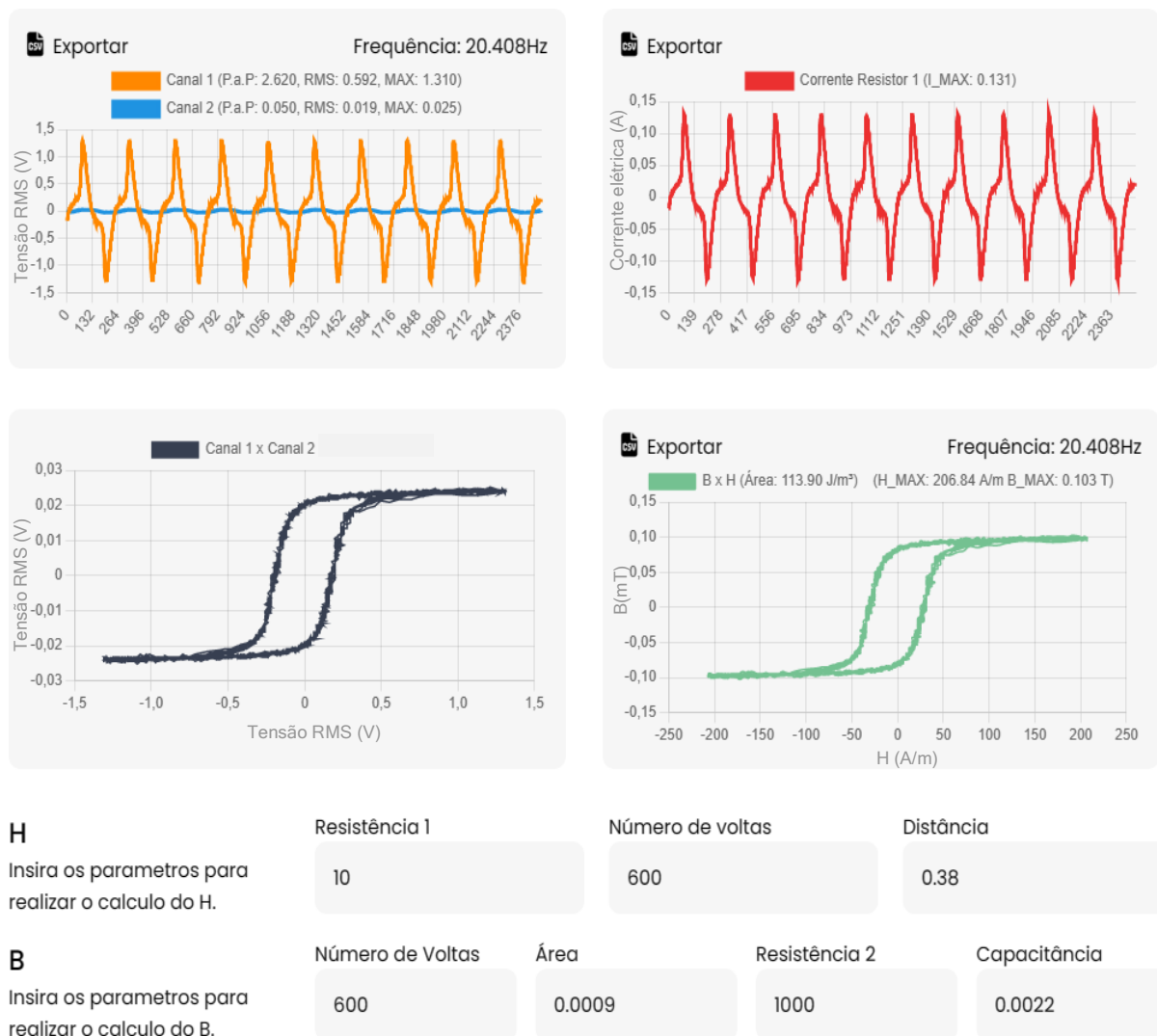
Além disso, a facilidade de ajustar os valores dos componentes eletrônicos, como resistência, número de voltas, área e capacitância, tornou-se um recurso notável. Essa flexibilidade permitiu que os pesquisadores adaptassem rapidamente o sistema a novos cenários ou necessidades específicas, tornando-o altamente eficaz para lidar com possíveis mudanças nos componentes. Isso não só economizou tempo, mas também aprimorou a capacidade de explorar diversas configurações e cenários, contribuindo ainda mais para os avanços notáveis alcançados por meio desse *software*.

5.4 Validação do aparato

Os resultados alcançados revelaram-se animadores. A habilidade de monitorar em tempo real o comportamento das curvas de perda magnética por histerese trouxe uma transformação significativa para o campo de estudo. Esse avanço tecnológico não apenas simplificou os processos de análise, mas também abriu novas perspectivas para a compreensão e otimização das tensões envolvidas, tendo um impacto importante na pesquisa e na aplicação prática desses princípios.

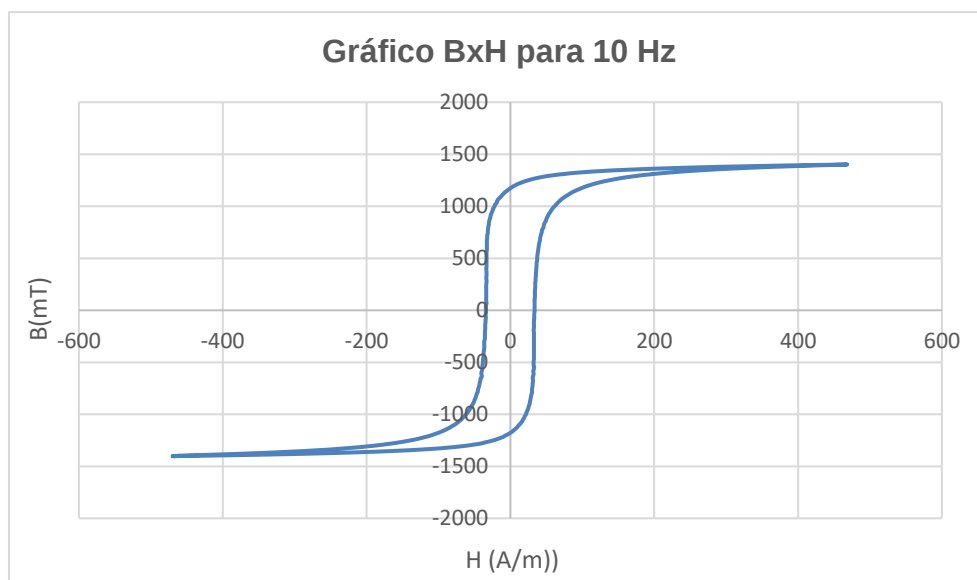
Com o intuito de validar os resultados alcançados, foi conduzida uma análise comparativa entre o aparato desenvolvido e um equipamento comercial de referência, focando especificamente no formato da curva. No entanto, é importante ressaltar que os resultados desse trabalho foram sistematicamente comparados com os dados de um equipamento comercial fabricado pela Brockhaus em certas frequências e houve uma concordância consistente. Essa observação destaca a eficácia e precisão do aparato em reproduzir as características de uma curva de perdas magnéticas por histerese. A Figura 37 e a Figura 38 oferecem uma visão mais detalhada para a comparação entre as curvas de geradas pelo aparato e as obtidas pelo equipamento *Brockhaus*.

Figura 37 - Dados do nosso aparato com um aço GNO comercial mostrados na Interface do Software Web utilizado para 20 Hz



Fonte: autor.

Figura 38 - Curva de histerese do mesmo aço GNO analisado em nosso sistema obtido pelo equipamento comercial da Brockhaus a 10 Hz.



Fonte: autor.

Essa semelhança entre as curvas reforça a importância do método experimental e os resultados obtidos. Foi demonstrado que o aparato é capaz de reproduzir fielmente o comportamento das perdas magnéticas por histerese, o que é fundamental para estudos nessa área. Essa validação é um passo significativo em direção ao uso mais amplo e acessível dessa técnica, beneficiando futuras pesquisas e estudantes que desejam explorar as propriedades magnéticas de materiais diversos.

5.4.1 Estudo do formato da curva

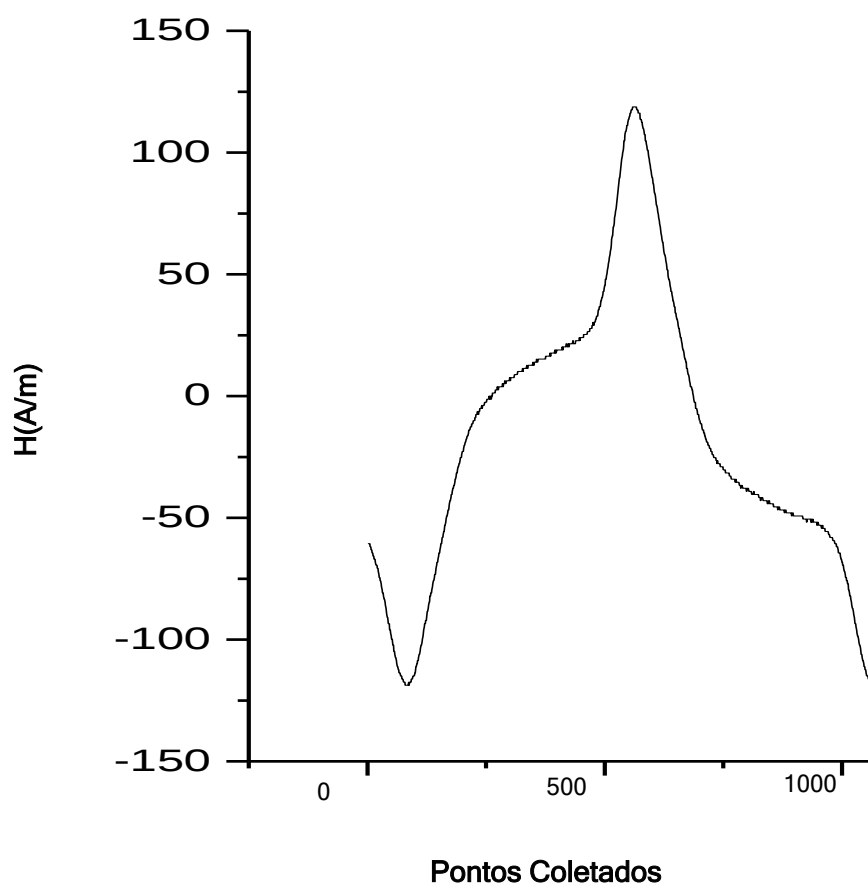
Uma observação significativa surgiu ao plotar o gráfico do campo H gerado pela bobina em relação ao tempo. Esse campo H é criado no circuito RL, e foi observado que o comportamento da curva também se assemelha ao encontrado no equipamento Brockhaus, conforme pode ser observado na Figura 39 e na Figura 40. Essa concordância notável reforça a consistência e a capacidade do aparato desenvolvido em replicar com certo nível de precisão o formato do campo magnético gerado durante o experimento.

Essa observação é fundamental, pois o campo H é uma parte crucial na análise das propriedades magnéticas de materiais e desempenha um papel essencial no estudo das perdas magnéticas por histerese. A capacidade do aparato de produzir

curvas de campo H semelhantes às obtidas por equipamentos de alta precisão demonstra sua utilidade na realização de pesquisas e experimentos futuros nessa área.

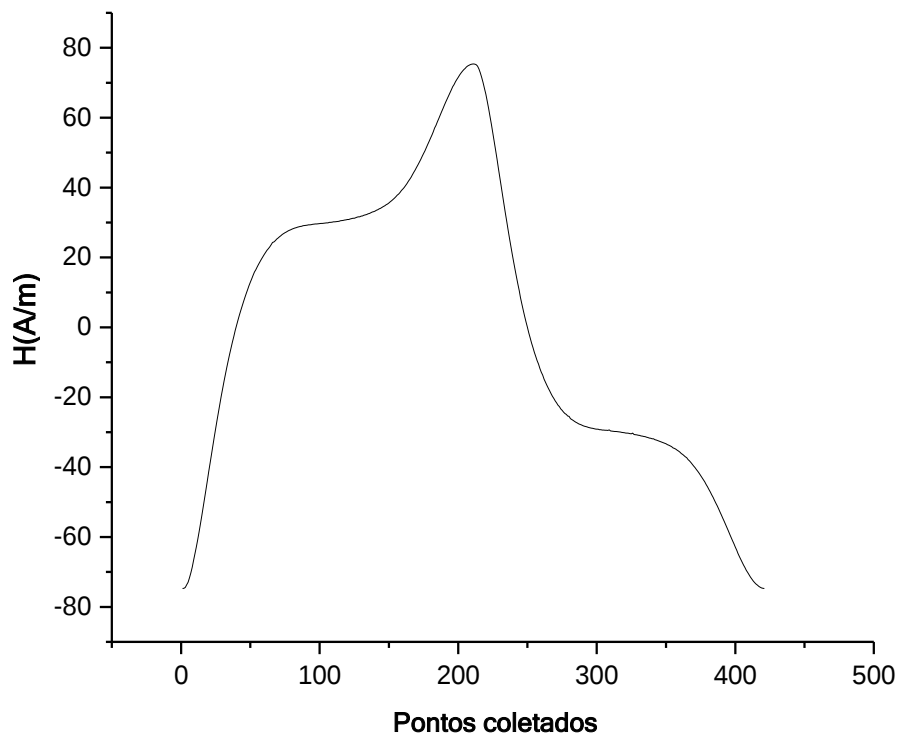
Lembrando que a grandeza H é obtida a partir da medição da tensão elétrica, como evidenciado na Equação 27. As duas figuras a seguir ilustram os gráficos de H gerados pelo aparato (Figura 39) e pelo equipamento Brockhaus (Figura 40).

Figura 39 - Campo H em função do número de amostragem. Dados retirados do aparato para frequência de 25 Hz



Fonte: autor.

Figura 40 - Campo H em função do número de amostragem. Dados retirados do Brockhaus para frequência de 10 Hz



Fonte: autor.

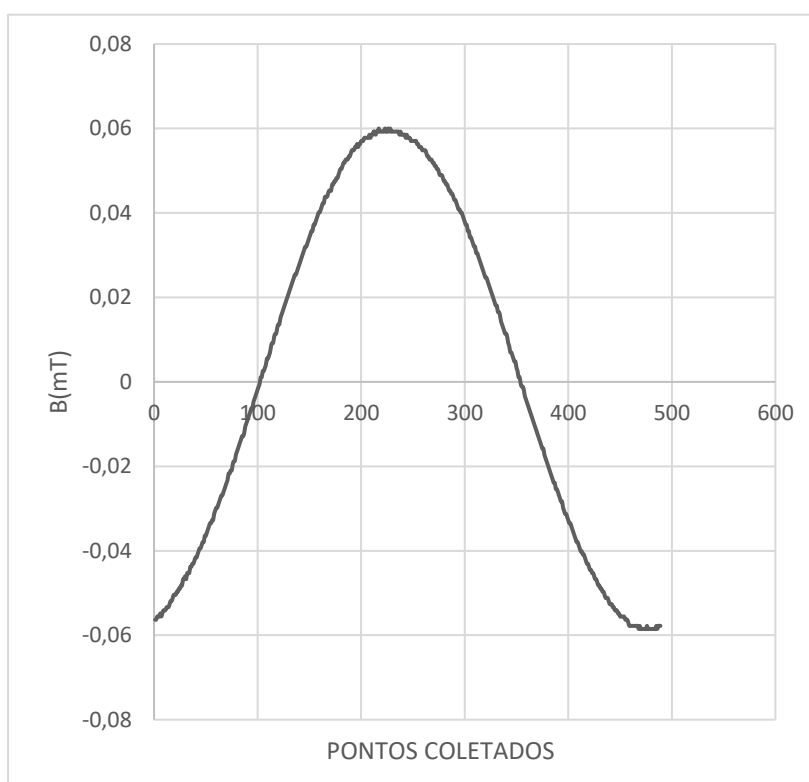
Ao analisar os resultados, uma característica específica da Figura 39 e da Figura 40 chamou a atenção de maneira significativa. Notou-se que somente quando esse formato particular das curvas se manifesta é que é possível identificar a saturação do material, como ilustrado na Figura 37. À medida que a forma do sinal se transforma em uma senoide clássica, ou seja, com o aumento da frequência, observa-se uma mudança gradual no perfil da curva de histerese, que tende a assumir a forma de uma elipse, como evidenciado na Figura 36. A literatura explica que isso está relacionado a configuração dessas curvas e é atribuído às respostas magnéticas não lineares do núcleo.

As respostas magnéticas não lineares do núcleo podem ser descritas quando materiais magnéticos como o ferro entram em contato com campos magnéticos intensos e direcionados e sua reação é chamada de resposta não linear. Este tipo de resposta faz com que os materiais exibam propriedades magnéticas não lineares. Ao contrário dos materiais lineares, a relação entre a intensidade do campo magnético e a magnetização obtida não é proporcional. Em vez disso, a magnetização se curva e não aumenta consistentemente de forma linear com a intensidade do campo.

magnético. Este efeito leva a um ponto de saturação onde a magnetização se estabiliza e para de aumentar, mesmo que o campo magnético ainda esteja aumentando (CREDER, 2021).

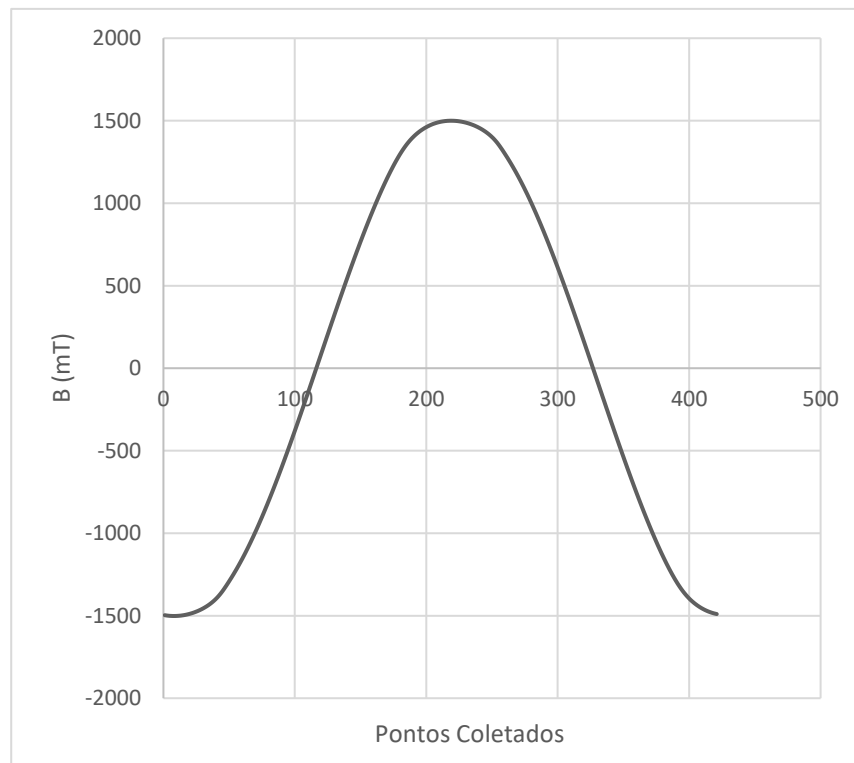
Também foram realizadas medições da magnetização B, tanto no equipamento Brockhaus, quanto no aparato. Através da Figura 41 e da Figura 42 é possível observar que mais uma vez foi percebida uma notável semelhança no comportamento dos gráficos entre os dois dispositivos, validando ainda mais a precisão do aparato na reprodução das características magnéticas. Vale ressaltar que, nos gráficos apresentados, o eixo Y representa a magnetização B, enquanto o eixo X corresponde ao número de pontos coletados ao longo do tempo.

Figura 41 - Gráfico de B em relação aos pontos coletados obtidos pelo aparato na frequência de 50 Hz



Fonte: autor.

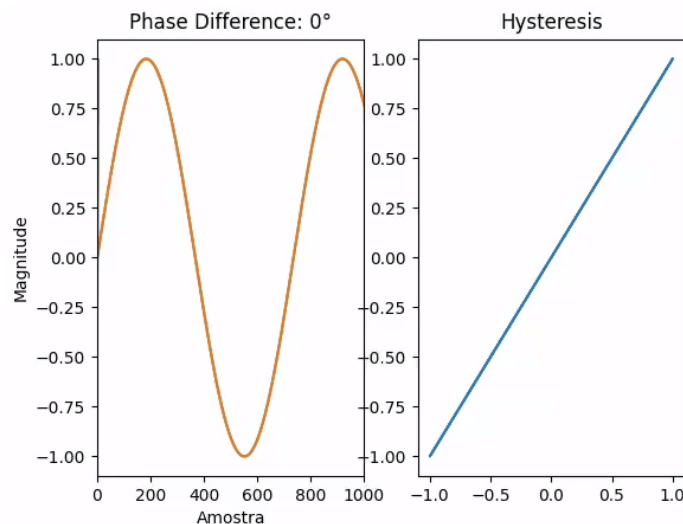
Figura 42 - Gráfico de B em relação aos pontos coletados obtidos pelo Brockhaus na frequência de 50 Hz



Fonte: autor.

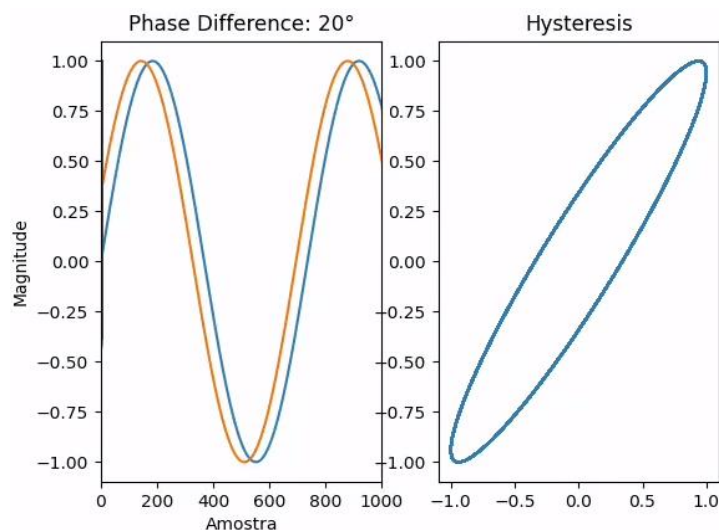
Observou-se também que à medida que as ondas se defasam em termos de fase, a curva começa a se "abrir", o que leva a acreditar que as perdas magnéticas estão aumentando. Isso sugere uma relação entre o desalinhamento das ondas e o aumento das perdas magnéticas. Foi criado um modelo matemático dessa situação, onde pode ser observado o comportamento desse fenômeno. Na Figura 43 e na Figura 44 foi simulada essa situação.

Figura 43 - Formato da curva de histerese para uma diferença de fase de 0°



Fonte: autor.

Figura 44 - Formato da curva de histerese para uma diferença de fase de 20°



Fonte: autor.

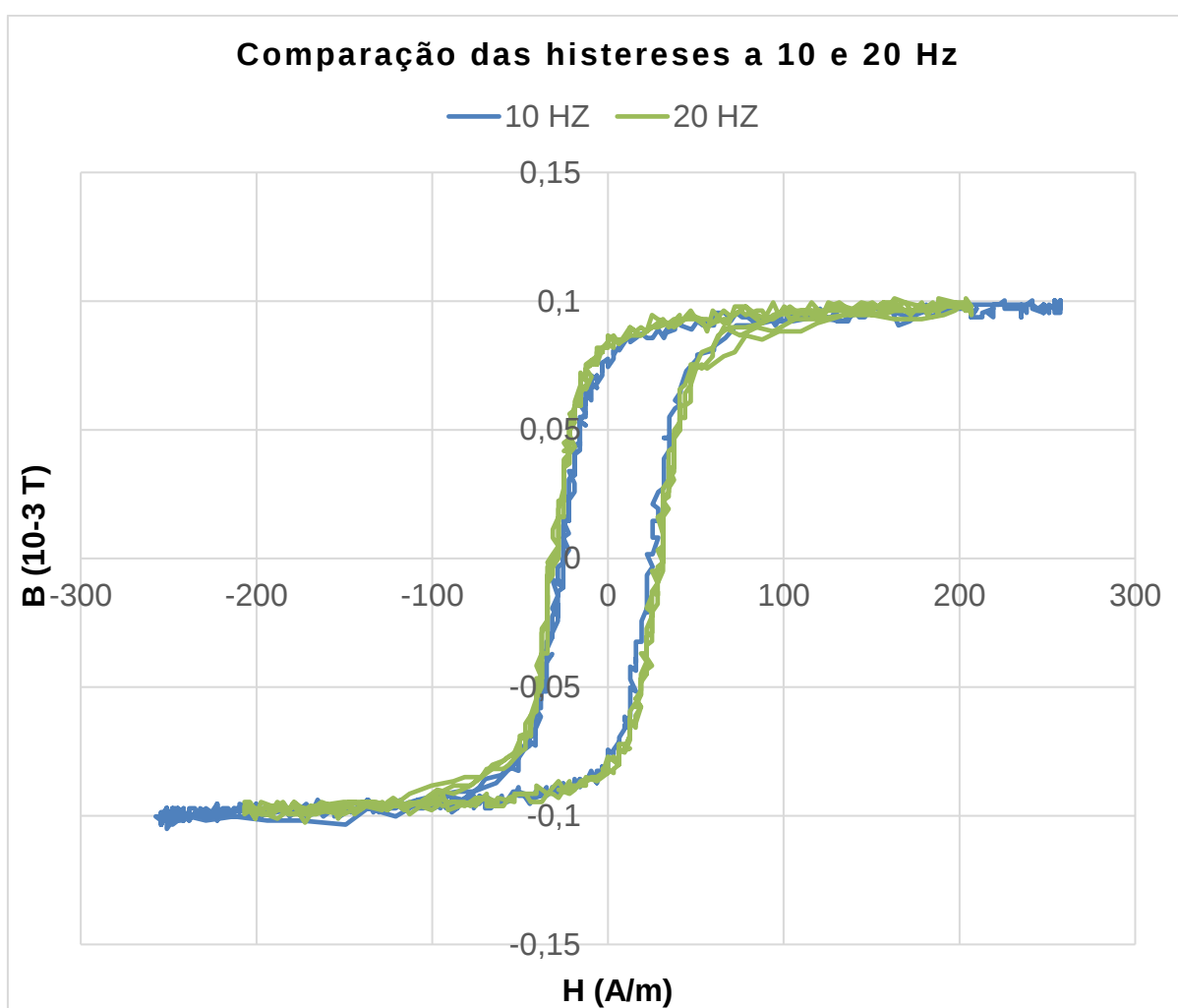
5.5 Área da Histerese em função da Indutância do circuito

Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos da análise da área da curva de histerese magnética para diferentes configurações do circuito elétrico.

O ponto de saturação magnética, chamado de "magnetização de saturação", é atingido quando um aumento adicional no campo magnético não resulta em um aumento adicional na magnetização ("M"). Quando o campo magnético é reduzido a zero, ainda resta uma certa quantidade de magnetização no material, caracterizando a histerese. Esse fenômeno envolve a dissipação de energia, medida pela área sob a

curva de histerese, e resulta no aumento da temperatura do material durante o processo. A Figura 45, que é apresentada como evidência, fornece uma representação visual impressionante dessa semelhança. Conforme a frequência de operação aumenta, é percebido um aumento significativo nas perdas por histerese magnética. Esse resultado estava alinhado com as expectativas, uma vez que uma frequência mais elevada implica em mudanças mais rápidas no campo magnético, tornando desafiador para os domínios magnéticos acompanharem essas mudanças de maneira eficiente.

Figura 45 - Comparação da curva de histerese utilizando frequências de 10 e 20 Hz



Fonte: autor.

Ao compararmos a Figura 45 com a Figura 38, fica evidente que o aparato alcançou com sucesso o objetivo principal com a frequência apropriada. Isso nos ajuda a entender como a frequência afeta diretamente as perdas por histerese magnética e confirma que equipamento está se comportando de acordo com as

expectativas.

Vale destacar que, ao realizar as medições em frequências acima de 25 Hz, observou-se que os dados obtidos não eram tão eficientes em capturar as variações desejadas. A resposta do sistema e a precisão das leituras começaram a decair notavelmente à medida que era aumentada a frequência de operação. Essa limitação nos dados coletados em frequências mais elevadas pode ser atribuída a diversos fatores, como a capacidade de resposta dos componentes do circuito e as características intrínsecas do equipamento de medição. Portanto, para manter a qualidade e confiabilidade dos resultados, optou-se por concentrar a análise nas medições realizadas até 25 Hz, onde foram alcançados resultados mais robustos e representativos para investigação.

5.5.1 Área da histerese x Frequência com $N_1=600$ e $N_2=600$

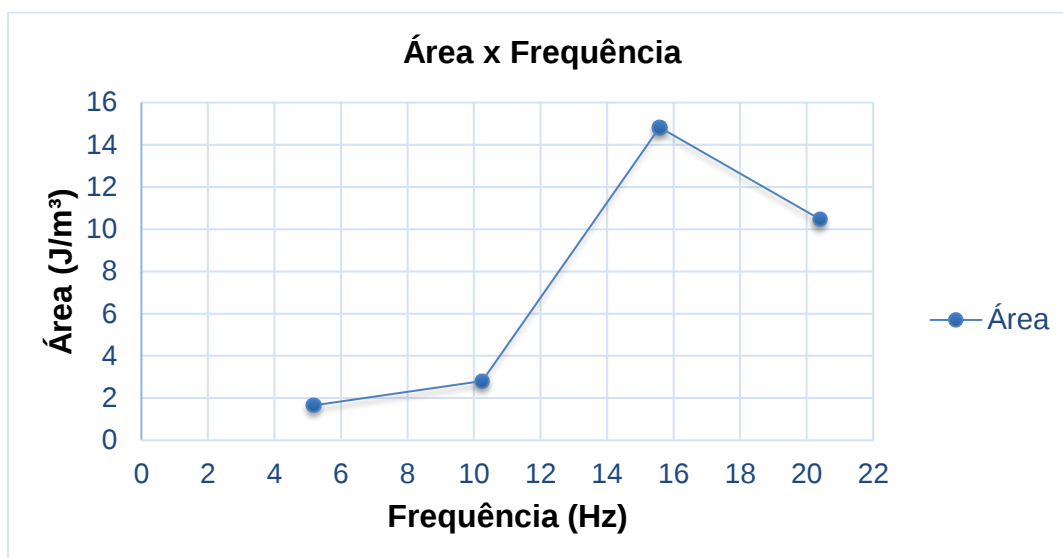
Foram realizados experimentos utilizando três arranjos distintos: o primeiro com 600 voltas no indutor primário e 600 voltas no indutor secundário, o segundo com 600 voltas no primário e 400 voltas no secundário, e o terceiro com 600 voltas primária e 200 voltas no indutor secundário. Além disso, foram mantidas uma resistência de 10 ohms no primário e uma de 1000 ohms no secundário, juntamente com uma capacitância de 2200 μF . O objetivo foi investigar como essas alterações influenciam a perda de energia magnética e, consequentemente, a eficiência do sistema. Os resultados obtidos fornecerão dados o desenvolvimento de dispositivos magnéticos mais eficientes.

A análise dos dados de frequência em relação à área obtida na curva de histerese magnética revela um comportamento interessante do sistema. Analisando a Figura 46, observa-se que a área da curva de histerese aumenta significativamente à medida que a frequência da corrente elétrica aplicada ao circuito é incrementada. Esse aumento pode ser atribuído ao fato de que frequências mais altas resultam em uma taxa maior de variação do campo magnético no indutor, levando a uma maior dissipação de energia e, consequentemente, uma área maior na curva de histerese.

Por outro lado, em frequências mais altas, como acima de 25 Hz, a área da curva de histerese tende a se estabilizar e até mesmo diminuir, indicando uma redução na perda de energia magnética. Isso pode estar relacionado com o limite do gerador de sinal que não consegue manter a corrente elétrica com o aumento contínuo da

frequência.

Figura 46 - Área da histerese x Frequência para $N_1=600$ e $N_2=600$



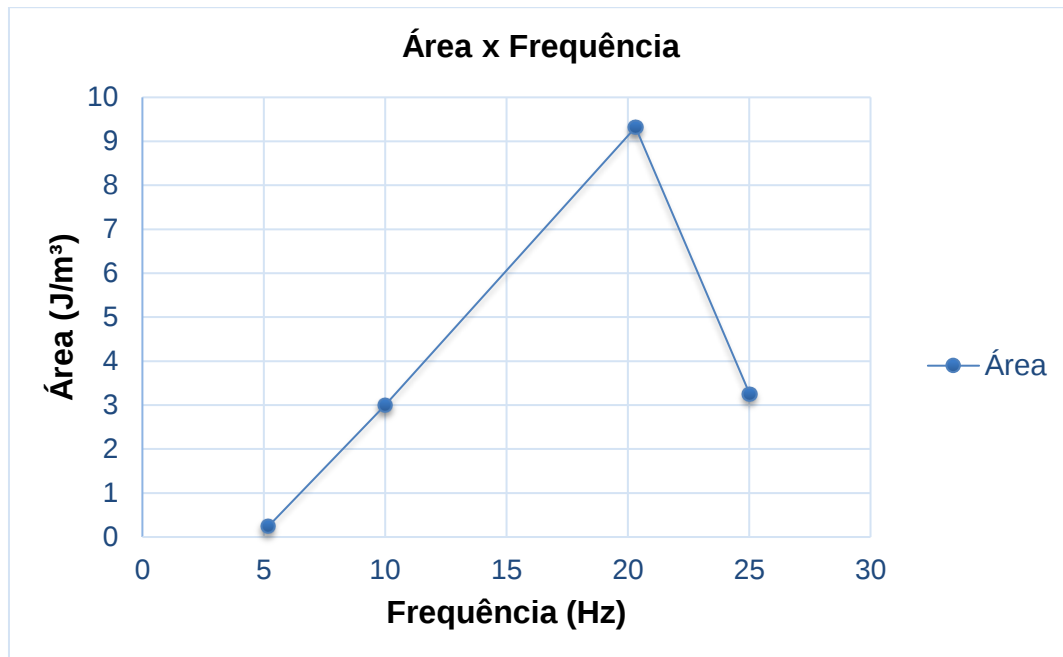
Fonte: autor.

5.5.2 Área da histerese x Frequência com $N_1=600$ e $N_2=400$

Alterando o indutor secundário de 600 para 400 voltas, foi observado um padrão interessante na relação entre a frequência e a área da curva de histerese magnética. Inicialmente, à medida que a frequência aumenta, a área da curva de histerese também aumenta, alcançando um pico em torno de 20,325 Hz. Esse aumento inicial pode ser atribuído ao fato de que, em frequências mais altas, o material magnético tem menos tempo para se magnetizar e desmagnetizar em cada ciclo da onda de corrente, resultando em uma dissipação maior de energia na forma de calor e, conseqüentemente, em uma área maior da curva de histerese.

Comparando os resultados da área da curva de histerese quando foram utilizadas 600 voltas no indutor secundário com os resultados obtidos com 400 voltas, notou-se algumas diferenças. Inicialmente, foi observado que a área da curva de histerese é maior quando o indutor secundário possui 600 voltas em comparação com 400 voltas. Isso sugere que o número de voltas no indutor secundário afeta diretamente a quantidade de energia dissipada na forma de calor durante cada ciclo de magnetização e desmagnetização do material magnético. Na Figura 47 é possível observar o comportamento.

Figura 47 - Área da histerese x Frequência para N1=600 e N2=400



Fonte: autor.

Encerrando essa investigação, foi conduzida uma última análise. A Figura 48 ilustra que, ao incrementar o número de espiras no secundário a uma frequência de 20 Hz, a área também apresenta um notável aumento. Essa observação é associada ao fato de que, com uma baixa indutância inicial, o sistema pode não atingir a saturação magnética. À medida que a indutância aumenta, é possível que o campo magnético se propague mais eficientemente, resultando em uma variação percebida na área. Vale ressaltar que, na prática, outros fatores, como a geometria e as propriedades magnéticas do material, também podem influenciar esse comportamento. Portanto, é crucial considerar uma análise mais abrangente para uma compreensão completa do fenômeno.

Figura 48 - Área em função de número de voltas no indutor secundário para a mesma frequência de 20 Hz



Fonte: autor.

5.6 Diferença de Fase em Função da Indutância

Continuando as análises, direciona-se o foco para a diferença de fase entre a tensão medida no resistor do circuito primário e a tensão no capacitor do circuito secundário. Como mencionado anteriormente, foram realizadas modificações nos componentes do circuito, como o número de voltas no indutor secundário e a capacitância do capacitor, e foram observadas as alterações resultantes. Aprofundando a análise e explorando como a diferença de fase se comporta em diferentes frequências, objetiva-se compreender como essa relação pode afetar o desempenho e a resposta do circuito.

A diferença de fase entre as tensões é um conceito fundamental no estudo de circuitos elétricos e encontra base em diversos livros de ensino superior na área. Segundo autores como Boylestad e Nashelsky (2018) em "Introdução à Análise de Circuitos", a diferença de fase é definida como o deslocamento temporal entre duas formas de onda senoidais de mesma frequência. Ela é expressa em graus ou radianos e indica a relação entre o tempo e a posição relativa das formas de onda.

Em "Fundamentos de Circuitos Elétricos" de Alexander e Sadiku (2017), é destacado que a diferença de fase é determinada pelo atraso ou adiantamento de uma forma de onda em relação à outra. Esse atraso ou adiantamento pode ser causado por componentes reativos, como indutores e capacitores, que introduzem defasagem

entre a corrente e a tensão em um circuito.

Ao analisar a diferença de fase, é possível identificar o deslocamento temporal e a defasagem entre as tensões medidas em diferentes pontos de um circuito. Essa análise é importante para compreender a resposta em frequência do circuito e as características de filtragem e armazenamento de energia dos componentes reativos.

5.6.1 Diferença de Fase x Frequência com $N_1=600$ e $N_2=600$

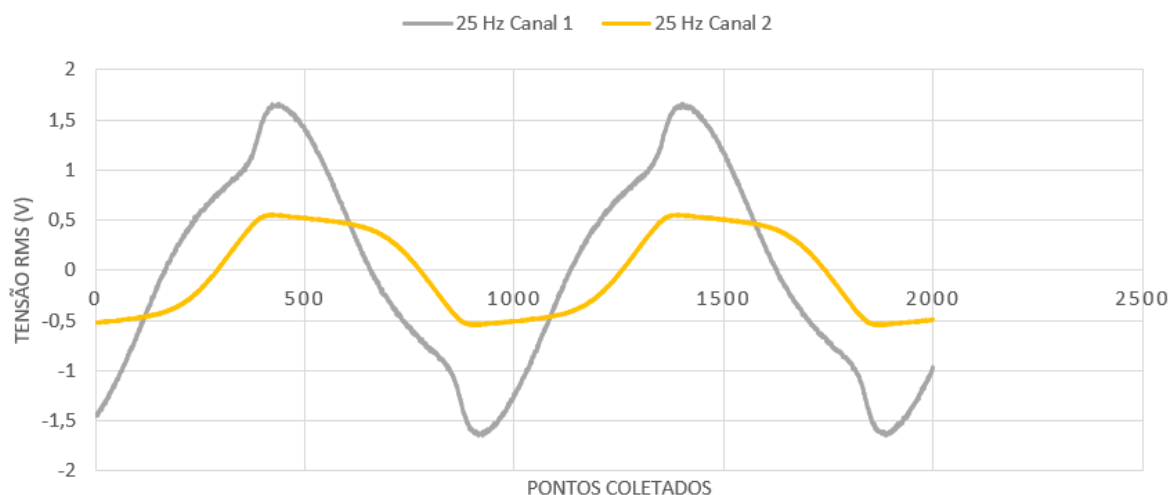
Na Figura 49 e na Figura 50 são representadas as variações da fase em relação à tensão aplicada em um dos testes, ilustrando de que forma a fase se comporta em resposta a diferentes níveis de frequência.

Para essa análise, o circuito elétrico foi montado na mesma configuração, ou seja, em uma *protoboard*, sendo composto por um circuito primário RL e um circuito secundário RLC. No circuito primário RL, foi utilizado um resistor de $10\ \Omega$ e um indutor com 600 voltas conectados em série, enquanto no circuito secundário RLC, foi empregado um resistor de $1000\ \Omega$, um capacitor de $2200\ \mu\text{F}$ e um indutor com 600 voltas, também conectados em série.

A diferença de fase, medida em graus, foi analisada entre as tensões presentes no resistor do circuito primário e no capacitor do circuito secundário, em diferentes frequências. Essa diferença de fase indica o deslocamento temporal entre as formas de onda senoidais de mesma frequência.

Figura 49 - Comportamento da diferença de fase para 25 Hz

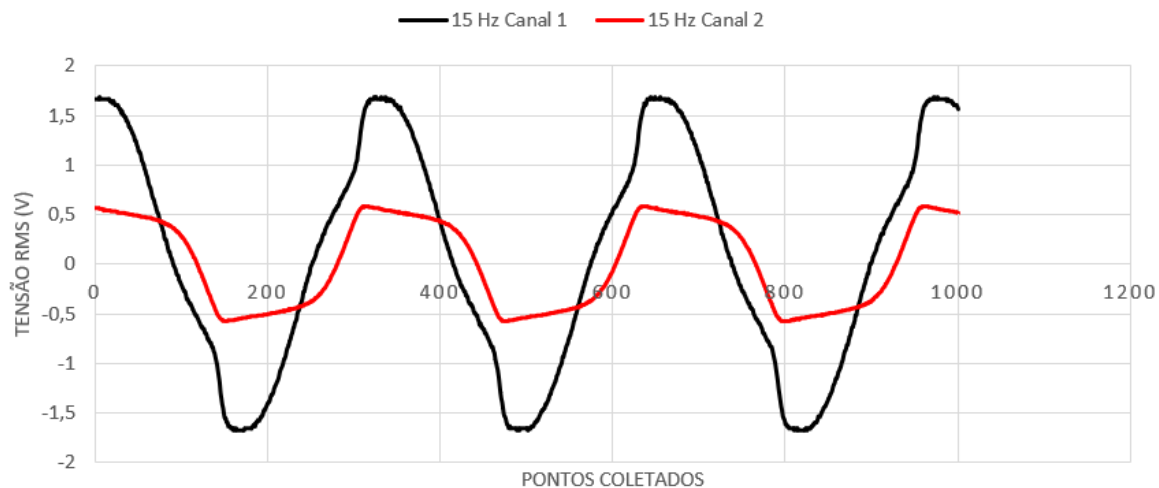
VARIAÇÃO DE FASE RELACIONADO COM A FREQUÊNCIA



Fonte: autor.

Figura 50 - Comportamento da diferença de fase para 15 Hz

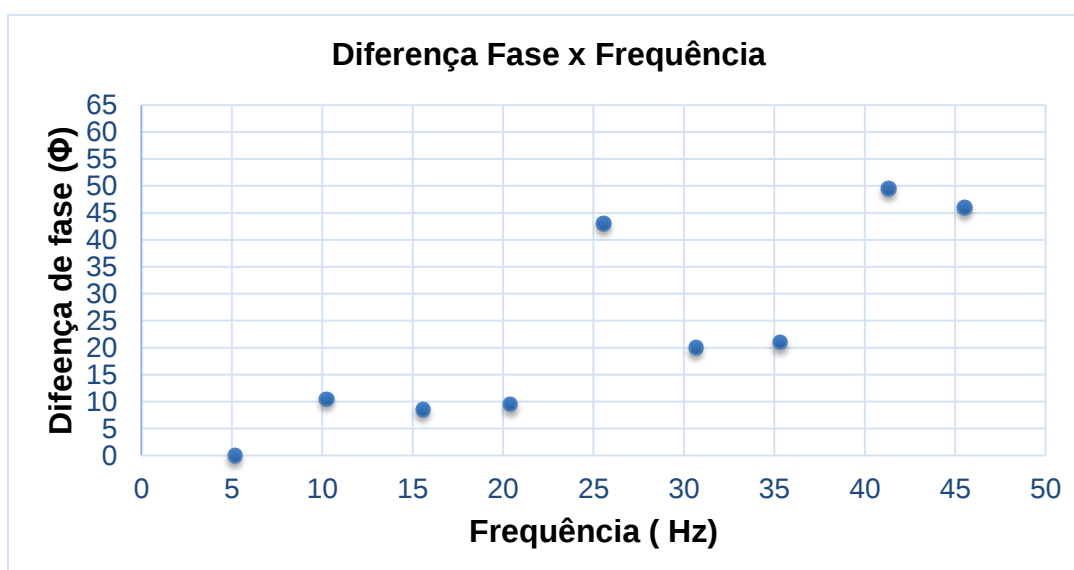
VARIAÇÃO DE FASE RELACIONADO COM A FREQUÊNCIA



Fonte: autor.

Ao examinar os resultados obtidos, quando usado $N1 = 600$ e $N2 = 600$, notou-se que a diferença de fase variou em função da frequência aplicada. Por exemplo, em frequências mais baixas, como 5,181 Hz e 10,246 Hz, a diferença de fase foi relativamente pequena, com valores próximos a zero ou próximos a 10,5 graus. À medida que a frequência aumentou, a diferença de fase também tendeu a aumentar, tendo alcançado valores mais expressivos, como 43 graus em 40 Hz, conforme observado na Figura 51.

Figura 51 - Diferença de fase x Frequência para $N1=600$ e $N2=600$



Fonte: autor.

Esses resultados indicam que a diferença de fase está relacionada à frequência aplicada no circuito e reflete as características elétricas e magnéticas. Além disso, a presença das lâminas de aço GNO no circuito também pode influenciar a diferença de fase, amplificando os efeitos magnéticos e introduzindo alterações nas formas de onda.

5.6.2 Diferença de Fase x Frequência com $N_1=600$ e $N_2=400$

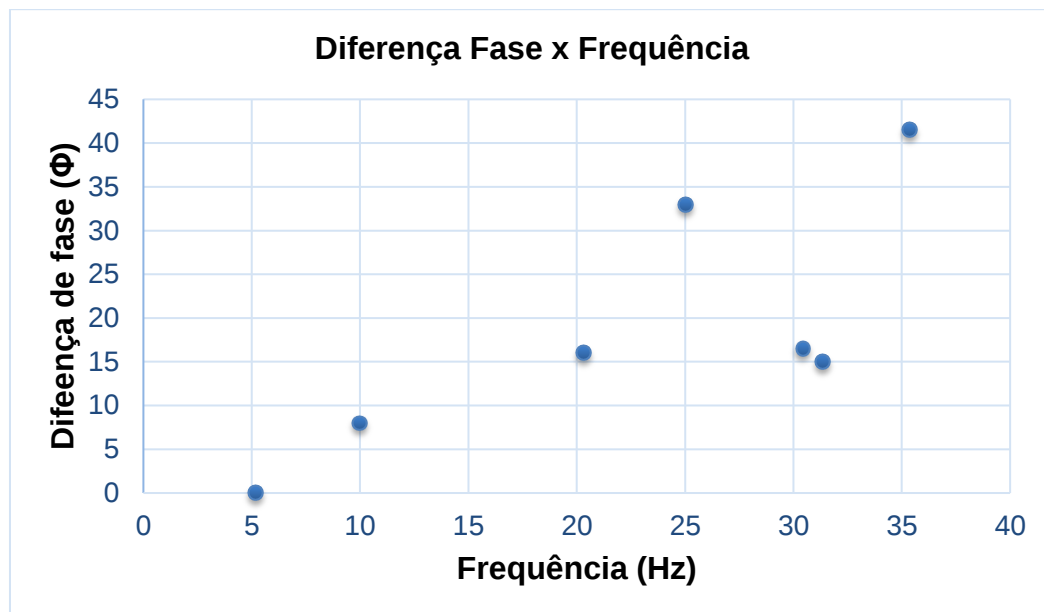
Para estudar o efeito do número de voltas do indutor na diferença de fase foi realizada uma análise comparativa dos resultados obtidos ao modificar a quantidade de voltas do indutor secundário para 400, em relação à diferença de fase entre as tensões nos circuitos primário e secundário.

Comparando esses resultados com os obtidos anteriormente, em que o indutor secundário possuía 600 voltas, foram observadas algumas diferenças notáveis na diferença de fase entre as tensões.

Percebe-se que a magnitude da diferença de fase é maior em comparação aos resultados anteriores. Por exemplo, na frequência de 10 Hz, a diferença de fase é de 8 graus, enquanto nos resultados anteriores, quando utilizadas 600 voltas no secundário, a diferença de fase era de 11 graus. Essa diferença de sinal indica uma mudança no comportamento da relação temporal entre as tensões nos circuitos.

Essas variações na diferença de fase podem ser atribuídas à modificação da quantidade de voltas do indutor secundário para 400. Essa alteração afeta as propriedades elétricas e magnéticas do circuito, influenciando a resposta em frequência e a relação temporal entre as tensões. Na Figura 52 pode-se observar melhor o comportamento da fase.

Figura 52 - Diferença de fase x Frequência para N1=600 e N2=400



Fonte: autor.

5.6.3 Diferença de Fase x Frequência com N₁=600 e N₂=200

Foi realizada uma análise comparativa dos resultados obtidos ao modificar a quantidade de voltas do indutor secundário para 200, e ao substituir o capacitor por um de 100 μ F, em relação à diferença de fase entre as tensões nos circuitos primário e secundário.

Comparando esses resultados com os obtidos anteriormente, em que o indutor secundário possuía 600 voltas, observa-se que houve algumas discrepâncias significativas na diferença de fase entre as tensões.

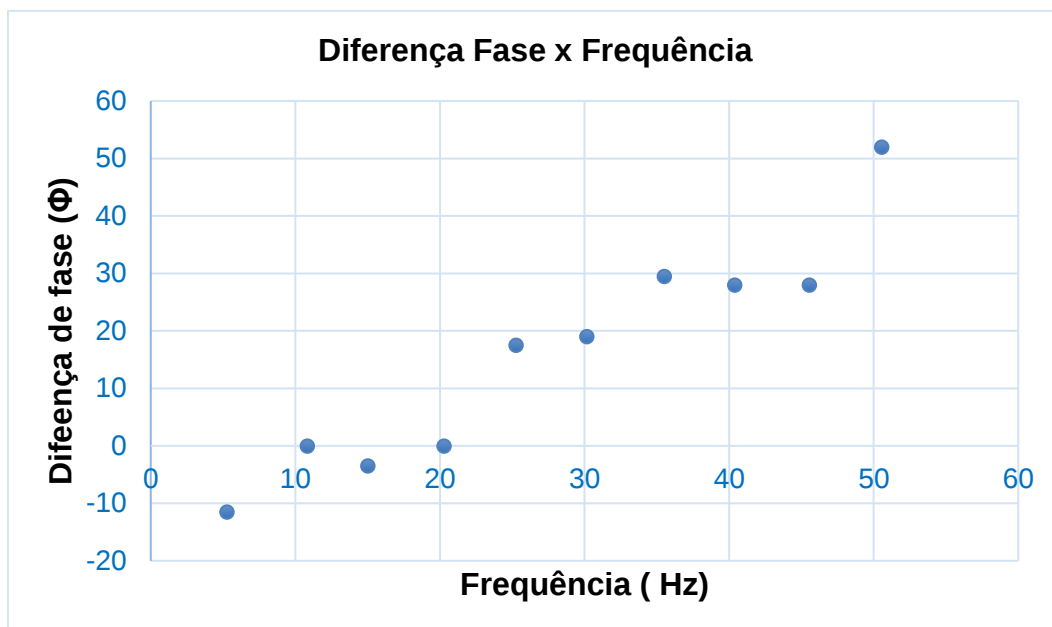
Inicialmente, nota-se que a diferença de fase possui valores positivos e negativos, indicando um deslocamento temporal entre as formas de onda nos circuitos primário e secundário. Essa diferença de fase pode ser explicada pela interação entre os componentes do circuito, como o indutor e o capacitor, que influenciam a resposta em frequência e a relação temporal entre as tensões.

Além disso, é importante ressaltar que a magnitude da diferença de fase varia de forma considerável nas diferentes frequências analisadas. Por exemplo, na frequência de 10,823 Hz, a diferença de fase é de -11,5 graus, enquanto em 100 Hz, a diferença de fase é de 33,5 graus. Essa variação indica uma resposta não linear do circuito em relação à frequência.

Em resumo, ao utilizar um indutor com 200 voltas no secundário e um capacitor

de 100 micro Faraday, foi observada uma diferença de fase variável em relação à frequência. Os resultados obtidos diferem significativamente dos obtidos com 600 voltas no indutor secundário. Tais resultados podem ser observados na Figura 53.

Figura 53 - Diferença de fase x Frequência entre N1=600 e N2=200



Fonte: autor.

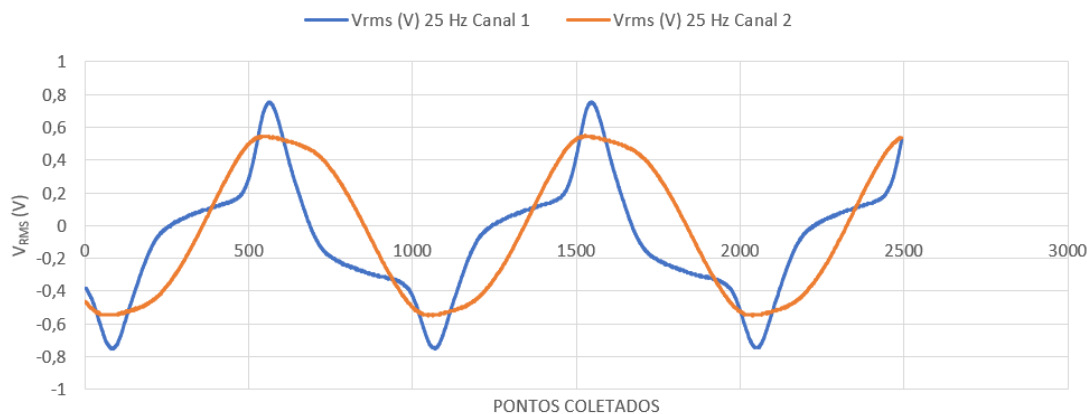
5.7 Tensão x Frequência com N₁=600 e N₂=600

A rotina de coleta dos dados foi realizada em uma sequência específica de frequências. Inicialmente, foram coletadas as medições a partir de 5 Hz, incrementando de 5 em 5 Hz, até atingir 35 Hz. Essa abordagem permitiu abranger uma ampla faixa de frequências e capturar o comportamento do circuito em diferentes pontos-chave ao longo desse espectro. Através dessa sequência de medições, foi possível obter uma visão completa do desempenho do circuito elétrico em relação às diversas frequências consideradas. Essa estratégia de coleta de dados sistemática contribuiu para a obtenção de informações confiáveis sobre as características e comportamento do circuito em diferentes condições de frequência.

Na Figura 54 e na Figura 55 é possível analisar o comportamento da tensão elétrica em diversas frequências. Esses dados foram coletados utilizando o *software web* que foi desenvolvido como parte deste trabalho, permitindo uma representação visual das variações na tensão elétrica em função da frequência. Além disso, é importante mencionar que, durante o estudo, observou-se que os dados obtidos em frequências acima de 30 Hz tendiam a se tornar bastante instáveis.

Figura 54 - Comportamento da tensão a 25 Hz

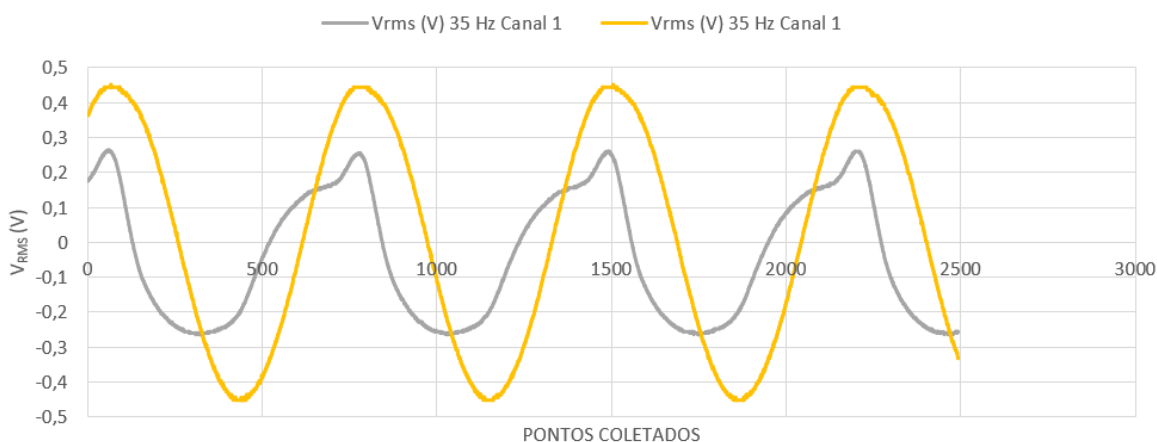
COMPORTAMENTOS DA VRMS EM DIFERENTES FREQUÊNCIAS



Fonte: autor.

Figura 55 - Comportamento da tensão a 35 Hz

COMPORTAMENTOS DA VRMS EM DIFERENTES FREQUÊNCIAS



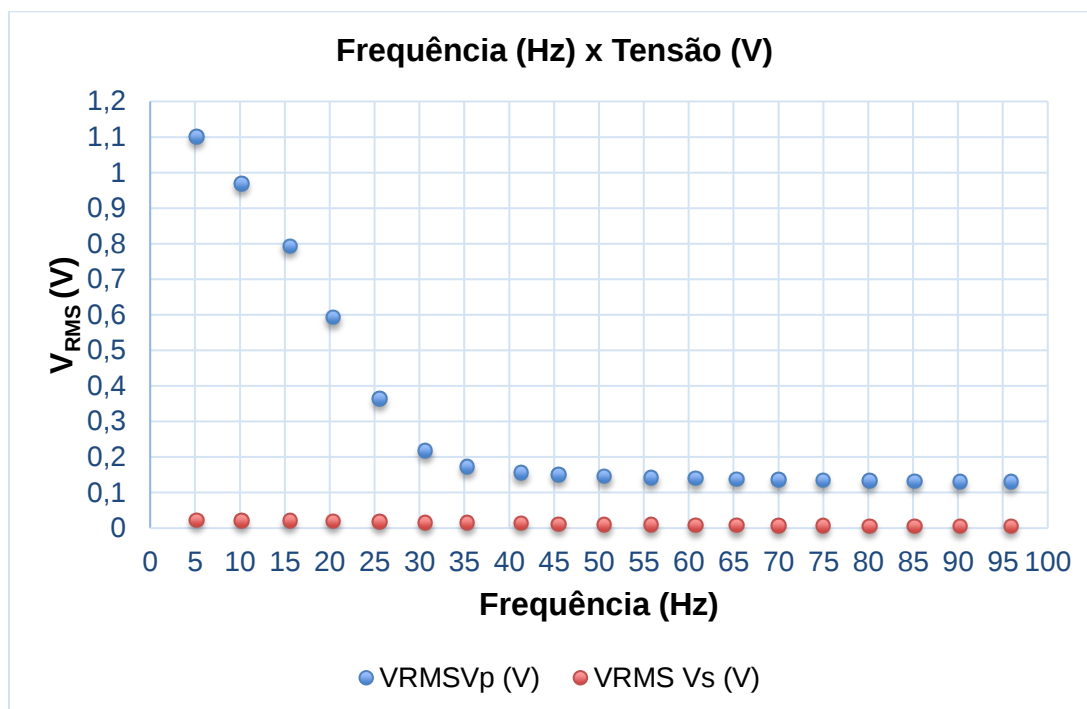
Fonte: autor.

Devido a essa instabilidade nos resultados, optou-se por limitar a exibição dos dados no gráfico até 30 Hz. No entanto, para fins de registro e análise, continuou-se registrando dados até 300 Hz na tabela correspondente. Isso permitiu manter um registro completo das medições, mesmo que tendo optado por não exibir visualmente os resultados além de 50 Hz devido à instabilidade observada.

Quando observadas as frequências mais altas, é essencial considerar que a fonte de alimentação precisa realizar uma quantidade significativamente maior de ciclos elétricos a cada segundo. Isso implica dizer que a fonte deve fornecer uma quantidade proporcionalmente maior de corrente elétrica ou energia em um intervalo

de tempo mais curto, o que é essencialmente a definição de potência elétrica. Portanto, em frequências mais altas, a exigência de potência da fonte aumenta substancialmente. No entanto, é importante notar que a fonte de alimentação empregada pode não ser dimensionada para fornecer níveis tão elevados de potência. Isso pode resultar em uma redução na eficácia da fonte em atender às demandas de energia necessárias em frequências mais altas, levando a quedas de tensão mais significativas nos resistores e, como resultado, a menores valores de tensão V_{RMS} observados. A Figura 56 mostra o comportamento da frequência em relação a tensão nessas condições. No gráfico, $V_{RMS} V_p$ representa o circuito primário enquanto $V_{RMS} V_s$, o circuito secundário.

Figura 56 - Tensão V_{RMS} x Frequência (Hz) para $N_1=600$ e $N_2=600$



Fonte: autor.

Com o aumento da frequência, ocorrem diferentes fenômenos físicos que afetam o comportamento do circuito. Em frequências mais altas, a reatância indutiva se torna mais proeminente, devido ao aumento proporcional da frequência. A reatância indutiva é uma medida da resistência oferecida por um indutor à passagem da corrente alternada. Ela é diretamente proporcional à frequência e ao valor do indutor. Portanto, em frequências mais altas, a reatância indutiva aumenta, o que resulta em uma maior queda de tensão no indutor e, conseqüentemente, em uma

redução na tensão V_{RMS} medida tanto no resistor do circuito primário ($V_{RMS} V_p$) quanto no resistor do circuito secundário ($V_{RMS} V_s$).

Além disso, em frequências mais altas, a reatância capacitiva tende a diminuir, devido à sua natureza inversamente proporcional à frequência. A reatância capacitiva é uma medida da resistência oferecida por um capacitor à passagem da corrente alternada. À medida que a frequência aumenta, a reatância capacitiva diminui, permitindo um maior fluxo de corrente através do capacitor. No entanto, no circuito mencionado, a presença do indutor e das lâminas de aço GNO também influencia a resposta do circuito em frequências mais altas.

Portanto, no cenário descrito, à medida que a frequência aumentou, a reatância indutiva se tornou mais dominante, resultando em uma maior queda de tensão no indutor e, conseqüentemente, em uma redução nas tensões RMS medidas tanto no circuito primário ($V_{RMS} V_p$) quanto no circuito secundário ($V_{RMS} V_s$). Esse comportamento é esperado e está relacionado às propriedades físicas dos componentes do circuito, como a variação da corrente, a resposta da impedância às mudanças de frequência e as características específicas do indutor e das lâminas de aço GNO.

6 CONCLUSÕES

O estudo realizado neste trabalho proporcionou uma melhor compreensão das medições de perdas magnéticas por histerese e da construção de um aparato específico para essa finalidade. A tarefa de conceber e montar um dispositivo capaz de replicar, de forma aproximada, os resultados precisos entregues pelo equipamento Brockhaus revelou-se um desafio multifacetado.

Cada componente eletrônico, desde resistores até capacitores e indutores, foi cuidadosamente selecionado, marcando apenas o início de um processo repleto de obstáculos. Uma descoberta notável foi a influência crucial da frequência nas medições. Observou-se que, para o aparato desenvolvido, a faixa de frequência efetiva se limitou a um máximo de 25 Hz, acima da qual os resultados não correspondiam às expectativas. Um exemplo dessa limitação foi observado na área da curva de histerese, onde, ao contrário do padrão esperado, a área não aumentava proporcionalmente com o aumento da frequência.

Além disso, identificou-se uma estreita correlação entre a diferença de fase e a histerese magnética. Constatou-se que, quanto maior a diferença de fase entre a tensão no resistor 1 e a tensão no capacitor, maior era a área da curva de histerese, fornecendo novas perspectivas para investigações futuras. A criação do algoritmo para análise dos dados foi um desafio valioso e indispensável.

É fundamental destacar o desempenho do software web desenvolvido para operar em conjunto com o aparato experimental. Durante todo o processo de pesquisa, o software demonstrou um comportamento altamente confiável e eficaz. Sua capacidade de mostrar em tempo real qualquer alteração feita pelo operador no aparato foi um recurso inestimável. Essa funcionalidade permitiu um controle preciso das variáveis experimentais e facilitou imensamente a coleta de dados em tempo real. Além disso, tornou o aparato acessível a futuros estudantes e pesquisadores interessados em investigar as perdas magnéticas por histerese. A interface intuitiva e a capacidade de visualizar os resultados instantaneamente são características que prometem tornar a pesquisa nessa área mais acessível e produtiva para aqueles que continuarem esse trabalho no futuro.

Por fim, entende-se que o aprimoramento contínuo do aparato é um caminho a ser explorado. Uma fonte AC com maior potência é essencial, exigindo adaptações nos componentes do circuito elétrico, como resistências e capacitores, para lidar com

a nova corrente elétrica. Essa busca constante por melhorias é inerente à pesquisa científica, e, portanto, espera-se que este estudo contribua para futuras investigações e avanços na área das perdas magnéticas por histerese.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABDAL, A. Análise de características magnéticas em lâminas de Fe-Si submetidas a esforços mecânicos. Graduação Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, Santa Catarina, 2019.

ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. Fundamentos de Circuitos Elétricos. 1.ed. 11 de março de 2013.

ANFAVEA. O caminho da descarbonização do setor automotivo no Brasil. Disponível em: <https://anfavea.com.br/docs/APRESENTA%C3%87%C3%83O_ANFAVEA_E_BCG.pdf>. Acesso em 10 ago. 2021.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 6023: Informação e documentação. Rio de Janeiro, 2018. 56 p.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 6028: Informação e documentação. Rio de Janeiro, 2003. 2p.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 10520: Informação e documentação. Rio de Janeiro, 2002. 7p.

BOHN, F.; GÜNDEL, A.; SEVERINO A. M.; LANDGRAF, F. J. G.; SOMMER, R. L. Propriedades magnéticas de aços elétricos de grão não orientado. In: XVI Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais, 2004, Porto Alegre, p. 1 – 13.

CALLISTER, W. D. Jr. Ciência e Engenharia de Materiais: Uma introdução. 5ª Edição. Editoria: LTC. 2002.

CARDOSO, R. F. de A. Influência do tamanho de grão e das adições de Al e Mn nas propriedades magnéticas dos aços elétricos de grão não orientado com 3% Si. 2005. 161 p. Dissertação (Mestrado em Ciências dos Materiais) - Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, 2005.

CHETVORNO (ed.). Diagram of eddy currents induced in a metal sheet by a magnet. 2014. Disponível em: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=34157558>. Acesso em: 11 nov. 2023.

CHIAVERINI, V. Tecnologia Mecânica – Processos de Fabricação e Tratamento. Volume III. 2ª Edição. Editora Mc Graw-Hill. 1986.

CHO, Y.; IM, Y.; LEE, J. K.; SUH, D.; KIM, S.; HAN, H. N. A finite element modeling for dilatometric non-isotropy in steel. In: Metallurgical and Materials Transactions A – 42A. 2011.

CHRISCHON, Dieivase da Silva. Nanotubos magnéticos sintetizados por eletrodeposição em alumina anódica porosa. 2016. 144 f. Tese (Doutorado) - Curso de Doutorado em Física, Programa de Pós-Graduação em Física, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2016.

COEY, J. M. D., & Parkin, S. S. P. (Eds.). (2021). Magnetism and Magnetic Materials. John Wiley & Sons.

CREDER, H. Instalações elétricas. 17.ed. Rio de Janeiro: LTC, 2021.

EMURA, M.; LANDGRAF, F. J. G.; ROSSI, W.; BARRETA, J. Efeito do corte nas propriedades magnéticas de aços elétricos. In: Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais, 14, 2000, São Pedro/SP. 2000, p. 43001-43010.

FIORILLO, F. Measurement and characterization of magnetic materials. 1. ed. [S.l.]: Elsevier Academic Press, 2004. 31 p. ISBN 0-12-257251-3.

GIROTO, E. R. O efeito do potencial de oxigênio na oxidação subsuperficial e suas influências nas propriedades magnéticas de aços elétricos após o recozimento final. 2010. 90 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Metalúrgica. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2010.

GOLDSTEIN, J.; NEWBURY, D.; JOY, D.; LYMAN, C.; ECHLIN, P.; LIFSHIN, E.; SAWYER, L.; MICHAEL, J. Scanning Electron Microscopy and X-Ray Microanalysis. 3ª Edição. 2003.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. Fundamentos de física. 8.ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012. v. 3.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. Fundamentos de física. 9.ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012. v. 3.

KNIGHT, R. D. Física: Uma Abordagem Estratégica. 3: Eletricidade e Magnetismo. Porto Alegre: Bookman, 2009. v. 3.

LANDGRAF, F.J.G. Propriedades magnéticas de aços para fins elétricos. Instituto de Pesquisas Tecnológicas do Estado de São Paulo, São Paulo, SP, 2002.

LANDGRAF, F.J.G. Nonoriented Electrical Steels. In: JOM 64, p. 764–771. 2012.

LANDGRAF, F.J.G. Microestrutura e propriedades magnéticas. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Universidade de São Paulo, São Paulo, 2014.

LANDGRAF, F. J. G.; TAKANOHASHI, R.; CAMPOS, M. F. Tamanho de grão e textura dos aços elétricos de grão não-orientado. São Paulo. s/d.

MARQUES, L. Q. Otimização do Comportamento Mecânico de uma Estrutura de uma Máquina- Ferramenta, Guilhotina. 2015. 300 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica. Universidade do Minho, Braga, Guimarães. Portugal, 2015.

MARRA, K. M.; ALVARENGA, E. De A.; BUONO, V. T. L. Decarburization Kinetics during Annealing of a Semi-processed Electrical Steel. ISIJ International. Vol. 44. No 3, P. 618-622. 2004

MEURER, E. J. Estudo das perdas magnéticas interlaminares em máquinas elétricas. 2005. 122 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

MOSES, A.; ANDERSON, P; JENKINS, K; STANBURY, H. Electrical Steels. Vol. 2: Performance and Applications. IET The Institution of Engineering and Technology. 2019b.

NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. Circuitos Elétricos. 1.ed. 15 de agosto de 2008.

NUNES, C. DOS S. et al. Influence of the cutting process, heat treatment, and maximum magnetic induction on the magnetic properties of highly oriented electrical steels. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, v. 537, p. 168211, 1 nov. 2021.

SANTOS, J. P. Influência do ângulo de corte e da anisotropia nas propriedades magnéticas dos aços elétricos – o efeito textura. 2005. 156 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2005.

SEARS, F.; ZEMANSKY, M. W. Física III: Eletromagnetismo. 14ª ed. São Paulo: Pearson, 2012.

SOUZA, A. de; CÂMARA, M. A. Tensões residuais induzidas pela operação de fresamento do aço ABNT 4340 sob variação da velocidade de corte, ângulo de posição e tratamento térmico. Revista Matéria, artigos e-12632. 2020.

SOUZA, R. M. P. de. Efeito do perfil térmico de recozimento das bobinas laminadas a quente nas propriedades do aço elétrico de grão orientado. 2013. 85 p. Dissertação (Mestrado em Metalurgia Física) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2013.

WEISS, H.A. et al. Influence of shear cutting parameters on the electromagnetic properties of non-oriented electrical steel sheets. Journal of Magnetism and Magnetic Materials.

APÊNDICE A – INSTALAÇÃO DO DRIVE NO WINDOWS

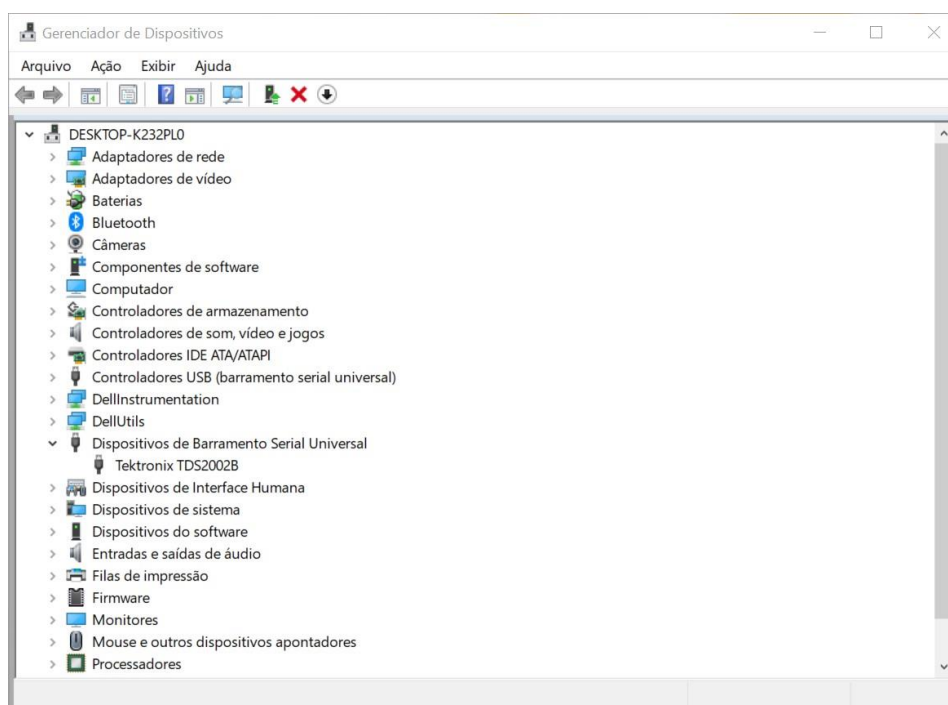
O modelo de driver do Windows apresenta um requisito adicional para permitir o uso de dispositivos USB com o navegador (WebUSB). Ao contrário de outras plataformas (Linux/macOS), o Windows não pode simplesmente abrir um dispositivo USB sem um driver adequado. Nesse contexto, o uso do driver especial WinUSB é crucial, pois fornece a interface necessária para que os aplicativos possam acessar o dispositivo.

Para garantir a interação adequada entre o dispositivo e o sistema operacional, é necessário instalar um arquivo de informações de driver (INF) personalizado. Esse arquivo INF, quando associado ao driver WinUSB, instrui o sistema a reconhecer o dispositivo com base em suas regras de instalação específicas

Neste manual, pretendemos facilitar o processo de instalação do arquivo de informações de driver (INF), oferecendo instruções passo a passo para garantir que os usuários possam configurar adequadamente seus dispositivos USB no Windows,

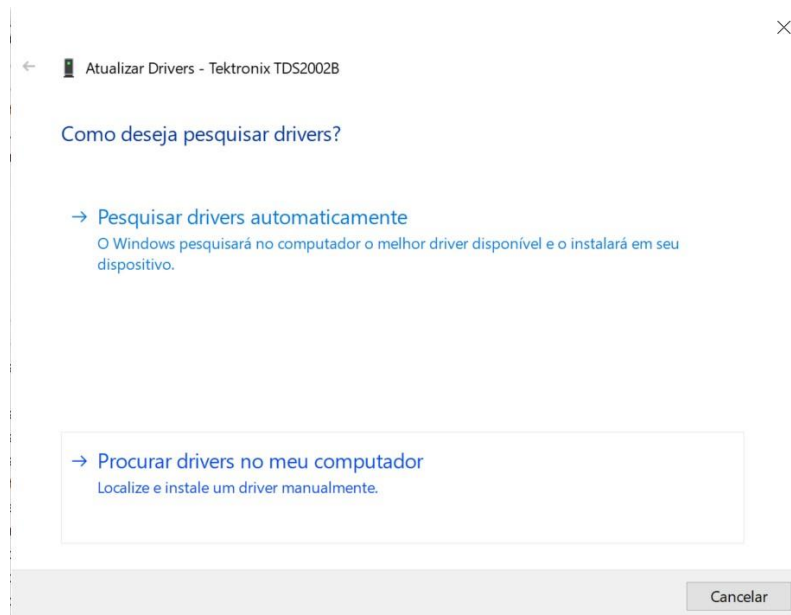
Passo 1: Abra o Gerenciador de Dispositivos. Para fazer isso, clique com o botão direito no menu Iniciar e selecione "Gerenciador de Dispositivos".

Passo 2: No Gerenciador de Dispositivos, localize o dispositivo que você deseja instalar. Se ele estiver listado com um ícone de aviso ou desconhecido, é possível que precise de um driver. Ver figura abaixo.

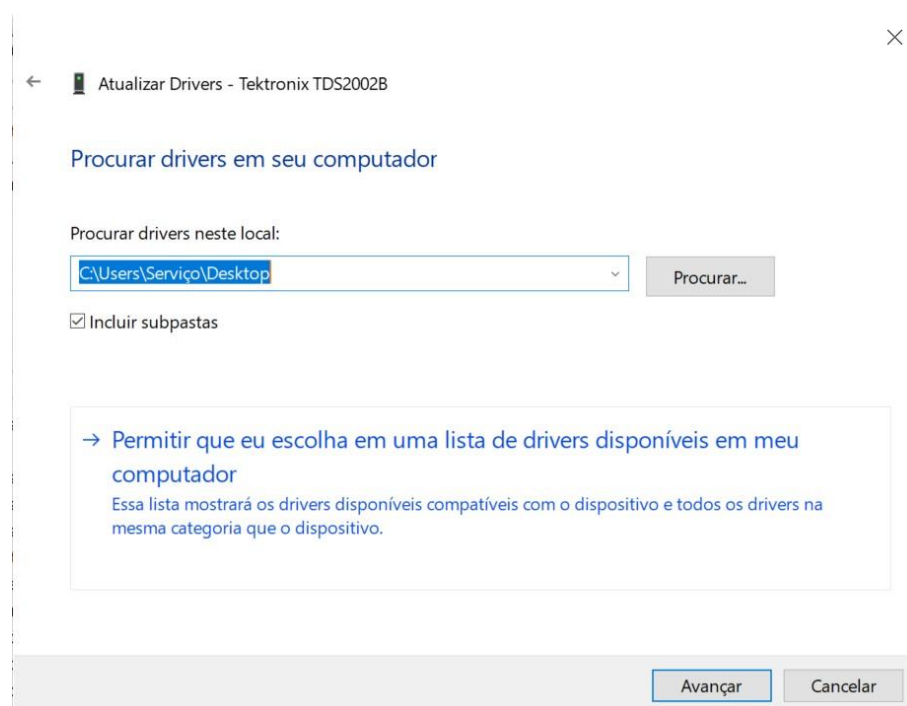


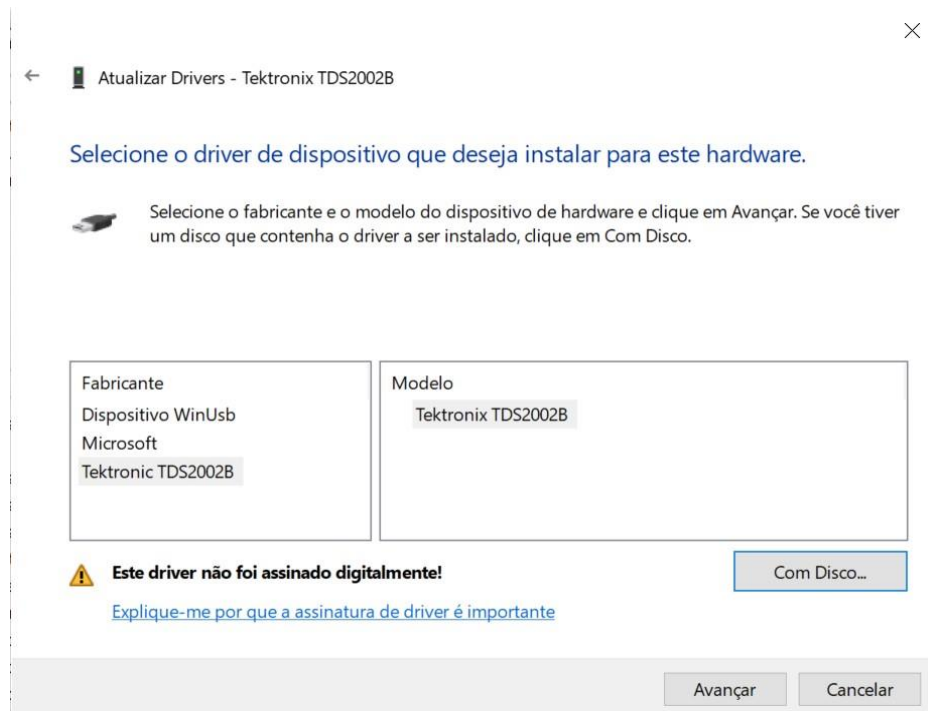
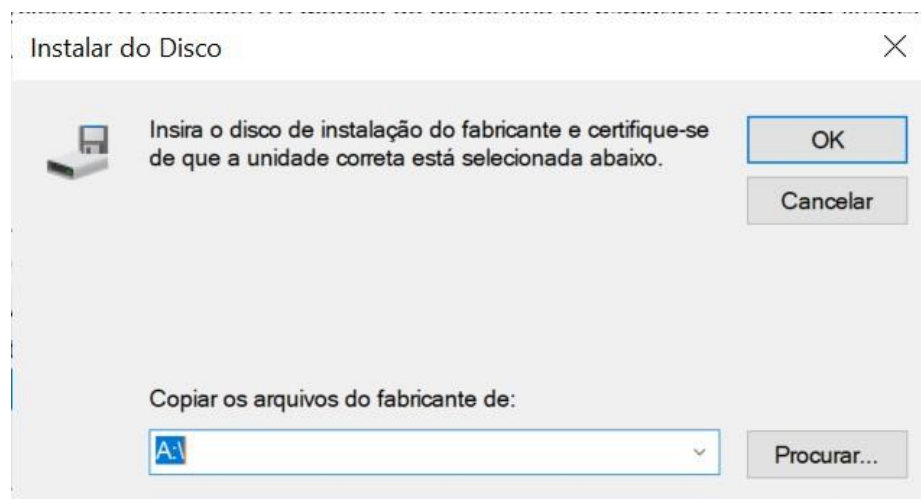
Passo 3: Clique com o botão direito no dispositivo e selecione "Atualizar driver".

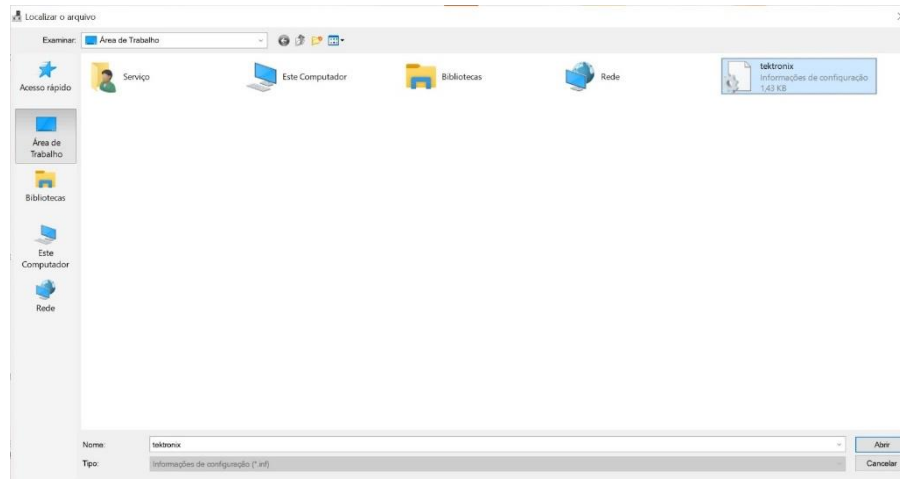
Passo 4: Escolha a opção "Procurar drivers no meu computador".



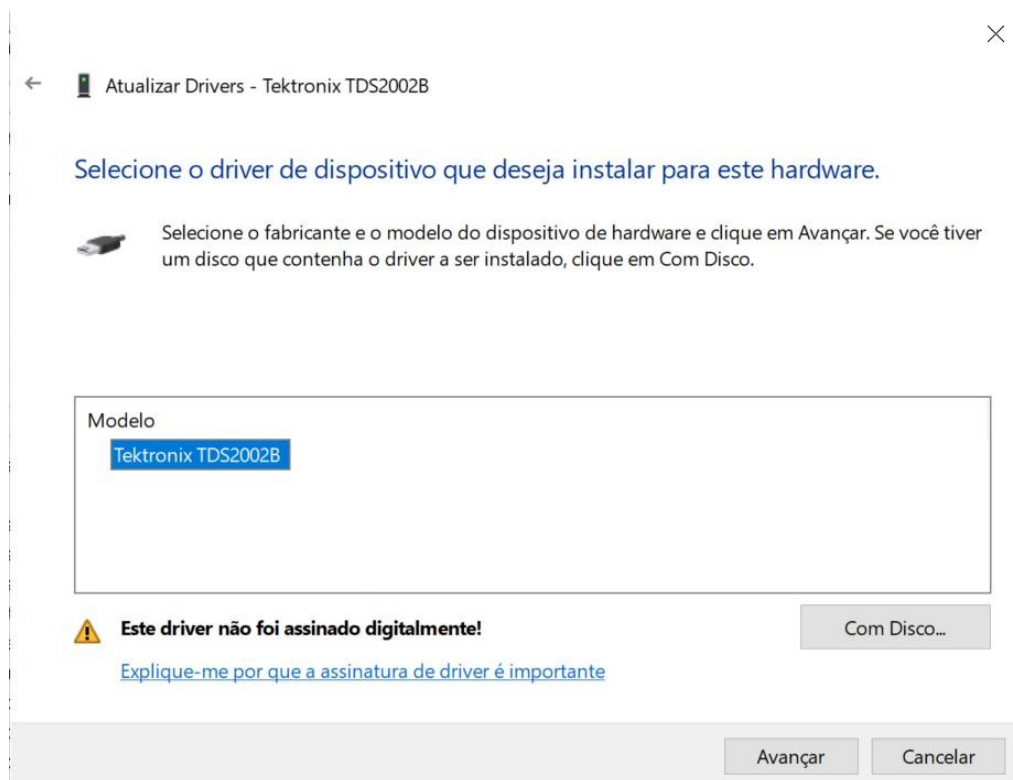
Passo 5: Selecione a opção "Permitir que eu escolha em uma lista de drivers disponíveis em meu computador".



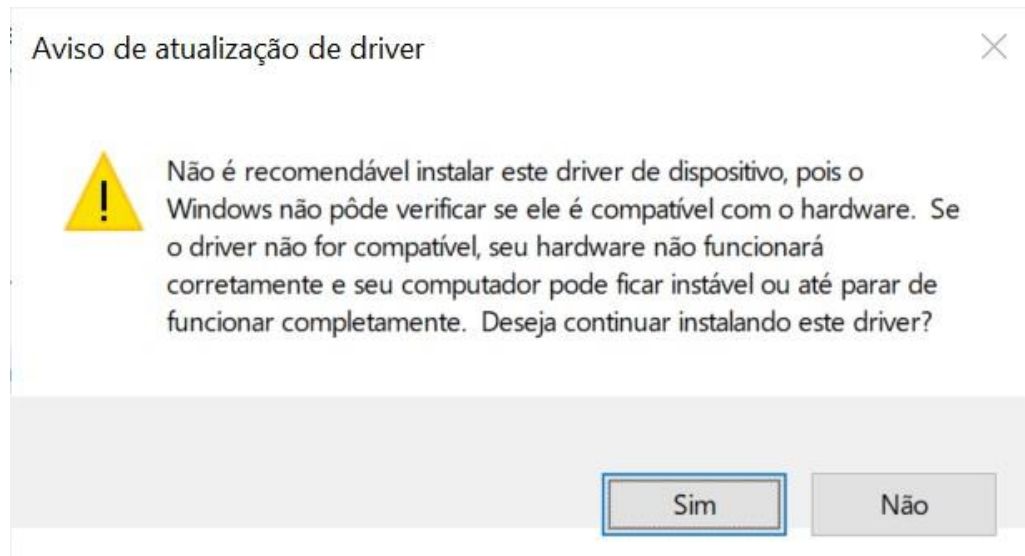
Passo 6: Clique em "Com disco".**Passo 7:** Clique em "Procurar" e localize o arquivo .inf do driver que você deseja instalar. Selecione o arquivo .inf e clique em "OK".



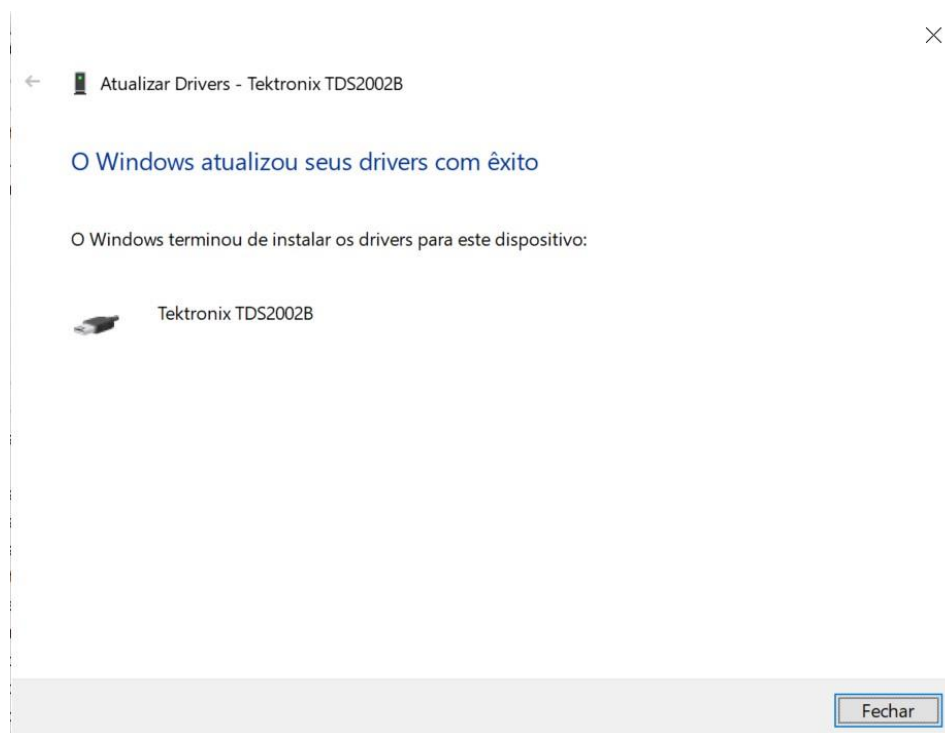
Passo 8: Se o driver aparecer na lista, selecione-o e clique em "Avançar".



Passo 9: Se receber um aviso indicando que o Windows não pode verificar a compatibilidade do driver, clique em "OK" para prosseguir com a instalação.



Passo 10: Aguarde até que o driver seja instalado. Uma vez concluído, o dispositivo deve aparecer na lista atualizada de dispositivos.



Arquivo INF

[Version]

Signature = "\$Windows NT\$"

Class = USBDevice

ClassGUID = {88BAE032-5A81-49f0-BC3D-A4FF138216D6}

```

Provider   = %ManufacturerName%
CatalogFile = WinUSBInstallation.cat
DriverVer  = 09/04/2012,13.54.20.543

; ===== Manufacturer/Models sections =====

[Manufacturer]
%ManufacturerName% = Standard,NTx86,NTia64,NTamd64

[Standard.NTx86]
%USB\MyCustomDevice.DeviceDesc% =
USB_Install,USB\VID_0699&PID_0364\C053882

[Standard.NTia64]
%USB\MyCustomDevice.DeviceDesc% =
USB_Install,USB\VID_0699&PID_0364\C053882

[Standard.NTamd64]
%USB\MyCustomDevice.DeviceDesc% =
USB_Install,USB\VID_0699&PID_0364\C053882

; ===== Class definition =====

[ClassInstall32]
AddReg = ClassInstall_AddReg

[ClassInstall_AddReg]
HKR,,,%ClassName%
HKR,,NoInstallClass,,1
HKR,,IconPath,%REG_MULTI_SZ%, "%systemroot%\system32\setupapi.dll,-
20"
HKR,,LowerLogoVersion,,5.2

```

```
; ===== Installation =====
```

```
[USB_Install]
```

```
Include = winusb.inf
```

```
Needs = WINUSB.NT
```

```
[USB_Install.Services]
```

```
Include = winusb.inf
```

```
Needs = WINUSB.NT.Services
```

```
[USB_Install.HW]
```

```
AddReg = Dev_AddReg
```

```
[Dev_AddReg]
```

```
HKR,,DeviceInterfaceGUIDs,0x1000,"00000000-0000-0000-0000-  
000000000000}"
```

```
; ===== Strings =====
```

```
[Strings]
```

```
ManufacturerName = "Tektronic TDS2002B"
```

```
ClassName = "Tektronic TDS2002B"
```

```
USB\MyCustomDevice.DeviceDesc = "Tektronix TDS2002B"
```