

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE MARINGÁ
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS
DEPARTAMENTO DE FÍSICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM FÍSICA

LILIAN NUNES PEREIRA

**DESENVOLVIMENTO E CARACTERIZAÇÃO DE SENSORES
MAGNETOELÉTRICOS BASEADOS EM COMPÓSITOS DE $\text{CoFe}_2\text{O}_4/\text{PZT}$ PARA
APLICAÇÕES EM MONITORAMENTO DE BIOSINAIS**

Maringá
2024

LILIAN NUNES PEREIRA

**DESENVOLVIMENTO E CARACTERIZAÇÃO DE SENSORES
MAGNETOELÉTRICOS BASEADOS EM COMPÓSITOS DE $\text{CoFe}_2\text{O}_4/\text{PZT}$ PARA
APLICAÇÕES EM MONITORAMENTO DE BIOSINAIS**

Tese apresentada à Universidade Estadual de Maringá, como requisito parcial para a obtenção do título de doutor.

Orientador(a): Dr. Luiz Fernando Cótica

Maringá
2024

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)
(Biblioteca Central - UEM, Maringá - PR, Brasil)

P436d

Pereira, Lilian Nunes

Desenvolvimento e caracterização de sensores magnetolétricos baseados em compósitos de CoFe₂O₄/PZT para aplicações em monitoramento de biosinais / Lilian Nunes Pereira. -- Maringá, PR, 2025.

229 f. : il. color., figs., tabs.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Fernando Cótica.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Maringá, Centro de Ciências Exatas, Departamento de Física, Programa de Pós-Graduação em Física, 2025.

1. Compósitos magnetoelétricos. 2. Sensores magnetoelétricos. 3. Monitoramento de biosinais. 4. Compósito de nanopartículas de ferrita de cobalto (CoFe₂O₄). 5. Compósito de fibras piezoelétricas (PZT). I. Cótica, Luiz Fernando, orient. II. Universidade Estadual de Maringá. Centro de Ciências Exatas. Departamento de Física. Programa de Pós-Graduação em Física. III. Título.

CDD 23.ed. 530.413

LILIAN NUNES PEREIRA

**DESENVOLVIMENTO E CARACTERIZAÇÃO DE SENSORES MAGNETOELÉTRICOS
BASEADOS EM COMPOSTOS DE CoFe_2O_4 /PZT PARA APLICAÇÕES EM
MONITORAMENTO DE BIOSINAIS**

Tese apresentada à Universidade Estadual de Maringá, como requisito parcial para a obtenção do título de doutor.

Aprovado em:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Luiz Fernando Cótica
Universidade Estadual de Maringá - PFI

Prof. Dr. Julio Cesar Agreira Pastoril
Centro Universitário Cidade Verde

Prof. Dr. Edson Roberto Arpini Miguel
Universidade Estadual de Maringá – DMD / FPP

Prof. Dr. Gustavo Sanguino Dias
Universidade Estadual de Maringá – PFI

Prof. Dr. Valdirlei Fernandes Freitas
Universidade Estadual de Maringá - PFI

Dedico este trabalho ao meu irmão
Wagner Nunes Pereira (*in memoriam*),
que sempre me mostrou que mesmo
com pouco, se pode chegar longe.
Saudades sem fim.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço aos meus pais, Israel Nunes Pereira e Neuza de Paula Pereira, pela força, sabedoria e por estarem sempre ao meu lado, apoiando-me incondicionalmente em todos os momentos de minha vida.

Agradeço imensamente ao meu orientador, Professor Dr. Luiz Fernando Cótica, por sua paciência, apoio e sabedoria, por me guiar nos longos e desafiadores caminhos trilhados durante a pesquisa, pela confiança e, sobretudo, pelos valiosos ensinamentos compartilhados comigo.

Agradeço ao Professor Dr. Ivair Aparecido dos Santos, pelos conselhos e insights preciosos que surgiram em nossas conversas e que contribuíram não só para minha pesquisa, mas também para minha vida pessoal.

Agradeço ao Professor Dr. Gustavo Sanguino Dias, por estar sempre disposto a ajudar e contribuir durante o desenvolvimento do meu trabalho, além de pela calma e paciência ao compartilhar seu conhecimento.

Gostaria de agradecer a todos os alunos do Grupo de Desenvolvimento de Dispositivos Multifuncionais pela união, amizade e pelo espírito coletivo de crescimento e compartilhamento de conhecimento, criando um ambiente ideal para o desenvolvimento de uma boa pesquisa.

Agradeço à minha companheira de vida, Fernanda Peron, pelo amor, carinho e paciência ao longo dessa jornada.

Por fim, agradeço à CAPES pela concessão do auxílio financeiro durante o período como estudante.

"Tente

*Levante sua mão sedenta e recomece a
andar*

*Não pense que a cabeça aguenta se
você parar*

Não, não, não, não, não, não

*Há uma voz que canta, há uma voz que
dança*

Uma voz que gira (gira) bailando no ar"

Raul Seixas, "Tente"

RESUMO

Pesquisas recentes têm se concentrado no desenvolvimento de compósitos, mais especificamente nos esquemas de conexão entre suas fases, com o objetivo de criar materiais com elevado efeito magnetoelétrico (EME). Esses compósitos, caracterizados pelo acoplamento entre fases magnéticas e elétricas, apresentam grande potencial para a detecção de sinais de baixa frequência e intensidade, tornando-se promissores para aplicações em monitoramento de biosinais e instrumentação de precisão. Neste trabalho, foram desenvolvidos dois sensores elaborados com um compósito de nanopartículas de ferrita de cobalto (CoFe_2O_4) e fibras piezoelétricas (PZT). Para a leitura de sinais de baixa intensidade e frequência pelos sensores, foi projetado um circuito baseado no amplificador de instrumentação AD620, além de um código em Python, fundamentado em um amplificador lock-in, para a análise desses sinais. As medições dielétricas realizadas demonstraram o comportamento estável dos compósitos, especialmente quando as fibras de PZT foram polarizadas, indicando que são adequados para a construção de sensores de sinais de baixa intensidade e frequência. Além disso, as curvas de histerese e a análise da dependência do coeficiente magnetoelétrico em relação a um campo magnético (H) revelaram uma correlação significativa com a tensão de pico ' E '. Esses resultados, obtidos em temperatura ambiente, destacam o forte acoplamento magnetoelétrico dos compósitos, um fator essencial para otimizar a sensibilidade dos sensores. As medições magnetoelétricas realizadas nos sensores desenvolvidos, Sensor 1 e Sensor 2, permitiram determinar suas frequências de ressonância, que resultaram em 82 kHz. Essa frequência foi então utilizada como excitação, aplicada por meio de uma bobina acoplada aos sensores. Os sensores foram avaliados com sinais oscilantes nas frequências de 125 Hz e 2 Hz, apresentando amplitudes de resposta de 0,15 mV e 0,11 mV, respectivamente, para um campo magnético AC de 0,1 Oe, o menor campo testado. As respostas espectrais indicam a capacidade dos sensores de captar sinais em frequências típicas de biosinais, como os de ECG e MCG. O circuito de leitura apresentou uma relação sinal-ruído (SNR) de 10 a 15, adequada para tais aplicações. Embora ainda não tenham sido testados na faixa de biosinais magnéticos em torno de 10 μT , os resultados obtidos com os sensores magnetoelétricos mostram-se promissores para futuros testes de leitura e análise desses sinais.

Palavras-chave: compósitos magnetoelétricos; sensores magnetoelétricos; monitoramento de biosinais; circuito de leitura; análise espectral.

ABSTRACT

Recent research has focused on the development of composites, particularly focusing on the connectivity schemes between their phases, with the goal of creating materials that exhibit a high magnetoelectric effect (ME). These composites, characterized by the coupling of magnetic and electric phases, demonstrate significant potential for detecting low-frequency and low-intensity signals, making them promising candidates for applications in biosignal monitoring and precision instrumentation. In this study, two sensors were developed using a composite of cobalt ferrite (CoFe_2O_4) nanoparticles and piezoelectric fibers (PZT). A readout circuit was designed based on the AD620 instrumentation amplifier, complemented by a Python code based on a lock-in amplifier for signal analysis, which enabled the detection of low-frequency, low-intensity signals from the sensors. Dielectric measurements confirmed the stable behavior of the composites, particularly when the PZT fibers were polarized, indicating their suitability for constructing sensors aimed at low-intensity and low-frequency signals. Furthermore, hysteresis curves and the analysis of the magnetoelectric coefficient's dependence on the magnetic field (H) revealed a significant correlation with the peak voltage α'_E . These results, obtained at room temperature, highlight the strong magnetoelectric coupling of the composites, a critical factor for optimizing sensor sensitivity. Magnetoelectric measurements of the developed sensors, designated as Sensor 1 and Sensor 2, facilitated the determination of their resonance frequencies, which were found to be 82 kHz. This frequency was subsequently used as excitation, applied through a coil coupled to the sensors. The sensors were evaluated with oscillating signals at frequencies of 125 Hz and 2 Hz, yielding response amplitudes of 0.15 mV and 0.11 mV, respectively, for an AC magnetic field of 0.1 Oe, the lowest field tested. The spectral responses indicate the sensors capability to capture signals at frequencies typical of biosignals, such as ECG and MCG. The readout circuit demonstrated a signal-to-noise ratio (SNR) of 10 to 15, which is suitable for such applications. Although the sensors have not yet been tested within the range of magnetic biosignals around 10 μT , the results obtained with the magnetoelectric sensors show promise for future tests in the reading and analysis of these signals.

Keywords: magnetoelectric composites; magnetoelectric sensors; biosignal monitoring; readout circuit; spectral analysis.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Sistema comercial MEG, possuindo 275 sensores Squids e 29 canais de referência [10].....	26
Figura 2 - Principais tipos de sensores magnéticos com suas respectivas faixas operacionais [22,23].....	29
Figura 3 - Configuração em paralelo de um sensor fluxgate. (a) Single core (de núcleo único), (b) Vaquier, (c) Föster, (d) Aschenbrenner e Gobau (núcleo em anel). Em cinza está representado o núcleo, e o enrolamento de detecção está laranja [26].....	31
Figura 4 - Comportamento da corrente em um sensor de efeito Hall, (a) sem a presença de campo magnético, (b) com a presença de campo magnético [27].....	32
Figura 5 - Número de artigos publicados com o termo "magnetoelctric" – Pesquisa realizada no Google Acadêmico [29].....	35
Figura 6 - Relação entre materiais multiferróicos e magnetoelétricos [39].....	40
Figura 7 - Esquema de elaboração do dispositivo laminar composto por discos de TERFENOL-D e PZT [48].....	44
Figura 8 - Comparação do coeficiente ME entre quatro grupos de materiais multiferróicos e ME [49].....	45
Figura 9 - Estrutura da Perovskita, comum em materiais PZT [57].....	48
Figura 10 - Princípio da magnetostrição: a) Variação do comprimento da barra em resposta ao campo magnético H; b) Relação entre $\Delta L/L$ e o campo magnético H [62].....	51
Figura 11 - a) Estrutura em espinélio em sítios tetraédricos (amarelo), octaédricos (verde) e átomos de oxigênio (vermelho). b) Estrutura de espinélio normal. c) Estrutura de espinélio inversa [67].....	53
Figura 12 - Padrões de conectividade para compósitos difásicos [72].....	55
Figura 13 - Ilustração de esquema de conectividade mais comuns em compósitos nanoparticulados: a) (0-3) nanocompósitos particulados dispostos em uma matriz de outra	

fase; (2-2) heteroestruturas laminares com camadas alternadas de fases diferentes; c) (1-3) heteroestrutura vertical com nanopilares monofásicos dispersos em uma matriz de outra fase [73].....	55
Figura 14 - (a) Comparação em tamanho de uma válvula eletrônica e seu equivalente para o seu correspondente moderno o chip e transistores. (b) Amplificador de áudio valvulado popular com detalhe para válvulas e seus transformadores de alta tensão. (c) Esquemático típico de uma válvula eletrônica [81].....	59
Figura 15 - Estrutura básica de um microcontrolador genérico [87].....	60
Figura 16 - (a) Arquitetura Von Neumann; (b) Arquitetura de Harvard, detalhe para o barramento de endereço e dados dedicados para ligar a CPU diretamente à memória [88].....	62
Figura 17 - a) Sinal senoidal na forma contínua. b) Sinal senoidal na forma discreta amostrado com 64 pontos.....	65
Figura 18 - Modelo de um conversor analógico digital genérico [96].....	68
Figura 19 - Frequência máxima de amostragem para os algoritmos de conversores analógicos digitais do tipo: delta sigma ($\Delta\Sigma$), aproximação sucessiva (SAR) e pipeline flash [96].....	69
Figura 20 - a) Diagrama de blocos para a conversão de um sinal contínuo no tempo, para um discretizado. b) Amostragem com dois intervalos de tempos diferentes, $T = T_1$ e $T = 2T_1$. c) Representação das saídas amostradas, discretas, correspondentes [92].....	71
Figura 21 - a) Forma contínua de uma senoide de 1 Hz. b) Forma discretizada da senoide de 1 Hz com 64 pontos. c) Forma contínua de uma senoide de 50 Hz. d) Forma discretizada da senoide de 50 Hz com 64 pontos.....	72
Figura 22 - Amostragem de uma senoide de 150 Hz com diferentes frequências de amostragem [98].....	74
Figura 23 - Curva em preto: sinal original. Curva em vermelho: sinal amostrado com <i>aliasing</i>	

[98].....	74
Figura 24 - Representação de uma tensão periódica no domínio do tempo [88].....	76
Figura 25 - Representações do domínio do tempo e do domínio da frequência em uma análise espectral [100].....	77
Figura 26 - Sinal de uma onda quadrada [99].....	79
Figura 27 - Valores dos coeficientes de Fourier calculados: a) com aplicação de 3 harmônicas, b) com a aplicação de 5 harmônicas, c) com a aplicação de 21 harmônicas, e d) com a aplicação de 51 harmônicas [99].....	80
Figura 28 - Espectro de sinal de um sensor de vibração [103].....	82
Figura 29 - a) Sinal em estudo, $x(t)$, b) espectro do sinal, $X(\omega)$, c) sinal $x(t)$ com downsampling com fator $M = 2$, e d) espectro do sinal com downsampling [104].....	85
Figura 30 - a) Sinal com fator de downsampling $M > 2$, b) espectro do sinal com downsampling com efeito de aliasing [104].....	86
Figura 31 - a) Sinal em análise, b) espectro com a aplicação do <i>upsampling</i> [104].....	87
Figura 32 - Exemplo de aplicação da técnica de <i>zero-padding</i> , onde a curva em vermelho corresponde a FFT sem a técnica, e a curva em azul com a aplicação da técnica.....	89
Figura 33 - a) Sinal original $x(t)$, b) diferentes tipos de função janela aplicadas ao sinal original.....	93
Figura 34 - Relação da resolução do espectro de frequência com a aplicação de algumas funções janela.....	95
Figura 35 - Sistemas de filtragem comumente utilizados. (a) Passa baixa; (b) Passa alta; (c) Passa banda; (d) Rejeita banda [112].....	96
Figura 36 - Topologia básica de um filtro FIR [115].....	97
Figura 37 - Comparativo da aplicação de um filtro do tipo FIR com frequência de corte em 1200 kHz, com diferentes tipos de função janela [117].....	99
Figura 38 - Exemplo de filtro passa baixa FIR elaborado via janela retangular e frequência de	

corte em 2,5 kHz.....	100
Figura 39 - Topologia de um filtro IIR [115].....	101
Figura 40 - Comparativo das funções de aproximação para um filtro passa baixa IIR, com frequência de corte em 2000 Hz [117].....	102
Figura 41 - Gráfico atenuação pela frequência do exemplo de filtro passa baixa IIR, com frequência de corte em 2,5 kHz.....	104
Figura 42 - Densidade espectral para sinais biomagnéticos medidos por magnetocardiografia (MCG), magnetoencefalografia (MEG), magnetomiografia (MMG), magnetoneurografia (MNG) e a magnetoespinoграфия (MSG) [118].....	106
Figura 43 - Posicionamento do coração humano [17].....	107
Figura 44 - Processo de despolarização (entrada de íons de Na ⁺), e repolarização (saída de íons de K ⁺) [17].....	109
Figura 45 - Mapa de um magnetocardiograma (MCG) com a forma de onda de um sinal cardíaco, e a densidade de corrente que flui no miocárdio para a geração do campo magnético. [149].....	110
Figura 46 - Fluxograma com o processo de elaboração dos Sensores magnetoelétricos.....	115
Figura 47 - Sequência para a montagem das sondas. a) Sensor preparado para o encapsulamento com uma janela em acrílico. b) Sensor encapsulado e pronto para receber a soldagem do cabo.....	116
Figura 48 - Construção final das sondas com o cabo RG 316. a) Sensor 1 marcado em azul, e b) Sensor 2 marcado em verde. Ambos com a conexão final com conector BNC.....	117
Figura 49 - Diagrama do aparato experimental para o procedimento de polarização das fibras de PZT do sensor magnetoelétrico.....	118
Figura 50 - Diagrama esquemático do sistema RLC para as medições da constante real dielétrica e tangente de perda dielétrica.....	120

Figura 51 - Diagrama de blocos para as medições magnetoelétricas, com o sensor devidamente posicionado no interior de uma bobina e entre os pólos de um eletroímã.....	121
Figura 52 - Orientação do campo magnético constante, H_{DC} , e do campo magnético alternado, H_{AC} , com relação às fibras de PZT do sensor. a) Vista superior das fibras, e b) perspectiva lateral das mesmas.....	122
Figura 53 - Diagrama esquemático do módulo contendo o amplificador AD620.....	125
Figura 54 - Diagrama do circuito elaborado para pré-amplificação e leitura.....	127
Figura 55 - a) circuito de leitura com o circuito de alimentação. b) aspecto do protótipo final com os conectores BNC para a entrada e saída do sinal.....	128
Figura 56 - Montagem final da bobina excitadora para os Sensores magnetoelétricos.....	130
Figura 57 - Aspecto final de a) bobina enrolada manualmente, e b) voice coil, bobina de alto-falante, ambas conectadas a um cabo com terminação do tipo “banana” para a injeção do sinal.....	132
Figura 58 - Ganho de tensão em malha aberta para o amplificador TDA2002 [127].....	133
Figura 59 - a) Circuito de aplicação do amplificador de potência TDA2002 utilizado. b) Montagem final com entrada de sinais e saída amplificada.....	134
Figura 60 - Curva de extrapolação para a determinação da amplitude e do campo mínimo em 2Hz.....	135
Figura 61 - Medição da constante real dielétrica dos sensores 1 e 2 sem polarização.....	137
Figura 62 - Medição da constante real dielétrica dos sensores 1 e 2 polarizados.....	138
Figura 63 - Medição da tangente de perda dos sensores 1 e 2, sem polarização.....	139
Figura 64 - Medição da tangente de perda dos sensores 1 e 2, polarizados.....	139

Figura 65 - Sensor 1 sem polarização e sem aplicação do campo H_{DC} , com o sensor posicionado paralelo e perpendicular ao campo.....	142
Figura 66 - Dependência do campo magnético estático com o coeficiente α'_E para o Sensor 1 polarizado.....	144
Figura 67 - Loops magnetoelétricos para o Sensor 1 polarizado no plano.....	145
Figura 68 - Loops magnetoelétricos para o Sensor 1 polarizado fora do plano.....	145
Figura 69 - Coeficientes magnetoelétricos em função da frequência do campo magnético de excitação para o Sensor 1 e 2.....	148
Figura 70 - Comparação dos sinais em 125 Hz com relação à excitação com frequência de ressonância de 82 kHz, e com a excitação de 1 kHz, para o Sensor 1.....	149
Figura 71 - Comparação dos sinais em 125 Hz com relação à excitação com frequência de ressonância de 82 kHz, e com a excitação de 1 kHz, para o Sensor 2.....	150
Figura 72 - Comparação dos sinais em 2 Hz com relação à excitação com frequência de ressonância de 82 kHz, e com a excitação de 1 kHz, para o Sensor 1.....	150
Figura 73 - Comparação dos sinais em 2 Hz com relação à excitação com frequência de ressonância de 82 kHz, e com a excitação de 1 kHz, para o Sensor 2.....	151
Figura 74 - Subtração das amplitudes da leitura do Sensor 1 para o sinal senoidal em 125 Hz. a) Leitura do sinal com amplitude de 1,5 V, e b) Leitura do sinal com amplitude de 200 mV.....	153
Figura 75 - Comparação dos sinais de leitura reconstruídos e normalizado para o Sensor 1.....	154
Figura 76 - Subtração das amplitudes da leitura do Sensor 2 para o sinal senoidal em 125 Hz. a) Leitura do sinal com amplitude de 1,5 V, e b) Leitura do sinal com amplitude de 200 mV.....	155
Figura 77 - Comparação dos sinais de leitura reconstruídos e normalizado para o Sensor 2.....	156
Figura 78 - Subtração das amplitudes da leitura do Sensor 1 para o sinal senoidal em 2 Hz.	

a) Leitura do sinal com amplitude de 1,5 V, e b) Leitura do sinal com amplitude de 350 mV.....	158
Figura 79 - Comparação dos sinais de leitura reconstruídos e normalizado para o Sensor 1.....	159
Figura 80 - Subtração das amplitudes da leitura do Sensor 2 para o sinal senoidal em 2 Hz.	
a) Leitura do sinal com amplitude de 1,5 V, e b) Leitura do sinal com amplitude de 350 mV.....	160
Figura 81 - Comparação dos sinais de leitura reconstruídos e normalizado para o Sensor 2.....	161
Figura 82 - Relação entre as amplitudes, média e RMS normalizadas, e a distância, para a leitura do Sensor 1 do sinal em 125 Hz.....	162
Figura 83 - Relação entre as amplitudes, média e RMS normalizadas, e a distância, para a leitura do Sensor 2 do sinal em 125 Hz.....	163
Figura 84 - Relação entre a amplitude RMS normalizada, e a distância, para a leitura do Sensor 1 do sinal em 2 Hz.....	164
Figura 85 - Relação entre a amplitude RMS normalizada, e a distância, para a leitura do Sensor 2 do sinal em 2 Hz.....	165
Figura 86 - Espectros de frequência para a leitura do Sensor 1, para o sinal em 125 Hz, comparando as diferentes amplitudes do sinal.....	167
Figura 87 - Espectros de frequência para a leitura do Sensor 2, para o sinal em 125 Hz, comparando as diferentes amplitudes do sinal.....	167
Figura 88 - Espectros de frequência para a leitura do Sensor 1, para o sinal em 2 Hz, comparando as diferentes amplitudes do sinal.....	169
Figura 89 - Espectros de frequência para a leitura do Sensor 2, para o sinal em 2 Hz, comparando as diferentes amplitudes do sinal.....	170

Figura 90 - Espectros de frequência para a leitura do Sensor 1, para o sinal em 125 Hz com amplitude de 1,5 V, comparando as magnitudes dos sinais para as medições Fonte x Sensor.....	171
Figura 91 - Espectros de frequência para a leitura do Sensor 2, para o sinal em 125 Hz com amplitude de 1,5 V, comparando as magnitudes dos sinais para as medições Fonte x Sensor.....	172
Figura 92 - Espectros de frequência para a leitura do Sensor 1, para o sinal em 2 Hz com amplitude de 1,5 V, comparando as magnitudes dos sinais para as medições Fonte x Sensor.....	172
Figura 93 - Espectros de frequência para a leitura do Sensor 2, para o sinal em 2 Hz com amplitude de 1,5 V, comparando as magnitudes dos sinais para as medições Fonte x Sensor.....	173
Figura A1.1 - Circuito da fonte de tensão utilizada para circuito de leitura e pré-amplificação.....	197
Figura A2.1 - Curvas de calibração comparando os valores medidos da bobina manual pelo gaussímetro Arduino e pelo gaussmeter da Lake Shore.....	199
Figura A2.2 - Representação tridimensional do campo magnético gerado pela bobina manual com a injeção de um sinal senoidal em 125 Hz de frequência e 1,5 V de amplitude.....	199
Figura A2.3 - Espectro de frequências da bobina manual para o sinal em 125 Hz.....	200
Figura A2.4 - Espectro de frequências da bobina manual para o sinal em 2 Hz.....	201
Figura A2.5 - Espectro de frequências da bobina voice coil para o sinal em 2 Hz.....	201
Figura A2.6 - Espectrograma para a bobina manual com o sinal em 125 Hz.....	203
Figura A2.7 - Espectrograma para a bobina manual com o sinal em 2 Hz.....	203
Figura A3.1 - Diagrama de blocos de um amplificador lock-in [140].....	211

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Propriedades típicas de cerâmicas piezoelétricas Navy Type 5A [59].....	49
Tabela 2 - Complexidade computacional da DFT com relação a FFT para N amostras.....	81
Tabela 3 - Parâmetros para o ciclo de polarização de polarização dos Sensores 1 e 2, respectivamente.....	118
Tabela 4 - Valores de ganhos calculados para o amplificador de instrumentação AD620.....	128
Tabela 5 - Valores do campo alternado gerado pela bobina fonte de campo eletromagnético para frequências e amplitudes selecionadas.....	134
Tabela 6 - Configuração das medições do coeficiente magnetoelétrico, para os Sensores 1 e 2, para o regime de baixo e alto campo magnético.....	143

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

EME	Efeito magnetoelétrico
MCG	Magnetocardiograma
SNR	Relação sinal-ruído
ASC	Capacidade específica de aplicação
ITU	União internacional de telecomunicações
ECG	Eletrocardiograma
SCM	Sensores de campo magnético
fem	Força eletromotiz
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
PZT	Titanato de zirconato de chumbo
FE	Ferroelétrico
FM	Ferromagnético
ME	Magnetoelétrico
MCU	Microcontroller unit
CPU	Central processing unit
ARM	Advanced RISC machine
CISC	Complex instruction set computer
RISC	Reduced instructions set computer
DMA	Direct memory acces
DSP	Digital signal processing
FPGA	Field programmable gate arrays
ASIC	Application specifc integrated circuit
DFT	Discrete Fourier transform

FFT	Fast Fourier transform
A/D	Analógico digital
DC	Direct current
EEG	Eletroencefalograma
FIR	Finite impulse response
IIR	Infinite impulse response
MMG	Magnetomiografia
MNG	Magnetoneurografia
MSG	Magnetoespionografia
PPTFE	Poli(perfluoroetileno)
RF	Radio frequência
CMRR	Common mode rejection ratio
AC	Alternating current
RMS	Root mean square
PSD	Phase sensitive detector
SAR	Successive approximation register

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	25
2. OBJETIVOS.....	34
2.1 GERAIS.....	34
2.2 ESPECÍFICOS.....	34
3. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	35
3.1 MATERIAIS MULTIFUNCIONAIS.....	35
3.1.1 O EFEITO MAGNETOELÉTRICO (EME).....	36
3.1.2 MATERIAIS MAGNETOELÉTRICOS E MULTIFERRÓICOS.....	39
3.1.3 COMPÓSITOS MAGNETOELÉTRICOS.....	42
3.1.3.1 COMPÓSITOS PARTICULADOS/GRANULADOS.....	42
3.1.3.2 COMPÓSITOS LAMINARES.....	43
3.1.4 MATERIAIS PIEZOELÉTRICOS.....	46
3.1.4.1 A FASE PIEZOELÉTRICA E O PZT THE NAVY TYPE II 5A.....	48
3.1.5 MATERIAIS MAGNETOSTRITIVOS.....	49
3.1.5.1 A FERRITA DE COBALTO (CoFe ₂ O ₄) E SUA FASE MAGNETOSTRITIVA.....	51
3.1.6 PRODUÇÃO DE COMPÓSITOS E ESQUEMAS DE CONECTIVIDADE.....	53
3.2 MICROCONTROLADORES DE ALTO DESEMPENHO E A INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA VOLTADA PARA A AMOSTRAGEM DE SENSORES.....	56
3.2.1 MICROCONTROLADORES.....	57
3.2.2 ARQUITETURA DOS MICROCONTROLADORES.....	61
3.2.3 ANÁLISE DE SINAIS.....	64
3.2.3.1 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS.....	66
3.2.3.1.1 CONVERSORES ANALÓGICOS DIGITAIS.....	67

3.2.3.1.2 AMOSTRAGEM DE SINAIS.....	70
3.2.3.1.2.1 O TEOREMA DE NYQUIST.....	73
3.2.3.1.3 ANÁLISE ESPECTRAL.....	76
3.2.3.1.3.1 SUBAMOSTRAGEM E SUPERAMOSTRAGEM.....	82
3.2.3.1.3.2 A TÉCNICA DE ZERO-PADDING.....	87
3.2.3.1.3.3 TÉCNICAS DE JANELAMENTO.....	90
3.2.3.1.4 SISTEMAS DE FILTRAGEM.....	95
3.2.3.1.4.1 FILTROS DIGITAIS DE RESPOSTA FINITA AO IMPULSO – FIR.....	96
3.2.3.1.4.2 FILTROS DIGITAIS DE RESPOSTA AO IMPULSO INFINITO – IIR.....	100
3.3 ANÁLISE E INTERPRETAÇÃO DE SINAIS BIOMAGNÉTICOS.....	104
3.3.1 ANATOMIA DO CORAÇÃO E A TÉCNICA DE MAGNETOCARDIOGRAFIA (MCG).....	106
4. MATERIAIS E MÉTODOS.....	112
4.1 PROCESSO DE ELABORAÇÃO DOS SENSORES MAGNETOTELÉTRICOS.....	112
4.1.1 A FERRITA DE COBALTO.....	112
4.1.2 PREPARAÇÃO DO COMPÓSITO E DAS FIBRAS DE PZT.....	113
4.2 FABRICAÇÃO DA SONDA PARA O SENSOR MAGNETOTELÉTRICO.....	115
4.3 CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA E MAGNETOLÉTRICA DOS SENSORES.....	117
4.3.1 POLARIZAÇÃO DAS FIBRAS DE PZT.....	117
4.3.2 MEDIÇÕES DA CONSTANTE REAL DIELÉTRICA E A TANGENTE DE PERDA.....	119
4.3.3 MEDIÇÕES DO COEFICIENTE MAGNETOELÉTRICO.....	120
4.4 DESENVOLVIMENTO DO CIRCUITO ELETRÔNICO PARA A LEITURA DE SINAIS.....	123

4.4.1 CIRCUITO DE PRÉ AMPLIFICAÇÃO E LEITURA.....	123
4.4.2 BOBINA EXCITADORA E BOBINA FONTE DE CAMPO ELETROMAGNÉTICO.....	129
4.5 AQUISIÇÃO DE SINAIS.....	135
5 RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	137
5.1 CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA E MAGNETOLÉTRICA DOS SENSORES.....	137
5.1.1 MEDIÇÕES DA PERMISSIVIDADE DIELÉTRICA E A TANGENTE DE PERDA.....	137
5.1.2 MEDIÇÕES MAGNETOELÉTRICAS.....	141
5.1.3 MEDIÇÕES DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DOS SENSORES.....	146
5.2 PROCESSAMENTO DE SINAIS DO CIRCUITO DE PRÉ-AMPLIFICAÇÃO E LEITURA.....	151
5.2.1 ANÁLISE DOS SINAIS DE CAMPO AC EM 125 HZ.....	151
5.2.2 ANÁLISE DOS SINAIS DE CAMPO AC EM 2 HZ.....	156
5.2.3 ANÁLISE DOS SINAIS DOS SENSORES EM FUNÇÃO DA DISTÂNCIA DA FONTE DE CAMPO AC.....	161
5.3 ANÁLISE ESPECTRAL DOS SINAIS.....	165
5.4 AVALIAÇÃO DA RELAÇÃO SINAL RUÍDO (SNR) DO CIRCUITO DE PRÉ- AMPLIFICAÇÃO E LEITURA.....	174
6. CONCLUSÃO.....	177
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	179
ANEXO 1: FONTE DE TENSÃO.....	196
ANEXO 2: ESTUDO DA DISTRIBUIÇÃO MAGNÉTICA E RUÍDO NAS BOBINAS FONTE DE CAMPO MAGNÉTICO.....	198

ANEXO 3: DESENVOLVIMENTO DO CÓDIGO EM PYTHON PARA O PROCESSAMENTO DOS SINAIS DE LEITURA.....	210
ANEXO 4: CÓDIGO DESENVOLVIDO PARA A ANÁLISE DO SNR.....	226
ANEXO 5: PUBLICAÇÕES E TRABALHOS APRESENTADOS.....	228

1. INTRODUÇÃO

Pesquisas recentes [1,2,3] têm se concentrado na elaboração e aprimoramento de compósitos e esquemas de conectividade para o desenvolvimento de sensores miniaturizados que exibem o efeito magnetoelétrico (EME). Esses sensores, também conhecidos como multifuncionais devido ao acoplamento cruzado entre propriedades magnéticas e elétricas [4], possuem a capacidade de detectar campos magnéticos extremamente baixos, na ordem de pico Tesla, operando em temperatura ambiente. Os sensores multifuncionais demonstram alta sensibilidade em temperatura ambiente, aproximadamente 10^{-8} G, em uma faixa de frequência de 10^{-3} Hz a 10^5 Hz, com a tensão EME permanecendo estável mesmo em condições de frequências extremamente baixas [5,6]. Essas características posicionam estes sensores como ideais para o monitoramento e diagnóstico de sinais biomagnéticos, incluindo exames de magnetocardiograma (MCG) e magnetoencefalograma (MEG) [7,8,9]. Para a detecção de biosinais em diagnósticos cardíacos e cerebrais, é essencial que os sensores operem em frequências de 0,1 Hz a 100 Hz. Atualmente, os dispositivos mais utilizados são os Squids (do inglês superconducting quantum interference devices, ou, em português, dispositivos supercondutores de interferência quântica), que, apesar de possuírem a sensibilidade adequada, apresentam um alto custo de aquisição, operação e manutenção. Além disso, requerem temperaturas criogênicas de 4,2 K (-268,85 °C) e alto consumo energético. A Figura 1 ilustra um equipamento comercial de magnetoencefalografia (MEG), destacando a localização dos sensores Squids ao redor do “capacete” onde a cabeça do paciente é posicionada. Existem diversos tipos de máquinas MEG comerciais, inclusive adaptadas para exames em bebês ainda no útero.

Figura 1: Sistema comercial MEG, possuindo 275 sensores Squids e 29 canais de referência [10].



Atualmente, há uma demanda crescente por diagnósticos na área biomédica que exijam baixo custo de fabricação, operação e manutenção, bem como flexibilidade no uso e rápida obtenção de resultados [10]. Nesse contexto, os sensores EME, constituídos principalmente pelo acoplamento de fases piezoelétricas e magnetoestríctivas, oferecem vantagens econômicas e operacionais, além de não necessitarem de salas especiais com blindagens para funcionamento. O desenvolvimento de sensores EME envolve o projeto analítico de circuitos para interface e processamento de sinais, o que é essencial para monitorar sinais muito baixos e/ou ruidosos. Sistemas embarcados microcontrolados, programados para realizar tarefas específicas durante o monitoramento dos sinais do paciente, são frequentemente utilizados [11,12,13]. No entanto, a detecção de sinais elétricos e magnéticos dos tecidos humanos enfrenta restrições relacionadas ao nível de ruído, à baixa intensidade de frequência e à medição em áreas pequenas [13,14].

Para mitigar esses desafios, é fundamental eliminar os ruídos de fundo de equipamentos elétricos e da rede elétrica. Engelhardt et al. (2022) [14] destacam a importância de equilibrar a relação sinal-ruído (SNR – Signal to Noise Ratio) ou capacidade específica de aplicação (ASC) para desenvolver um modelo adaptável ao uso clínico. Além disso, sugerem a aplicação das normas da União Internacional de Telecomunicações (ITU) para qualificar sistemas de sensores MCG, que são:

- **Sensores de qualidade nível um** são capazes de realizar todas as avaliações de rotina sem esforço, garantindo que cada detalhe do sinal medido seja claramente visível e livre de ruído. Estes sensores são ideais para aplicações que exigem alta precisão e detalhamento minucioso do sinal.
- **Sensores de qualidade nível dois** são adequados para a maioria das avaliações clínicas comuns. Embora possam não capturar pequenos detalhes do sinal, fornecem informações suficientes para diagnósticos clínicos regulares.
- **Sensores de qualidade nível três** são limitados a diagnósticos menos detalhados do magnetocardiograma (MCG). Esses sensores são úteis para avaliações onde o detalhe fino não é crítico.
- **Sensores de qualidade nível quatro** não são adequados para diagnósticos médicos devido ao elevado nível de ruído que acompanha o sinal medido. Esses sensores podem ser usados em aplicações não críticas onde a precisão e a clareza do sinal não são essenciais.

Partindo dessa premissa, Engelhardt et al. (2022) sugerem a avaliação de diversos sistemas de sensoriamento de biosinais utilizando sensores multifuncionais de EME, com o objetivo de promover melhorias e aprimoramentos. Para validar as

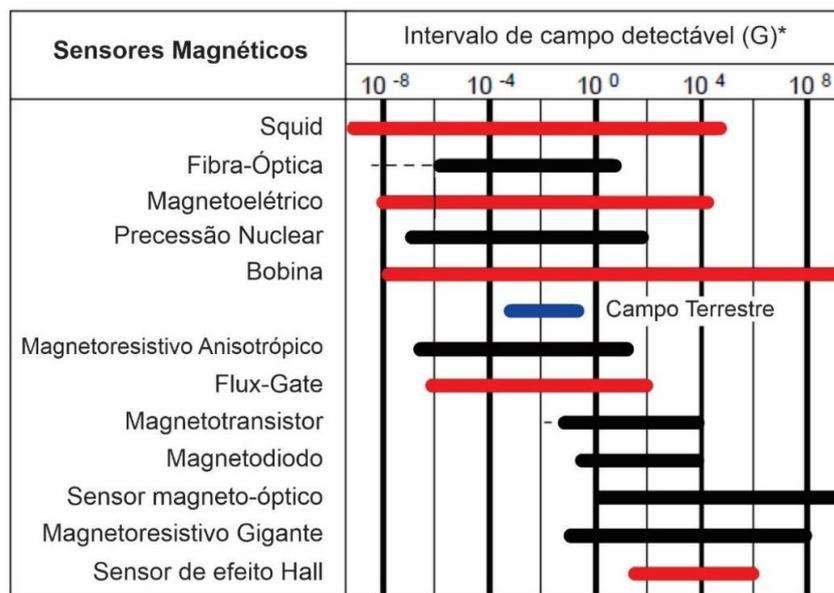
colocações de Engelhardt et al. (2022) e as considerações sobre a relação sinal-ruído nos sistemas de sensoriamento de biosinais, é fundamental compreender a dinâmica da geração de sinais elétricos e magnéticos em tecidos vivos, bem como a importância da complementaridade dos exames de MCG e ECG nos diagnósticos de doenças cardíacas [14,15].

No organismo humano, existe uma vasta gama de células interconectadas, cada uma com campos elétricos e magnéticos intrínsecos que se manifestam em sistemas fisiológicos, desde os mais básicos até os mais complexos [16]. Segundo Malmivuo e Plonsey (1995), a medição de um campo elétrico ou magnético refere-se, essencialmente, aos sinais produzidos pelos tecidos vivos. No caso do MCG, a medição concentra-se na variação da direção do vetor de indução magnética, capturando com precisão o processo eletrofisiológico de despolarização e repolarização das células do músculo cardíaco [17]. Essa abordagem ressalta a importância do diagnóstico conjunto de MCG e ECG, especialmente em condições como infarto do miocárdio [18] e lesões de oclusão arterial coronariana [19], onde o diagnóstico pode ser inconsistente, reforçando o uso combinado das duas técnicas em análises clínicas [20].

Ao abordar os sensores de campo magnético (SCM), é crucial diferenciá-los em dois grandes grupos: (i) sensores de campo magnético vetoriais, que medem componentes vetoriais, e (ii) sensores de campo magnético escalares, que medem a magnitude do campo, mas não sua direção. Além disso, os SCM podem ser aplicados de forma direta ou indireta. No modo direto, os sensores medem o campo magnético terrestre e realizam a gravação e leitura de fitas e discos, entre outras aplicações. Indiretamente, utilizam o campo magnético para detectar sinais não magnéticos, como a comutação sem contato e a detecção de deslocamentos lineares e angulares [21,9].

Para categorizar os tipos de sensores magnéticos, é possível mencionar tecnologias mais antigas, como interruptores do tipo reed switch, sensores de relutância, sensores de fluxo magnético, indutores e dispositivos de efeito Hall. Por outro lado, os SCM com aplicações mais recentes incluem sensores magnetoresistivos anisotrópicos, com intervalo de detecção de 10^{-7} G a 10 G; sensores de magnetoresistência gigante, com intervalo de detecção de 10^{-1} G a 10^8 G; e sensores magnetoelétricos, com intervalo de detecção de 10^{-8} G a 10^4 G [22,23]. A Figura 2 organiza os principais tipos de SCM e seus respectivos intervalos de campo detectável, destacando em vermelho os sensores discutidos ao longo do texto e, em azul, o intervalo correspondente ao campo magnético terrestre.

Figura 2: Principais tipos de sensores magnéticos com suas respectivas faixas operacionais [22,23].



*Nota: 1 gauss = 10^{-4} tesla

De acordo com a Figura 2, os SCM que operam em intervalos inferiores a 10^{-6} gauss são classificados como sensores de baixo campo magnético, sendo amplamente utilizados em aplicações médicas e militares. Nessa faixa de intensidade,

destacam-se os SQUIDs. Esses dispositivos funcionam com base na junção de Josephson, que consiste em dois supercondutores conectados e separados por uma barreira fina, através da qual flui a corrente de Josephson. Este fenômeno foi previsto em 1962 pelo físico britânico Brian David Josephson, cujas pesquisas fundamentam o funcionamento desses dispositivos [22]. Os SQUIDs apresentam várias vantagens, incluindo a capacidade de medir campos magnéticos, gradientes de campo, tensão e susceptibilidade magnética. Devido à sua alta sensibilidade, são capazes de detectar sinais biomagnéticos cerebrais e cardíacos [10]. No entanto, para realizar essas medições, o sistema que utiliza a junção de Josephson deve operar imerso em hélio líquido, o que torna a produção e o uso dos SQUIDs dispendiosos.

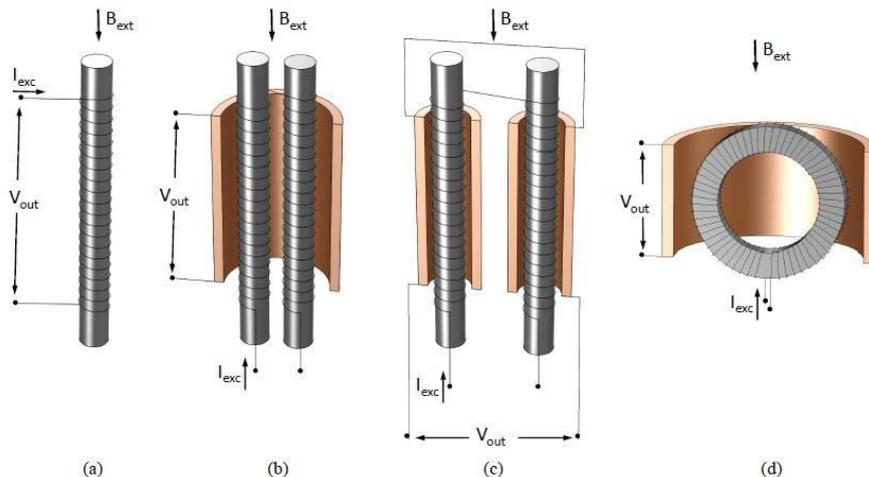
Outro tipo comum de sensor é o do tipo bobina, que opera com base no princípio da Lei da Indução de Faraday. Conforme expressa a Equação 1, a tensão induzida na bobina, ou força eletromotriz (fem) induzida, é proporcional à taxa de variação do campo magnético que atravessa a bobina.

$$\varepsilon = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (1)$$

Para abranger todo o intervalo de campo detectável, conforme ilustrado na Figura 2, que varia de 10^{-8} gauss a 10^8 gauss, é necessário considerar integralmente o valor da sensibilidade, a qual depende dos parâmetros de permeabilidade do núcleo, da área da bobina e da quantidade de espiras da bobina. Para observar o princípio da Indução de Faraday nesses sensores, a bobina deve estar imersa em um campo magnético variável ou se mover através dele. Essa condição implica que os sensores do tipo bobina são eficazes para detectar campos estáticos ou que variam lentamente [22].

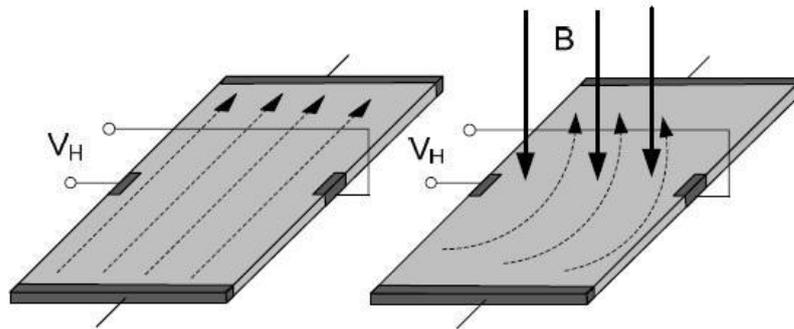
Seguindo a sequência destacada na Figura 1, temos os sensores do tipo fluxgate, que medem campos magnéticos de corrente contínua (CC) e de baixa frequência em corrente alternada (CA), operando em uma faixa de 10^{-6} G a 1 G [24,25]. Sendo um dispositivo de estado sólido, o fluxgate possui uma geometria preferencial em formato de anel, com um núcleo de material magnético macio. Durante seu funcionamento, o material do núcleo é periodicamente saturado pela excitação do campo magnético, e seu formato toroidal torna essa excitação mais eficaz. Externamente à parte do núcleo com o enrolamento de excitação, há outra bobina, a de detecção, que é sensível às variações do fluxo magnético. A configuração mais comum de um sensor fluxgate é a paralela, na qual o campo externo e o campo de excitação estão na mesma direção. A Figura 3 ilustra a configuração de um sensor fluxgate do tipo paralelo, destacando o núcleo em cinza e o enrolamento de detecção em laranja [26]. As indicações na Figura 3 de B_{ext} , I_{exc} e V_{out} correspondem, respectivamente, ao campo magnético externo, à corrente de excitação e à tensão de saída.

Figura 3: Configuração em paralelo de um sensor fluxgate. (a) Single core (de núcleo único), (b) Vaquier, (c) Föster, (d) Aschenbrenner e Gobau (núcleo em anel). Em cinza está representado o núcleo, e o enrolamento de detecção está laranja [26].



Dando continuidade à lista de sensores de campo magnético, abordamos os sensores de efeito Hall. Um sensor de efeito Hall é um dispositivo semicondutor que, embora não apresente alta sensibilidade (10^{-4} V/G para uma corrente de 1 mA), é amplamente utilizado devido ao seu baixo custo e à sua acessibilidade [24]. A Figura 4 ilustra o princípio de funcionamento de um sensor de efeito Hall.

Figura 4: Comportamento da corrente em um sensor de efeito Hall, (a) sem a presença de campo magnético, (b) com a presença de campo magnético [27].



Na parte (a) da Figura 4, observa-se que, na ausência de um campo magnético, não há medição de tensão nos terminais de saída, resultando em $V_H = 0$. Na parte (b), o efeito Hall é demonstrado pela deflexão das linhas de corrente em decorrência da ação do campo magnético B , gerando uma tensão nos terminais de saída que é proporcional ao campo magnético, conhecida como tensão Hall [27]. A tensão de saída V_H depende principalmente da mobilidade dos portadores de carga (μ). Para um sensor com comprimento l e largura w , a relação pode ser expressa pela Equação 2 [27]:

$$V_H = \mu \frac{w}{l} V_0 B_x \quad (2)$$

É importante ressaltar que a mobilidade dos portadores de carga (μ) varia de acordo com o material do sensor de efeito Hall. Os materiais mais utilizados incluem InSb (antimoneto de índio), InAs (arseneto de índio), GaAs (arseneto de gálio) e Si (silício) [27].

No domínio dos sensores magnetoelétricos, um grande desafio enfrentado pelos grupos de pesquisa que trabalham com sensores para o controle de sinais biomagnéticos é aumentar o intervalo de sensibilidade para valores adequados ao monitoramento do corpo humano (10^{-11} G a 10^{-5} G). Esses estudos envolvem não apenas a elaboração de compósitos para os sensores, mas também o desenvolvimento da eletrônica necessária para a confecção de circuitos de interface e processamento de sinais miniaturizados que integrem o sensor.

Com base nos princípios do efeito magnetoelétrico e na elaboração de circuitos elétricos para a leitura de sinais, surge a proposta de confecção e caracterização do sensor magnetoelétrico em estudo. Este sensor é composto por nanopartículas de ferrita de cobalto (CoFe_2O_4) e fibras piezoelétricas (PZT), e foi desenvolvido desde o processo de confecção do compósito até a elaboração do circuito para a leitura dos sinais. Durante este estudo, foram utilizados microcontroladores para a leitura e o processamento dos sinais, bem como para o desenvolvimento de rotinas de programação para o protótipo.

2. OBJETIVOS

2.1 GERAIS

- Desenvolver um dispositivo de medição de campo magnético, de baixa intensidade e amplitude, por meio do efeito magnetoelétrico.
- Desenvolver um sensor magnetoelétrico multifuncional utilizando compósitos nanoestruturados de CoFe_2O_4 , combinados com fibras de PZT-5A.

2.2 ESPECÍFICOS

- Projetar circuitos baseados em amplificadores de instrumentação para o pré-processamento e a leitura de sinais.
- Desenvolver um código em Python para o processamento dos sinais dos sensores.
- Caracterizar e calibrar o sensor em questão acondicionado em seu circuito e sonda.
- Estudar e analisar os sinais do sensor magnetoelétrico, via análise espectral, visando melhorias na entrega final do sinal.

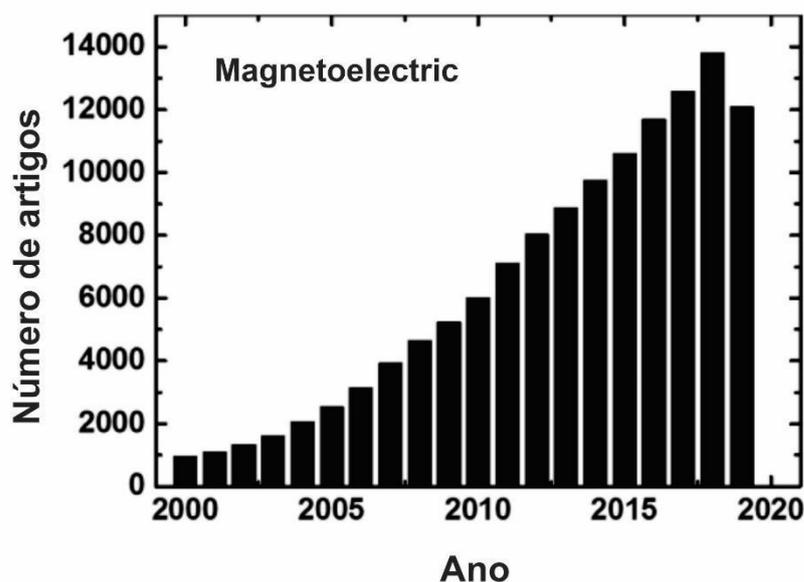
3. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

3.1 MATERIAIS MULTIFUNCIONAIS

A pesquisa e o desenvolvimento de materiais multifuncionais baseados no efeito magnetoelétrico (EME) têm apresentado um aumento significativo nas últimas décadas. De maneira geral, para se obter um dispositivo de alta sensibilidade, é fundamental aumentar efetivamente o EME na elaboração de compósitos, além de considerar os diferentes tipos de acoplamento entre eles [28].

Desde o primeiro artigo relatando o EME, publicado em 1960, os trabalhos de pesquisa têm aumentado ano a ano, indicando um interesse cada vez maior no tópico. O gráfico ilustrado na Figura 5 organiza o número anual de artigos publicados sobre o efeito magnetoelétrico (*magnetolectric*), registrado no Google Acadêmico.

Figura 5: Número de artigos publicados com o termo "magnetolectric" – Pesquisa realizada no Google Acadêmico [29].



O crescimento expressivo de artigos publicados mostrados pela Figura 5, vem impulsionado o constante aprimoramento de dispositivos, desde a sintetização dos compósitos, até a elaboração final de sensores inteligentes.

Dessa forma, com base no que foi apresentado até o momento, serão discutidos os referenciais teóricos, iniciando pelo efeito magnetoelétrico, abordando os tipos de materiais e a elaboração de compósitos, a construção dos sensores e suas respectivas aplicações.

3.1.1 O EFEITO MAGNETOELÉTRICO (EME)

De maneira concisa, o efeito magnetoelétrico (EME) pode ser definido como a polarização elétrica em resposta a um campo magnético aplicado ou como uma magnetização induzida após a aplicação de um campo elétrico. Para uma melhor compreensão desse efeito, é necessário elencar duas evidências independentes que, segundo Ortega (2015) [30], conduziram à teoria completa tal como a conhecemos hoje. Essas evidências são: (1) a magnetização de um dielétrico ao ser colocado em um campo magnético [31], e (2) a perspectiva de uma característica intrínseca do efeito magnetoelétrico, na qual cristais poderiam ser polarizados quando expostos a um campo magnético devido à sua assimetria molecular [32]. Somente em 1959, por meio do formalismo de Landau e Lifshitz [33] e dos efeitos de simetria de cristais magnéticos, Dzyaloshinskii (1960) [34] conseguiu formalizar e descrever o efeito no composto Cr_2O_3 (óxido de cromo III). Nesse trabalho, Dzyaloshinskii constatou que, na substância antiferromagnética Cr_2O_3 , pelo menos um dos componentes do composto apresentaria o EME, que estaria estreitamente ligado à simetria magnética da substância. Apenas um ano depois, em 1961, Folen, Rado e Stalder (1961) e

Astrov (1961) [35], independentemente, respaldados pelas pesquisas anteriores, observaram experimentalmente o EME no Cr_2O_3 , confirmando a existência de uma magnetização induzida por um campo elétrico. Folen, Rado e Stalder (1961) relataram a ocorrência de uma polarização induzida por campo magnético, conforme descrito pela Equação 3. Astrov (1961) [36] determinou valores de susceptibilidade longitudinal e transversal do EME, em concordância com a Equação 4.

Para assimilar melhor o processo teórico e experimental da elaboração da teoria do EME, é necessário descrever as funções de estado lineares que fornecem os acoplamentos cruzados magnéticos e elétricos [6]. Assim, têm-se as Equações 3 e 4:

$$P_i = \alpha_{ij}H_j \quad (3)$$

$$M_j = \alpha_{ji}/\mu_0 E_j \quad (4)$$

onde P_i é a polarização elétrica, M_j a magnetização, E_j e H_j os campos elétricos e magnéticos, respectivamente; α_{ij} o tensor de susceptibilidade ME, e μ_0 a permeabilidade de vácuo.

Quando um material é submetido a campos elétricos e/ou magnéticos lineares, pode-se descrever a mudança na densidade da energia livre de Gibbs. Dessa forma, expressa-se, por meio do formalismo descrito por Landau e Lifshitz (1959) [33], a energia livre de Gibbs:

$$dF = -P_i dE_i - \mu_0 M_i dH \quad (5)$$

Ao manipular a Equação 5, obtêm-se algumas relações termodinâmicas para a polarização e a magnetização, considerando T como a temperatura absoluta do sistema:

$$P_i = - \left(\frac{\partial F}{\partial E_i} \right)_{H,T} \quad (6)$$

$$\mu_0 M_i = - \left(\frac{\partial F}{\partial H_i} \right)_{E,T} \quad (7)$$

Ao assumir a susceptibilidade elétrica (χ^E) e magnética (χ^M), independentemente dos campos elétrico e magnético E e H , respectivamente, pode-se obter a expressão da energia livre para um sistema linear com EME:

$$F = -\frac{1}{2} \chi_{ij}^E E_i E_j - \frac{1}{2} \chi_{ij}^M H_i H_j - \alpha_{ij} E_i H_j \quad (8)$$

De acordo com a Equação 8, o primeiro termo refere-se à energia elétrica armazenada quando E é aplicado. O segundo termo está relacionado à energia magnética quando H é aplicado. O terceiro termo refere-se à energia proveniente do acoplamento magnético e polar com a aplicação simultânea de E e H [33]. Complementando o descrito até aqui, podem-se obter as expressões para a polarização e a magnetização total induzida, quando há aplicação simultânea dos campos E e H :

$$P_i = \chi_{ij}^E E_j + \alpha_{ij} H_j \quad (9)$$

$$M_i = \chi_{ij}^M + \alpha_{ji}/\mu_0 E_j \quad (10)$$

Observa-se que a susceptibilidade magnetoelétrica é um tensor axial de segunda ordem, que envolve uma troca entre os vetores polares E_j e os axiais H_j , sendo único em aspectos de susceptibilidade dielétrica e permeabilidade magnética. Este fator é importante pois, como consequência, os valores do tensor de susceptibilidade magnetoelétrica dependerão da simetria do campo magnético, em vez de apenas da parte cristalográfica [6].

3.1.2 MATERIAIS MAGNETOELÉTRICOS E MULTIFERRÓICOS

Materiais magnetoelétricos, de maneira geral, apresentam propriedades ferroelétricas (FE) e ferromagnéticas (FM) na mesma fase, demonstrando um forte acoplamento linear, conhecido como Acoplamento Magnetoelétrico. Esse efeito se manifesta no material quando ocorre uma polarização induzida pela presença de um campo magnético ou uma magnetização induzida por um campo elétrico.

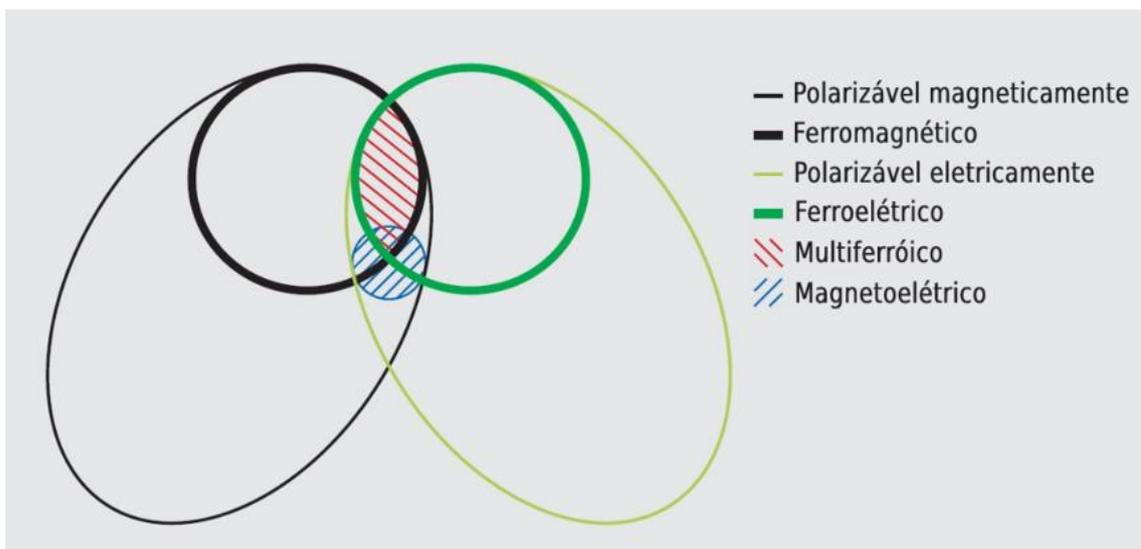
Os materiais magnetoelétricos podem ser classificados em duas categorias: cristais monofásicos e compósitos. Os cristais monofásicos, em sua forma natural, raramente exibem um forte acoplamento magnetoelétrico, o que tem gerado intensa atividade em grupos de pesquisa com o objetivo de maximizar esse efeito. Na busca pela síntese de materiais magnetoelétricos de fase única, esse comportamento foi observado em várias famílias de materiais, como manganitas de terras raras, soluções mistas de perovskita, fosfatos e boratos [6].

Com o avanço e a evolução das pesquisas sobre o potencial EME em materiais, surgiu, em 1994, o termo “multiferróico”, descrito originalmente por Schmid [37]. De

acordo com sua definição, materiais multiferróicos apresentam a combinação de dois ou mais estados ferróicos primários na mesma fase, como ferroelasticidade, ferroeletricidade, ferromagnetismo e ferrotoroidicidade. Outra característica dos materiais multiferróicos é a coexistência de dois tipos de ordenamento, como (ferro)magnetismo e ferroeletricidade, mesmo na ausência de campos elétricos e/ou magnéticos [38].

Existe um subconjunto dentro dos materiais multiferróicos que também apresenta propriedades magnetoelétricas, o que desperta grande interesse nas pesquisas, pois permite o controle de ordens magnéticas por meio de campos elétricos, ou vice-versa [39]. Além disso, a classificação de um material multiferróico foi ampliada para incluir a ordem antiferróica. A Figura 6 ilustra a relação entre materiais multiferróicos e magnetoelétricos, destacando as especificidades de cada tipo de ordenamento.

Figura 6: Relação entre materiais multiferróicos e magnetoelétricos [39].



Ao analisar a Figura 6, observa-se que os materiais ferromagnéticos (ferroelétricos) constituem um subconjunto menor dentro dos materiais polarizáveis

(eletricamente), que incluem os paramagnéticos e antiferromagnéticos (paraelétricos e antiferroelétricos). Na interseção entre os subgrupos dos ferromagnéticos e dos ferroelétricos, encontram-se, hachurados em vermelho, os materiais multiferróicos. No centro do diagrama, estão os materiais que apresentam acoplamento magnetoelétrico, os quais podem surgir de forma independente ou em conjunto com os multiferróicos [39].

Para complementar a classificação dos materiais multiferróicos, Khomskii (2009) definiu dois tipos de multiferróicos monofásicos: o Tipo I, no qual a ferroeletricidade e o ordenamento magnético surgem de forma independente, e o Tipo II, em que a polarização ferroelétrica é induzida por uma ordem magnética, estabelecendo uma forte interdependência entre ambos.

No contexto dos materiais multiferróicos monofásicos, os compósitos podem apresentar mais de uma fase. Para obter o EME, é necessário utilizar o conceito desenvolvido por Suchtelen (1976), que se refere à propriedade do produto. Em um compósito bifásico, por exemplo, a “Fase 1” tem uma propriedade do tipo $A \rightarrow B$ (uma variável independente A que resulta em um efeito B). Escrevendo como um tensor de proporcionalidade, tem-se $X = \frac{dB}{dA}$, que será uma constante ou poderá depender A ou B [40]. Já a “Fase 2” apresenta uma propriedade de $B \rightarrow C$, sendo que seu tensor, $Y = \frac{dC}{dB}$, exibirá uma propriedade ausente nas fases iniciais [40].

O processo de elaboração desses compósitos fomenta pesquisas relacionadas à tecnologia, pois para cada tipo de aplicação pode-se escolher as propriedades de cada fase, alcançando a propriedade desejada.

3.1.3 COMPÓSITOS MAGNETOELÉTRICOS

Para desenvolver materiais com propriedades magnetoelétricas e multiferróicas, é necessário combinar características magnéticas e elétricas a fim de produzir novas funcionalidades. Como a ocorrência simultânea das fases ferromagnética e ferroelétrica em materiais monofásicos é rara, há uma demanda crescente por compósitos multiferróicos [41]. Utilizando materiais com duas ou mais fases, podemos classificar os compósitos em dois grandes grupos: granulares e laminares. Dentro desses grupos, existem subdivisões, como compósitos nanoparticulados e camadas epitaxiais [42].

3.1.3.1 COMPÓSITOS PARTICULADOS/GRANULADOS

Um dos trabalhos pioneiros em compósitos particulados/granulares foi realizado por Boomgaard (1974), que utilizou um sistema do tipo quinário (Fe-Co-Ti-Ba-O), resultando na formação de duas fases sólidas: uma piezomagnética e uma piezoelétrica. As amostras foram elaboradas com excesso de TiO_2 por meio de solidificação unidirecional. Como resultado, Boomgaard mensurou um coeficiente magnetoelétrico, α_E , de 50mV/cm.Oe [43]. Esse resultado foi promissor e superou os obtidos por Astrov (1960), que utilizou o composto monocristalino Cr_2O_3 , alcançando um coeficiente magnetoelétrico de 20 mV/cm.Oe [44]. Outro resultado promissor foi obtido por Boomgaard (1976), que sintetizou compósitos de BaTiO_3 , CoFe_2O_4 e CoTi_2O_4 , com um coeficiente magnetoelétrico de 130 mV/cm.Oe [45].

Ao longo dos anos, diversos pesquisadores têm se dedicado à síntese de compósitos com propriedades magnéticas combinadas, com o objetivo de produzir

novos efeitos e funcionalidades. Com o avanço das tecnologias para a elaboração de compósitos, atualmente, realiza-se a síntese de nanocompósitos magnéticos, geralmente incorporados em uma matriz ferroelétrica [46]. Nesses compósitos, o acoplamento dos graus de liberdade ferroelétricos e ferromagnéticos ocorre em função da influência da matriz ferroelétrica, que apresenta um constante acoplamento de troca por meio da atração coulombiana entre os nanocompósitos particulados [46].

Em geral, os compósitos formados por materiais ferroelétricos e ferromagnéticos apresentam mecanismos de acoplamento magnetoelétrico que se baseiam na interação entre piezoeletricidade e magnetostricção, ou em um portador de carga [47].

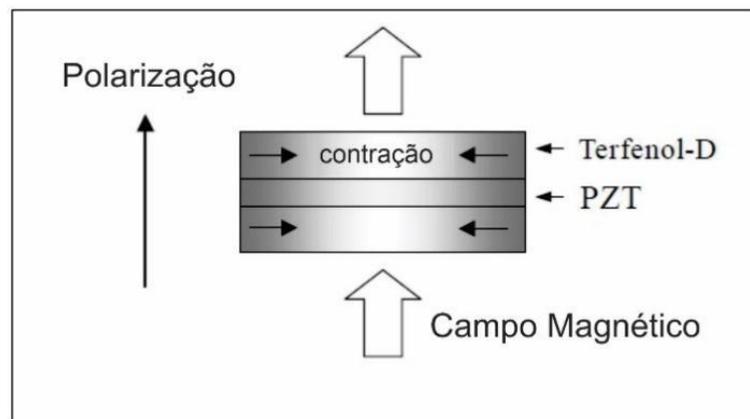
Para a preparação e o design desses compósitos, é fundamental destacar e definir os processos de conectividade entre as fases de acoplamento, tema que será abordado nos próximos tópicos.

3.1.3.2 COMPÓSITOS LAMINARES

Para maximizar o coeficiente ME em compósitos, propõe-se a elaboração de compósitos laminares. Como descrito anteriormente, os compósitos particulados foram desenvolvidos com o objetivo de melhorar o acoplamento magnetoelétrico. No entanto, surgiram grandes obstáculos durante os processos de síntese dos compósitos particulados, tais como: (a) reações químicas entre os compósitos durante a sinterização; (b) baixa resistividade da fase magnetoestrictiva, que favorece o aumento das correntes de Foucault ao submeter o compósito a campos magnéticos oscilantes; (c) defeitos mecânicos nas interfaces dos grãos, que limitam a transferência de energia mecânica entre as fases [46]. Com o intuito de minimizar as

imperfeições discutidas nos processos de síntese dos compósitos particulados, Ryu e colaboradores (2001) [48] sugeriram a elaboração de compósitos laminares. A proposta consiste em estruturar camadas dos compósitos selecionados, sem a utilização de reações químicas no processo de fabricação. A Figura 7 ilustra a estrutura do dispositivo laminar, composto por discos de TERFENOL-D e PZT.

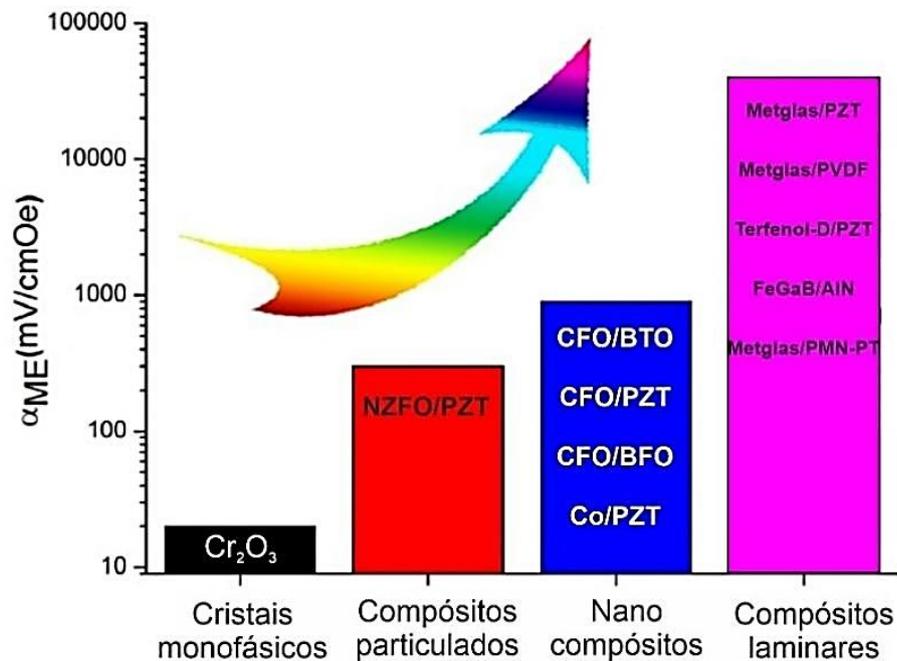
Figura 7: Esquema de elaboração do dispositivo laminar composto por discos de TERFENOL-D e PZT [48].



Através da elaboração desse compósito laminar, Ryu (2001) registrou um coeficiente ME de 4,68 V/cm.Oe, medido na frequência de 1 kHz à temperatura ambiente. Esse resultado conduziu a grandes avanços na preparação de compósitos laminares, especialmente quando comparado aos resultados obtidos por meio de compósitos particulados. Em seu trabalho, Chu, Pourhosseinials e Dong (2018) [49] demonstraram que os compósitos laminares melhoram a eliminação de correntes de fuga e a transferência de tensão na interface laminar, aprimorando, assim, o acoplamento ME, particularmente na parte eletromecânica. A Figura 8 ilustra uma comparação, em termos de coeficiente ME, de quatro grupos de materiais multiferróicos com efeito ME. Cada grupo compreende uma gama de materiais desenvolvidos e sintetizados ao longo de anos de pesquisa no aprimoramento de

materiais ME. Os grupos estão organizados em: materiais de uma fase; compósitos particulados; nanocompósitos e compósitos laminares.

Figura 8: Comparação do coeficiente ME entre quatro grupos de materiais multiferróicos e ME [49].



De acordo com a Figura 8, observa-se que os cristais monofásicos apresentam um índice de coeficiente de módulo de elasticidade (ME) significativamente menor em comparação aos compósitos laminares. É importante ressaltar que os materiais do primeiro grupo, como o Cr₂O₃, por serem monofásicos, possuem um baixo coeficiente de ME. Com o avanço das pesquisas, surgiram os compósitos bifásicos, que alcançaram coeficientes de ME superiores. Esse crescimento é evidente ao analisar a segunda, a terceira e a quarta colunas, onde estão dispostos, respectivamente, os compósitos particulados, os nanocompósitos e os compósitos laminares. Ao longo do texto, iremos detalhar alguns dos compósitos mencionados na Figura 8.

3.1.4 MATERIAIS PIEZOELÉTRICOS

Atualmente, existe uma variedade de dispositivos baseados no efeito da piezoeletricidade, sendo comum encontrarmos vários deles ao nosso redor, como os relógios de quartzo e isqueiros, que utilizam a pressão mecânica em um cristal para induzir uma tensão elétrica que gera uma faísca. Outras aplicações tecnológicas desse efeito incluem dispositivos de comunicação elétrica, diagnósticos médicos, sensores industriais e sistemas microeletromecânicos (MEMS), os quais integram elementos mecânicos e sensores eletrônicos em um único microchip.

As primeiras investigações sobre o efeito piezoelétrico foram realizadas pelos irmãos Pierre e Jacques Curie em 1880 [32], que constataram a similaridade entre os efeitos piezoelétrico e piroelétrico, além de sua relação com a simetria do cristal. Eles conduziram diversos experimentos com cristais de quartzo, turmalina e sal de Rochelle, o que possibilitou prever em quais tipos de cristais o fenômeno poderia ser observado e em que direção a pressão deveria ser aplicada.

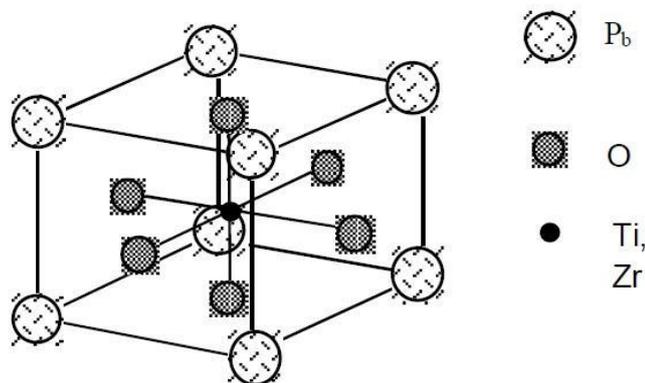
Para aprofundar o entendimento do efeito piezoelétrico em cristais, Lippmann (1881) [50] utilizou a teoria termodinâmica para fenômenos elétricos, prevendo que o efeito pode ocorrer inversamente, ou seja, ao aplicar uma diferença de potencial, ocorre uma deformação mecânica. Posteriormente, Voigt (1890) formalizou e estabeleceu a teoria fundamental do efeito piezoelétrico, relacionando-o à simetria do cristal [52]. De maneira geral, o efeito piezoelétrico resulta de um deslocamento dielétrico (ou polarização) em resposta a um estresse aplicado, enquanto, inversamente, provoca uma deformação mecânica em resposta a um campo elétrico [53].

Dentre as diversas características vantajosas da piezoeletricidade, destaca-se

a capacidade de transdução inerente, na qual a eficiência piezoelétrica é mantida mesmo com a redução da escala. Outro aspecto relevante é a potência dos sistemas piezoelétricos, que opera na faixa de micro a miliwatts, abrangendo eletrônicos de baixa potência, dispositivos biomédicos implantáveis e dispositivos sem fio [55].

Durante a Primeira Grande Guerra (1914-1918) e a Segunda Guerra Mundial (1939-1945), diversas pesquisas foram realizadas com o objetivo de aprimorar dispositivos piezoelétricos. Langevin (1950) [56] desenvolveu o primeiro dispositivo de ultrassom durante a Primeira Guerra. Após essa aplicação inicial, vários dispositivos piezoelétricos foram criados para uso doméstico, como microfones e acelerômetros. De acordo com Jordan e Ounaies (2001), após a Segunda Guerra, a tecnologia e as pesquisas sobre materiais piezoelétricos se expandiram para os Estados Unidos, União Soviética e Japão. A ampla comercialização desses materiais ocorreu nas décadas de 1940 e 1950, com a descoberta do titanato de bário e do titanato de zirconato de chumbo, conhecido pela sigla PZT. Esses materiais apresentam altas propriedades piezoelétricas e dielétricas, desempenho térmico estável e um elevado fator de acoplamento eletromecânico. A estrutura molecular mais comum do PZT é a estrutura de perovskita (Figura 9), que permite a utilização de diversos compostos em seus sítios, como $(\text{Ba,Sr})\text{TiO}_3$ e $(\text{Pb,Sr})(\text{Zr,Ti})\text{O}_3$, ampliando suas aplicabilidades tecnológicas [57].

Figura 9: Estrutura da Perovskita, comum em materiais PZT [57].



Atualmente, busca-se aprimorar o processo de elaboração de materiais piezoelétricos, como o desenvolvimento de filmes finos de PZT, visando melhorar suas capacidades mesmo em microescala [58].

3.1.4.1 A FASE PIEZOELÉTRICA E O PZT THE NAVY TYPE II 5A.

Durante as décadas de 1940 e 1950, a Marinha dos EUA liderou diversas pesquisas sobre materiais piezoelétricos, resultando em aplicações militares diretas, como em sonares. Nesse período, foi elaborado o documento técnico MIL-STD-1376B, que estabelecia a padronização do PZT Navy Type, além de condições de teste para garantir resultados reprodutíveis no processo de caracterização [59]. Esse documento também inclui recomendações relacionadas às dimensões e propriedades mecânicas desejáveis para a aplicabilidade tecnológica do PZT, destacando suas propriedades físicas e elétricas.

Para o presente trabalho, foram utilizados o PZT do tipo Navy Type II 5A, no formato cilíndrico de fibras cerâmicas de titanato zirconato de chumbo ($\text{PbZr}_{0,53}\text{Ti}_{0,47}\text{O}_3 + 1\% \text{ wt Nb}$), que foram adquiridas da empresa SMART MATERIAL CORP.

O documento MIL-STD-1376B concentra-se nas características de desempenho do PZT e, conforme sua aplicação, fornece os tipos mais adequados. Especificamente, o PZT Navy Type II 5A contém em sua composição o titanato zirconato de chumbo modificado, que visa aumentar a sensibilidade de carga, apresentando vantagens como uma melhor estabilidade ao longo do tempo [59].

A Tabela 1 apresenta as propriedades típicas das cerâmicas piezoelétricas PZT Navy Type 5A para as fibras utilizadas, bem como os compósitos à temperatura ambiente.

Tabela 1: Propriedades típicas de cerâmicas piezoelétricas Navy Type 5A [59].

Navy Type II 5A			
	Símbolos	Unidades	MIL-STD-1376B
Elétricas			
Constante dielétrica relativa	K_{33}^T	-	$1725 \pm 12.5\%$
Fator de dissipação	$\tan \delta$	%	≤ 2.0
Piezoelétricas			
Fator de acoplamento	k_p	-	$0.60 \pm 8.0\%$
Constante de carga	d_{33}	10^{-12} C/N	$390 \pm 15.0\%$
Fator de qualidade mecânica	Q_M	-	≥ 75
Constante de frequência	N_p	Hz·m	$1950 \pm 8.0\%$
Mecânico			
Densidade	ρ	g/cm ³	≥ 7.60
Aprox. da temperatura de Curie	T_c	°C	350

3.1.5 MATERIAIS MAGNETOSTRITIVOS

A magnetostricção é um efeito amplamente utilizado em dispositivos disponíveis

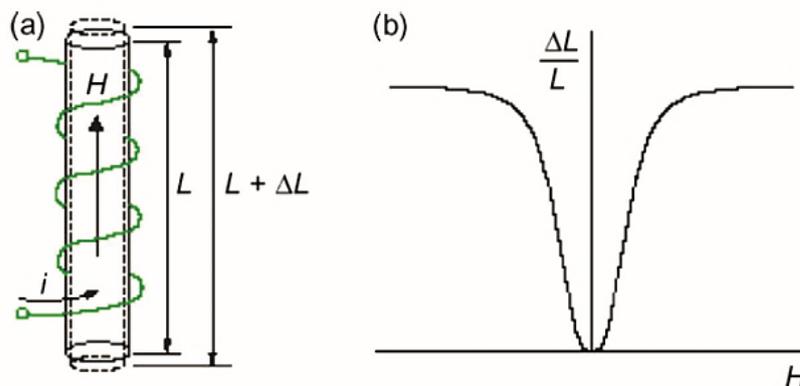
no mercado, tanto em nível industrial quanto em pesquisas. Seu princípio é aplicado na elaboração de células de carga, torquímetros, manômetros, sensores de tração e sensores de filmes finos [60].

A magnetostricção é a propriedade que um material possui de deformar geometricamente suas dimensões em decorrência da exposição a campos magnéticos [61]. Embora seja uma característica inerente ao material, esse fenômeno ocorre em materiais ferromagnéticos quando são magnetizados. A Figura 10(a) ilustra a natureza desse efeito, denominado efeito Joule, no qual uma haste de um material ferromagnético é envolvida por um fio (semelhante a uma bobina) por onde flui uma corrente elétrica, gerando um campo magnético H na direção longitudinal da barra. Em virtude do campo magnético, ocorre uma leve dilatação em seu comprimento, ΔL , que, combinada ao comprimento original da barra L , resulta no coeficiente magnetostritivo λ . A Equação 11 mostra essa relação:

$$\lambda = \frac{\Delta L}{L} \quad (11)$$

Para melhor compreensão do comportamento do coeficiente magnetostritivo λ , a Figura 10(b) apresenta o gráfico do coeficiente em função do campo magnético H . É importante destacar que, para valores muito altos de H , ocorre a saturação do efeito magnetostritivo, alcançando um valor constante [62].

Figura 10: Princípio da magnetostricção: a) Variação do comprimento da barra em resposta ao campo magnético H ; b) Relação entre $\Delta L/L$ e o campo magnético H [62].



O primeiro a observar o efeito magnetostritivo foi Joule, em 1842, utilizando uma barra de ferro e um sistema de alavancas para comprovar uma leve expansão da barra em decorrência da aplicação de um campo magnético. O efeito oposto, que ocorre quando há uma alteração na magnetização devido à aplicação de uma tensão, foi identificado em 1865 e é denominado efeito Villari [63].

Um dos materiais com alta eficiência magnetostritiva, devido ao seu elevado acoplamento magnetomecânico, é o Terfenol-D. Durante o desenvolvimento e a elaboração desse material, é fundamental considerar os efeitos do pré-esforço mecânico aplicados a ele, geralmente por meio da aplicação de campos magnéticos quase perpendiculares ao eixo da haste [62,64]. Esse alinhamento prévio otimiza os efeitos no Terfenol-D, tornando-o um forte candidato para utilização em transdutores e sensores.

3.1.5.1 A FERRITA DE COBALTO(CoFe_2O_4) E SUA FASE MAGNETOSTRITIVA

A ferrita de cobalto (CoFe_2O_4) é um material magnético com ampla aplicabilidade tecnológica, incluindo dispositivos eletrônicos, ferrofluidos, sistemas de entrega magnética e armazenamento de informações [65]. Entre suas características físicas e mecânicas, destacam-se a alta temperatura de Curie ($T_c = 520 \text{ }^\circ\text{C}$), elevada coercividade (cerca de 4,3 kOe), magnetização de saturação moderada (aproximadamente 80 emu/g), alta anisotropia (cerca de $2,65 \times 10^6 \text{ erg/cm}^{-3}$) e significativa magnetostricção (cerca de -225×10^{-6}) [66]. Essas propriedades tornam a ferrita de cobalto um componente promissor para aplicações médicas, incluindo a administração de fármacos, hipertermia por radiofrequência e ressonância magnética.

De forma geral, as ferritas podem ser classificadas em quatro grupos estruturais: a estrutura hexagonal ($\text{MFe}_{12}\text{O}_{19}$), a ortorrômbica (MFeO_3), a granada ($\text{M}_3\text{Fe}_5\text{O}_{12}$) e a espinélio (AB_2O_4). A letra "M" representa um íon metálico, como Ba^{2+} ou Pb^{2+} , e os cátions "A" e "B" ocupam posições tetraédricas e octaédricas, respectivamente [67]. A fórmula química do espinélio pode ser expressa como $[\text{M}_{(1-x)}\text{Fe}_x][\text{M}_x\text{Fe}_{(2-x)}]\text{O}_4$. Quando os cátions trivalentes Fe^{3+} ocupam todos os sítios octaédricos B e os cátions bivalentes M^{2+} ocupam todos os sítios tetraédricos A, temos $x = 0$, e a estrutura do espinélio é considerada "normal" [68]. Por outro lado, a estrutura de espinélio onde os cátions trivalentes Fe^{3+} ocupam todos os sítios tetraédricos A e todos os cátions bivalentes M^{2+} ocupam os sítios octaédricos B, resultando em $x = 1$, é considerada inversa. No caso específico da ferrita de cobalto (CoFe_2O_4), a estrutura é do tipo espinélio inverso, apresentando simetria cúbica de face centrada. A Figura 11 ilustra a estrutura do espinélio, destacando os sítios tetraédricos (amarelo), os sítios octaédricos (verde) e os átomos de oxigênio (vermelho), além de comparar a estrutura de espinélio normal com a estrutura de espinélio inverso, típica da ferrita de cobalto.

entre fases ferroelétricas e ferromagnéticas, com o objetivo principal de otimizar o acoplamento ME.

No decorrer do texto, além de apresentar as características dos materiais magnéticos e multiferróicos, discutiram-se os tipos de compósitos (granulares e laminares), bem como o comportamento de materiais piezoelétricos e magnetostritivos. Retomando tais tópicos, é importante salientar a relevância da combinação desses materiais, explorando a variedade de compósitos e definindo arquiteturas por meio da conectividade entre as fases. Segundo Newnham (1978) [71], que foi o primeiro a estabelecer os esquemas de conectividade em compósitos multiferróicos, a conectividade é um parâmetro crítico, sendo de extrema importância para o controle do padrão de fluxo e das propriedades mecânicas dos compósitos. Ao combinar materiais, não se escolhem apenas as fases do componente, mas também a melhor forma de realizar seus acoplamentos. Newnham (1978) propôs dez padrões de conectividade relevantes em sólidos bifásicos, variando de um padrão quadriculado desconectado (0-0) até um padrão do tipo (3-3), no qual ambas as fases são tridimensionais e autoconectadas. A Figura 12 ilustra esses padrões de conectividade por meio de um bloco de construção básico.

A nomenclatura utilizada para descrever a estrutura de compósitos bifásicos pode ser representada como: (0-0), (0-1), (0-2), (0-3), (1-1), (1-2), (2-2), (1-3), (2-3) e (3-3). Cada par de números indica a conectividade de cada fase. Por exemplo, um compósito particulado (0-3) é constituído por partículas monofásicas (denotadas pelo zero), inseridas em uma matriz de outra fase (denotada pelo 3). Segundo Wang (2010) [73], a maioria dos esquemas analisados inclui a conectividade (0-3) (nanocompósitos particulados dispersos em uma matriz), (2-2) (heteroestruturas laminares) e (1-3) (heteroestruturas verticais com nanopilares monofásicos dispersos em uma matriz de

outra fase). A Figura 13 ilustra esses esquemas, detalhando a interface de uma estrutura conectada a um substrato de fase magnética ou ferroelétrica.

Figura 12: Padrões de conectividade para compósitos difásicos [72].

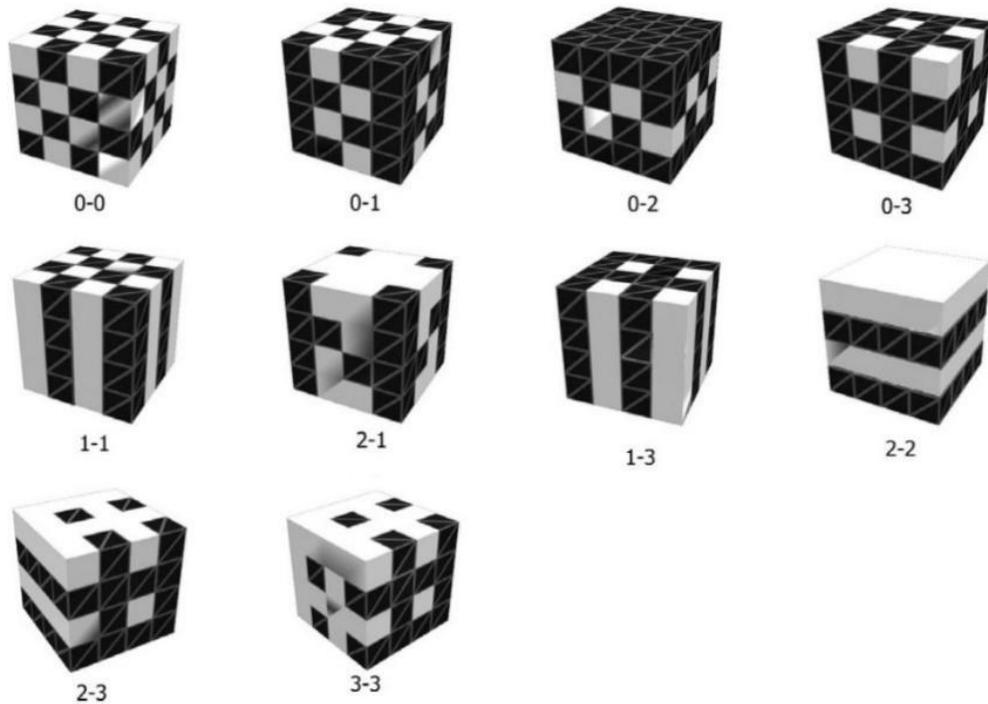
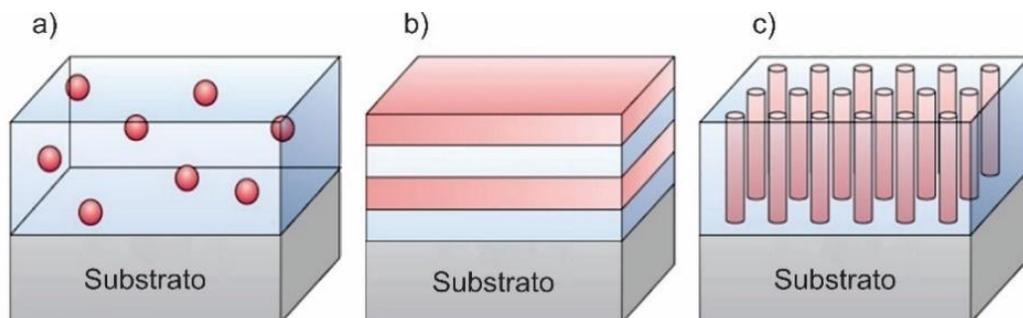


Figura 13: Ilustração de esquema de conectividade mais comuns em compósitos nanoparticulados: a) (0-3) nanocompósitos particulados dispostos em uma matriz de outra fase; (2-2) heteroestruturas laminares com camadas alternadas de fases diferentes; c) (1-3) heteroestrutura vertical com nanopilares monofásicos dispersos em uma matriz de outra fase [73].



De acordo com Andrew (2014) [74], ao correlacionar os esquemas de conectividade descritos anteriormente, a natureza do acoplamento ME nesses

compósitos multiferróicos é de origem mecânica, fundamentando-se no fato de que materiais piezoelétricos e magnetostritivos sofrem alterações em sua forma em resposta a um campo elétrico ou magnético. O efeito ME nesses compósitos pode ser classificado como do tipo direto, resultante da combinação do efeito magnetostritivo (mecânico–magnético) com o efeito piezoelétrico (mecânico–elétrico).

Este trabalho utilizará a configuração de conectividade do tipo 1-3, incorporando fibras de PZT em uma matriz magnetostritiva composta por ferrita de cobalto (CoFe_2O_4). Essa escolha baseia-se nos resultados obtidos em estudos anteriores do grupo (PASTORIL, 2019 [148]), nos quais essa combinação demonstrou excelentes propriedades mecânicas e um alto acoplamento magnetoelétrico.

3.2 MICROCONTROLADORES DE ALTO DESEMPENHO E A INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA VOLTADA PARA A AMOSTRAGEM DE SENSORES

Até aqui, discutiu-se o objeto de estudo do presente trabalho: o sensor magnetoelétrico multifuncional, capaz de controlar sinais biomagnéticos, desde seu modelo teórico até seus elementos estruturais e construtivos. A partir deste ponto, abordaremos aspectos teóricos sobre as particularidades do uso de sistemas microcontrolados para a captação e conversão do sinal analógico de um sensor em um sinal digital, bem como o controle e o processamento digital desses sinais. Para compreender a interface de um sensor que capta sinais do ambiente, ou seja, um sinal analógico, e o transmite a um sistema eletrônico que o recebe e pode amostrá-lo posteriormente, é fundamental entender a importância da instrumentação na pesquisa como um todo. De acordo com Balbinot e Brusamarello (2010) [75], a instrumentação

pode ser definida como intimamente relacionada ao processo de medição, sendo a base de um experimento, podendo estar associada a procedimentos que requerem controle, tanto na indústria quanto na pesquisa acadêmica. A instrumentação eletrônica, mais especificamente, conforme Vasconcelos, Boaventura e Silva (2010) [76], compreende um ramo que projeta, constrói, testa e especifica instrumentos de medição, estando diretamente ligada à metrologia, que é a ciência das medições. Com o ritmo acelerado das novas tecnologias que vivenciamos atualmente, bem como os avanços nas áreas de eletrônica e microeletrônica, surge um leque de possibilidades para a instrumentação eletrônica, conduzindo à elaboração de sistemas miniaturizados com grande capacidade de processamento. Dentro dessa perspectiva, é importante notar o aumento das pesquisas voltadas para o desenvolvimento de sistemas microcontrolados que integrem sensores, especialmente no campo do sensoriamento de sinais biológicos [65,66]. Com tal avanço, a área de monitoramento médico, especialmente no que diz respeito aos dispositivos vestíveis (“wearables”), vem crescendo e se solidificando, possibilitando a criação de dispositivos para o registro de eletrocardiogramas (ECG) e magnetocardiogramas (MCG) [77,78]. Para compreender a interface de medição, é necessário examinar em detalhe os microcontroladores, que se configuram como uma excelente ferramenta para a instrumentação eletrônica.

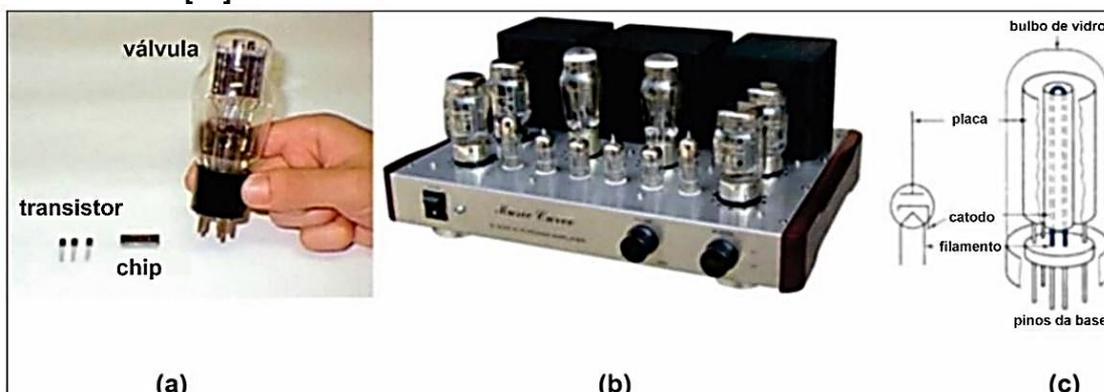
Dada a complexidade dos sinais biomagnéticos captados pelo sensor magnetoelétrico, a utilização de microcontroladores de alta performance é essencial para a coleta precisa e o processamento eficiente desses sinais.

3.2.1 MICROCONTROLADORES

Devido aos rápidos e constantes avanços na indústria de circuitos eletrônicos, os chips e microchips estão se tornando cada vez menores e mais eficientes em termos de armazenamento e processamento. Com esses progressos, atualmente há uma ampla gama de dispositivos de estado sólido disponíveis no mercado a preços acessíveis, o que facilita sua disseminação tanto na indústria quanto na pesquisa.

Para entender a cronologia da utilização dos microcontroladores, é necessário compreender a evolução dos dispositivos de estado sólido, os semicondutores. Até a Segunda Guerra Mundial, em meados da década de 1940, os dispositivos de amplificação disponíveis eram as válvulas termiônicas, também conhecidas como dispositivos pré-transistor, que possuíam características semelhantes às de um tubo de raios catódicos, embora em dimensões menores [80]. No entanto, o grande obstáculo ao seu uso eram os circuitos de alta tensão, que exigiam transformadores robustos para seu funcionamento, além de necessitarem de aquecimento, o que dificultava seu manuseio e transporte. É importante ressaltar que o surgimento da válvula eletrônica possibilitou a criação de aparelhos como rádio, televisão e radar. Para ilustrar essa comparação, a Figura 14(a) apresenta uma válvula eletrônica ao lado de transistores e um chip moderno; a Figura 14(b) exibe um amplificador de áudio com seu conjunto de válvulas e transformadores de alta tensão, totalizando mais de 20 kg; por fim, a Figura 14(c) apresenta o diagrama esquemático de uma válvula eletrônica.

Figura 14: (a) Comparação em tamanho de uma válvula eletrônica e seu equivalente para o seu correspondente moderno o *chip* e transistores. (b) Amplificador de áudio valvulado popular com detalhe para válvulas e seus transformadores de alta tensão. (c) Esquemático típico de uma válvula eletrônica [81].



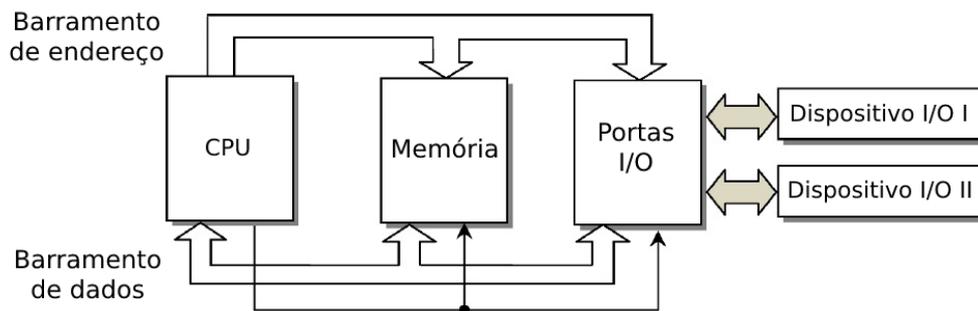
Datado de 1947 e produzido pelas Indústrias Bell Labs, o primeiro protótipo de transistor de contato foi criado, sendo posteriormente substituído pelo transistor de junção bipolar, o que proporcionou grandes avanços para a indústria eletrônica [82]. Após esse salto tecnológico, diversas empresas se dedicaram à fabricação e ao desenvolvimento de dispositivos semicondutores. No entanto, somente a partir da década de 1970, duas jovens empresas norte-americanas, Intel e Texas Instruments, lançaram os microprocessadores que se tornaram os antecessores dos microcontroladores que conhecemos hoje [83]. De acordo com Wilmshurst (2007) [84], um microcontrolador assemelha-se a um microprocessador no processamento de dados, mas em menor escala, possuindo a capacidade de interagir com outros dispositivos por meio de portas de entrada e saída. A sigla que representa um microcontrolador em um sistema é MCU (microcontroller unit), sendo bastante comum no contexto de sistemas embarcados, conhecidos como embedded systems.

Com a evolução dos microcontroladores, observa-se uma crescente demanda por dispositivos de alta performance e dimensões reduzidas, o que possibilita sua aplicação em uma ampla gama de sistemas embarcados. Esses sistemas estão

presentes em diversos setores, desde dispositivos de consumo, como smartwatches e eletrodomésticos, até soluções críticas em automóveis e, sobretudo, na área médica, onde é realizado o monitoramento em tempo real de sinais vitais e outros parâmetros fisiológicos [7,85,86].

O microcontrolador possui internamente três componentes básicos: a CPU (unidade central de processamento), a memória e as portas I/O (entrada e saída). Esses três componentes comunicam-se por meio de barramentos do sistema, como o barramento de dados, utilizado para transferir informações. A Figura 15 ilustra a estrutura básica de um microcontrolador genérico, onde se observa o barramento do sistema interligando a CPU, a memória e as portas I/O, além de dois dispositivos conectados a essas portas, que podem ser, por exemplo, dois sensores.

Figura 15: Estrutura básica de um microcontrolador genérico [87].



Atualmente, existe uma ampla variedade de microcontroladores disponíveis, e a escolha do mais adequado depende das necessidades específicas de cada projeto. As arquiteturas mais utilizadas incluem as baseadas em ARM, como a série STM32, e as AVR, como o ATmega328, encontrado nas populares placas Arduino Uno e Nano. Os microcontroladores AVR são amplamente utilizados em projetos que exigem menor poder de processamento, como protótipos rápidos e sistemas de baixo custo. No entanto, eles possuem um processador de 8 bits, o que limita sua capacidade em

comparação aos dispositivos ARM, que operam com arquiteturas de 16 e/ou 32 bits, oferecendo maior desempenho e eficiência para tarefas mais complexas.

Os microcontroladores ARM, como os da família STM32, são comumente utilizados em aplicações que exigem maior capacidade de processamento, eficiência energética e múltiplas interfaces de comunicação. Um exemplo disso são os dispositivos biomédicos vestíveis, utilizados para o monitoramento contínuo de sinais vitais, como eletrocardiogramas (ECG) e magnetocardiogramas (MCG). Além disso, esses microcontroladores são amplamente adotados em sistemas embarcados, como controladores de drones, robótica e automação industrial, devido à sua alta performance.

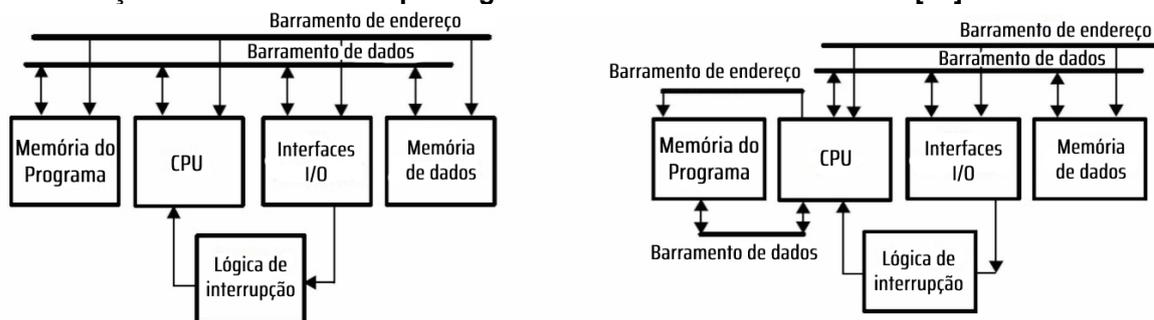
Por outro lado, os microcontroladores AVR, embora menos poderosos, destacam-se pela simplicidade e acessibilidade, sendo uma escolha ideal para quem busca uma prototipagem rápida e descomplicada. O ESP32, por exemplo, é uma solução moderna que oferece conectividade integrada Wi-Fi e Bluetooth, além de um processador dual-core de 32 bits, o que o torna especialmente útil para projetos de IoT (Internet das Coisas) e sistemas de monitoramento remoto.

Com a constante evolução da eletrônica, fabricantes como a Atmel (atualmente parte da Microchip Technology) têm buscado aprimorar a linha AVR, introduzindo processadores AVR32, que apresentam uma arquitetura de 32 bits para aplicações que demandam maior capacidade de processamento, mantendo, no entanto, o foco em baixo custo e fácil implementação.

3.2.2 ARQUITETURA DOS MICROCONTROLADORES

A arquitetura de computadores, de maneira geral, descreve a estrutura, a construção e a organização interna de seus componentes de processamento. No caso específico dos microcontroladores (MCUs), existem duas arquiteturas fundamentais: a de Von Neumann e a de Harvard. A Figura 16 ilustra cada uma delas. Assim como na Figura 15, na Figura 16 é possível observar as características básicas de um microcontrolador típico.

Figura 16: (a) Arquitetura Von Neumann; (b) Arquitetura de Harvard, detalhe para o barramento de endereço e dados dedicados para ligar a CPU diretamente à memória [88].



Na arquitetura de Von Neumann (Figura 16(a)), a memória e a entrada/saída (I/O) compartilham o mesmo barramento, o que torna as instruções mais complexas (CISC - Complex Instruction Set Computers, em tradução livre “Computador de Conjunto de Instruções Complexas”) [88]. Microcontroladores como os Intel x86 exemplificam essa arquitetura, amplamente utilizada em sistemas com grandes conjuntos de instruções. No entanto, em dispositivos móveis e sistemas embarcados, a arquitetura RISC (Reduced Instruction Set Computers), presente no ARM Cortex-M, ganhou popularidade devido à sua eficiência energética e à capacidade de executar múltiplas instruções por ciclo, sendo, portanto, ideal para sistemas embarcados. A principal desvantagem dessa arquitetura é que, quanto maior o nível de complexidade das instruções, mais tempo é necessário para decodificá-las, executá-las e armazenar

os dados processados, resultando em ciclos de máquina mais longos e em uma maior demanda por recursos computacionais.

Com o aumento da necessidade de processamento rápido e eficiente, a arquitetura Harvard surge como uma solução para superar as limitações da arquitetura Von Neumann. Na Figura 16(b), apresenta-se a representação da arquitetura Harvard, que foi projetada principalmente para aumentar a velocidade de processamento. Como existem dois grupos de barramentos — um dedicado à memória e outro à interface de entrada/saída (I/O), interrupções e dados de memória — é possível obter um aumento na velocidade de processamento ao utilizar instruções diretamente via memória, um processo conhecido como DMA (Direct Memory Access, em tradução nossa “Acesso Direto à Memória”). Essa arquitetura permite que dados sejam transferidos diretamente entre a memória e os periféricos por meio do DMA (Acesso Direto à Memória), aliviando a carga da CPU e tornando o sistema mais eficiente, especialmente em aplicações críticas, como dispositivos médicos vestíveis, onde a coleta contínua de dados é vital para monitoramento em tempo real [88].

Com o aumento da velocidade de processamento, muitas instruções são executadas em um único ciclo de máquina. Essa arquitetura é conhecida como RISC (Reduced Instruction Set Computer, que em português significa Computador de Conjunto de Instruções Reduzidas) [88].

Hoje, muitos microcontroladores, como os da família ARM Cortex, adotam uma arquitetura híbrida que harmoniza as particularidades das arquiteturas de Von Neumann e Harvard. Essa abordagem permite explorar o melhor do confronto entre Von Neumann e Harvard, como a simplicidade e flexibilidade, além da eficiência em termos de velocidade. Marcondes e Frohlich (2009) propõem uma arquitetura de componentes híbridos de hardware e software, que pode ser implementada por uma

variedade de arquiteturas computacionais distintas, desde simples microcontroladores de 8 bits até processadores de sistemas digitais (DSP), dispositivos lógicos programáveis (FPGA) e chips dedicados (ASIC) [89].

Atualmente, a maioria dos microcontroladores, como os da família ARM Cortex, incluindo os STM32, opera em uma arquitetura híbrida. Esses microcontroladores utilizam um barramento separado para o acesso à memória, característico da arquitetura de Harvard, enquanto mantêm um barramento compartilhado para a comunicação com periféricos, assemelhando-se à arquitetura de Von Neumann. Essa configuração proporciona maior flexibilidade, evitando a sobrecarga do sistema e otimizando tanto o desempenho quanto a eficiência energética.

Um exemplo prático e amplamente conhecido é a arquitetura híbrida utilizada no ARM Cortex-M3, que adota a abordagem de Harvard para o acesso simultâneo a dados e instruções, permitindo, ao mesmo tempo, a comunicação entre periféricos por meio de um único barramento. Essa arquitetura é amplamente utilizada em sistemas de monitoramento médico vestíveis (wearables) e em dispositivos IoT (Internet das Coisas) no campo da automação [90].

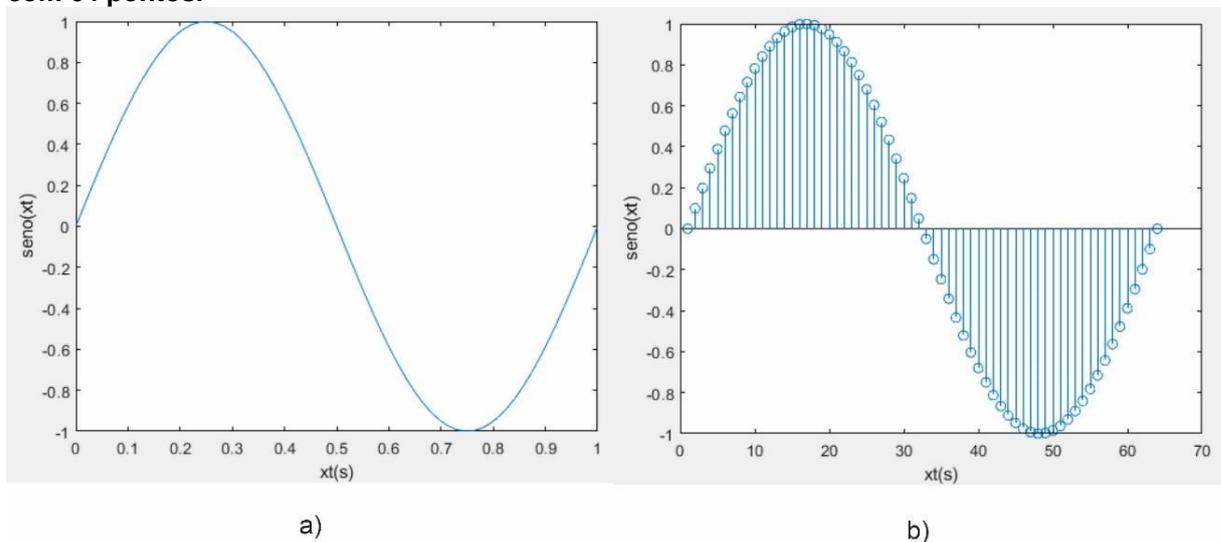
3.2.3 ANÁLISE DE SINAIS

O processamento digital de sinais (DSP) tem se tornado cada vez mais essencial em aplicações que vão desde comunicações e exploração espacial até a medicina. Sua aplicação abrange diversos setores, possibilitando desde sistemas altamente especializados até dispositivos de baixo custo para consumidores, que se beneficiam do grande volume de eletrônicos com sistemas embarcados [91]. O DSP trata da representação e manipulação dos sinais e das informações que eles

carregam. Segundo Oppenheim et al. (2010) [92], os sinais captam informações de fenômenos físicos que podem ser interpretadas por meio de valores como amplitude, frequência e fase. Para que essas aplicações sejam viáveis, é fundamental converter sinais analógicos, que representam fenômenos físicos contínuos, em sinais digitais processáveis. Esse processo é conhecido como discretização do sinal.

Ao discretizar um sinal, transformando-o de analógico para digital, é possível separar suas componentes e aplicar operações matemáticas, como adição e convolução, para análise. Por exemplo, considere uma onda senoidal $x(t) = \sin(2\pi xt)$, onde x é a frequência em Hz. A Figura 17 (a) mostra a representação gráfica contínua dessa função. Ao amostrar o sinal, como na Figura 17 (b), com 64 pontos por segundo, obtemos uma versão discreta que pode ser processada digitalmente. Contudo, é importante lembrar que um sinal analógico pode ser matematicamente muito mais complexo do que uma senoide. Para amostrar digitalmente essa função, deve-se discretizá-la lendo a maior quantidade possível de pontos sobre a curva. A Figura 17 (b) mostra a função apresentada na sua forma discretizada, exibindo 64 pontos por segundo.

Figura 17: a) Sinal senoidal na forma contínua. b) Sinal senoidal na forma discreta amostrado com 64 pontos.



Com o uso de técnicas de discretização e ferramentas matemáticas, como a Transformada Discreta de Fourier (DFT) e a Transformada Rápida de Fourier (FFT), é possível caracterizar o sinal e aprimorar parâmetros importantes, como a relação sinal-ruído (SNR). Isso possibilita uma análise mais precisa nos domínios do tempo e da frequência, facilitando a aplicação de filtros para a otimização dos resultados. Nos próximos capítulos, serão explorados conceitos fundamentais, como conversores A/D, o Teorema de Nyquist e sistemas de filtragem, que são essenciais para o processamento eficaz de sinais.

3.2.3.1 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

Após discutirmos a análise de sinais, o processamento digital emerge como a ferramenta essencial para assegurar a qualidade e a integridade desses sinais captados.

O processamento digital de sinais (DSP) é fundamental para a qualidade do sinal mensurado, uma vez que o desempenho de um sensor está diretamente relacionado à sua capacidade de reconstruir o sinal de forma limpa, sem interferências. Introduzido na década de 1970, período em que os microcontroladores também estavam em desenvolvimento, o DSP (do inglês Digital Signal Processing) possibilitou melhorias em diversas áreas, como radares, rádios e imagens médicas. De acordo com Winder (2002) [93], é impossível captar um sinal de sensor sem um sistema de filtragem adequado para remover ruídos indesejados do ambiente.

Os filtros digitais desempenham um papel fundamental no DSP, permitindo a passagem ou atenuação de frequências específicas, conforme o projeto. Existem

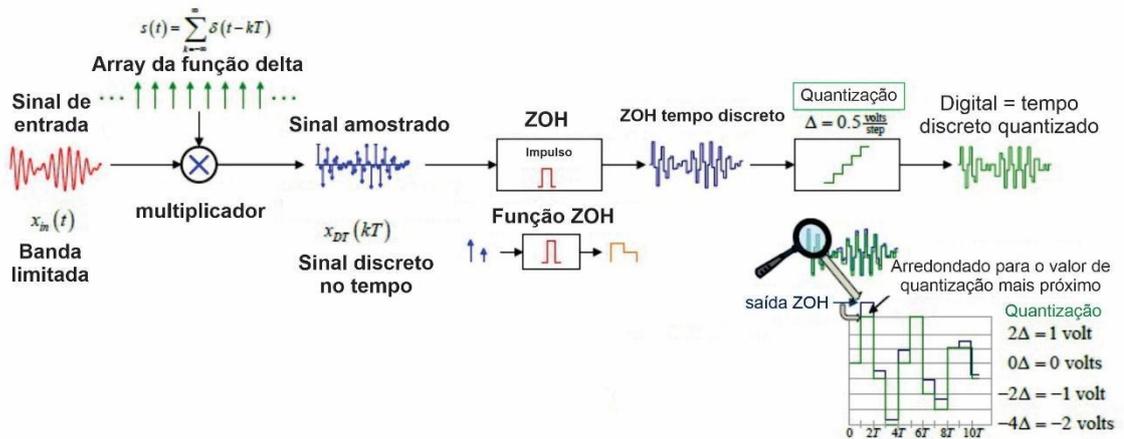
diversos tipos de filtros, como os passa-baixa, passa-alta e passa-banda, cada um adaptado a diferentes necessidades. Nas décadas de 1980 e 1990, a popularização dos computadores pessoais ampliou ainda mais as aplicações do DSP. Segundo Smith (1997) [94], dispositivos como celulares, leitores de CD e correio de voz foram grandes beneficiários dessa expansão tecnológica.

Os sinais provenientes do mundo real são contínuos e podem ser convertidos em grandezas como tensão ou corrente elétrica. Segundo Mulgrew, Grant e Thompson (1999) [95], o processamento desses sinais envolve operações lineares, como amplificação, filtragem, integração e diferenciação, que são essenciais para a análise digital subsequente.

3.2.3.1.1 CONVERSORES ANALÓGICOS DIGITAIS

Os conversores analógico-digitais (ADCs) têm a função de converter sinais contínuos (analógicos) em dados discretos (digitais) que podem ser processados por computadores e sistemas digitais. Esse processo envolve a amostragem do sinal e a quantização para obter valores discretos. Assim como é possível digitalizar um sinal analógico, também se pode processar um sinal digital, convertendo-o de volta em um sinal analógico, por meio de um conversor digital-analógico (DAC). Considere um sinal $x_{in}(t)$, como um sinal contínuo no tempo e com uma determinada faixa de frequência. Na Figura 18, vemos o fluxo do processo de conversão analógico-digital, desde a amostragem do sinal analógico até a quantização dos valores em níveis discretos de tensão.

Figura 18: Modelo de um conversor analógico digital genérico [96].



Ao entrar no diagrama, o sinal $x_c(t)$ passa por um bloco multiplicador onde está definida uma função de amostragem. Aqui, a função delta (δ) é usada para representar a amostragem do sinal em intervalos regulares, resultando em uma sequência de valores discretos que podem ser processados digitalmente, gerando assim um sinal de tempo discreto, que pode ser escrito da forma:

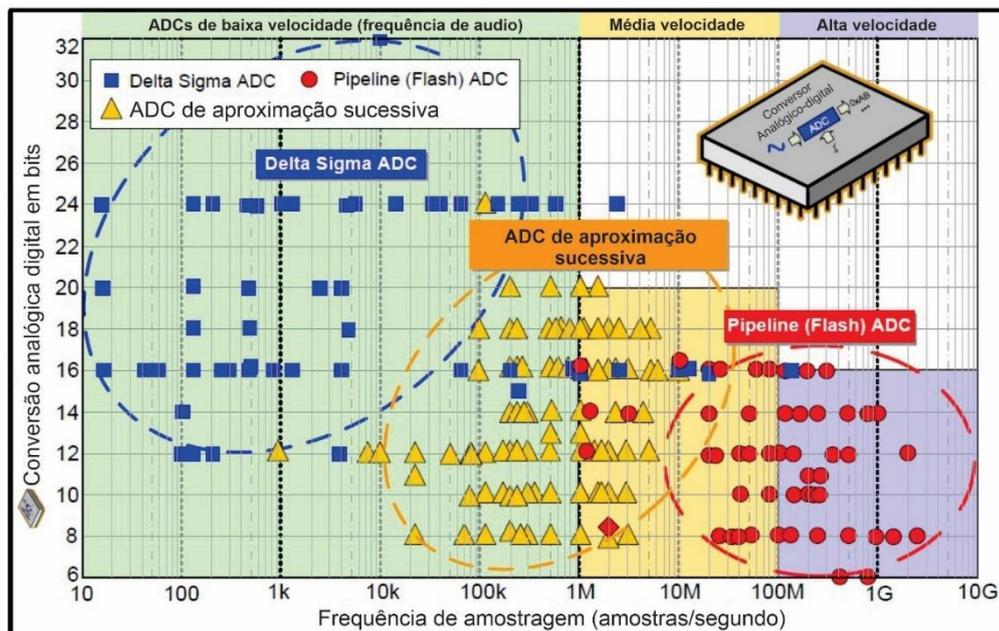
$$x_s = x_c(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_c(nT) \delta(t - nT) \quad (11)$$

Na sequência, no bloco ZOH, ocorre a conversão da função delta em um pulso de amplitude igual para um passo de tempo T , permitindo assim a quantização no processo de conversão analógico-digital. Na próxima fase, o bloco de quantização arredonda para baixo o valor do tempo discreto para o passo de tensão de quantização mais próximo, isto é, $\Delta \frac{\text{volts}}{\text{passo}}$. Para um caso real de um conversor ADC, a escada de quantização será deslocada meio passo $\Delta \frac{1}{2}$ para a redução do erro de quantização [96].

Em relação ao processo específico de quantização, existem três algoritmos comumente utilizados em conversores analógico-digitais comerciais: pipeline flash, aproximação sucessiva (SAR) e delta-sigma ($\Delta\Sigma$). Cada algoritmo apresenta características distintas em função da frequência de amostragem. A Figura 19 ilustra um diagrama que mostra a frequência máxima de amostragem de cada algoritmo em função da resolução em bits do conversor. Nessa figura, os ADCs delta-sigma ($\Delta\Sigma$) são amplamente empregados em aplicações de baixa frequência e alta precisão, como medidores de áudio e sensores biomédicos (10 Hz a 100 kHz). Por outro lado, os ADCs SAR (registro de aproximação sucessiva) são preferidos em sistemas de média frequência (10 kHz a 10 MHz), como dispositivos de automação industrial. Na faixa de altas frequências (10 MHz a 10 GHz), o algoritmo pipeline flash oferece a melhor performance.

Com a escolha adequada do tipo de ADC e a implementação correta de algoritmos de amostragem, é possível assegurar que os sinais sejam processados com precisão, mesmo em aplicações complexas e de alta velocidade.

Figura 19: Frequência máxima de amostragem para os algoritmos de conversores analógicos digitais do tipo: delta sigma ($\Delta\Sigma$), aproximação sucessiva (SAR) e pipeline flash [96].



3.2.3.1.2 AMOSTRAGEM DE SINAIS

A amostragem de sinais é o processo de converter um sinal contínuo em uma série de valores discretos, permitindo que ele seja processado digitalmente por computadores e outros sistemas eletrônicos.

Para que o processo de reconstrução de sinais seja adequado, deve-se avaliar a técnica de amostragem de sinais ao expressar o sinal, inicialmente contínuo no tempo, de forma “discretizada”. A representação de um sinal de tempo contínuo pode ser obtida por meio de uma amostragem periódica, onde uma sequência de amostras $x[n]$ é obtida a partir de um sinal contínuo no tempo $x_c(nT)$, como mostrado na equação:

$$x[n] = x_c(nT), \quad -\infty < n < \infty \quad (12)$$

Nesta equação, T é o período de amostragem, $f_s = 1/T$ é a frequência de amostragem e n o número de amostras.

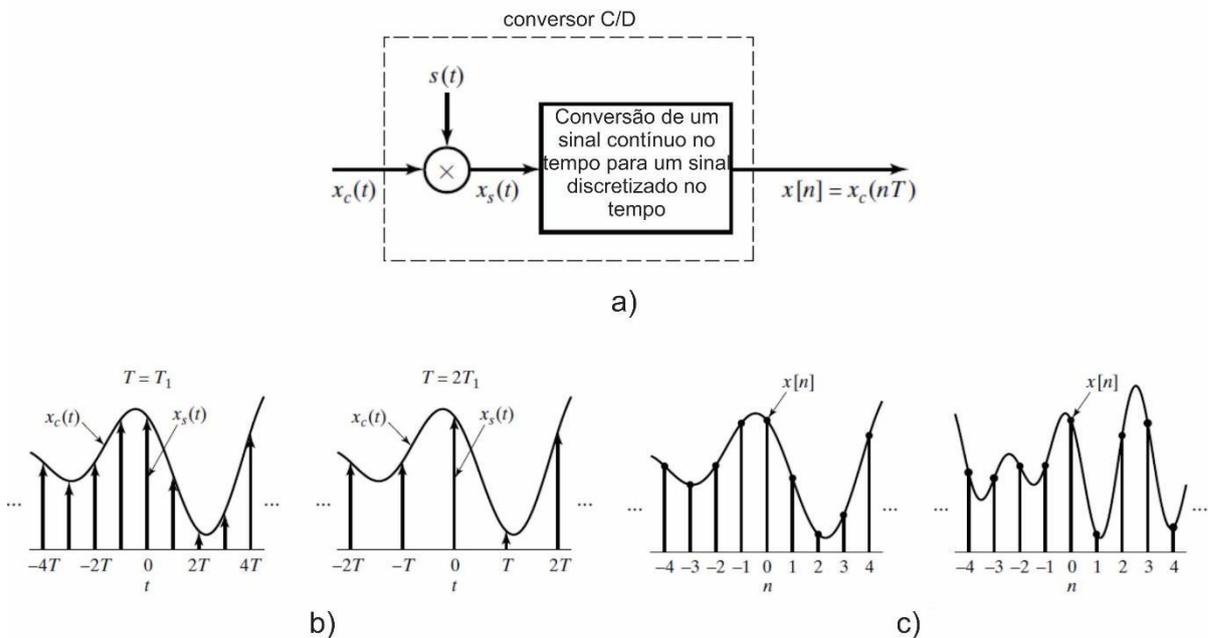
Matematicamente, como descrito anteriormente, a amostragem consiste em uma modulação em um trem de impulsos ($s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)$), seguida por uma conversão desse trem de impulso em uma sequência. Recorrendo à propriedade da função de impulso de tempo contínuo, $x(t)\delta(t) = x(0)\delta(t)$, de acordo com Oppenheim e Willsky (2010) [92], chamada de propriedade “*shifting*”, $x_s(t)$ pode ser expressa como:

$$x_s = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_c(nT)\delta(t - nT) \quad (13)$$

Onde o tamanho da área do impulso no tempo de amostragem nT é igual ao valor do sinal de tempo contínuo naquele intervalo de tempo. Em linhas gerais, na equação 13 a função delta é usada para selecionar pontos discretos de um sinal contínuo, transformando-o em uma sequência de valores que podem ser manipulados e analisados digitalmente.

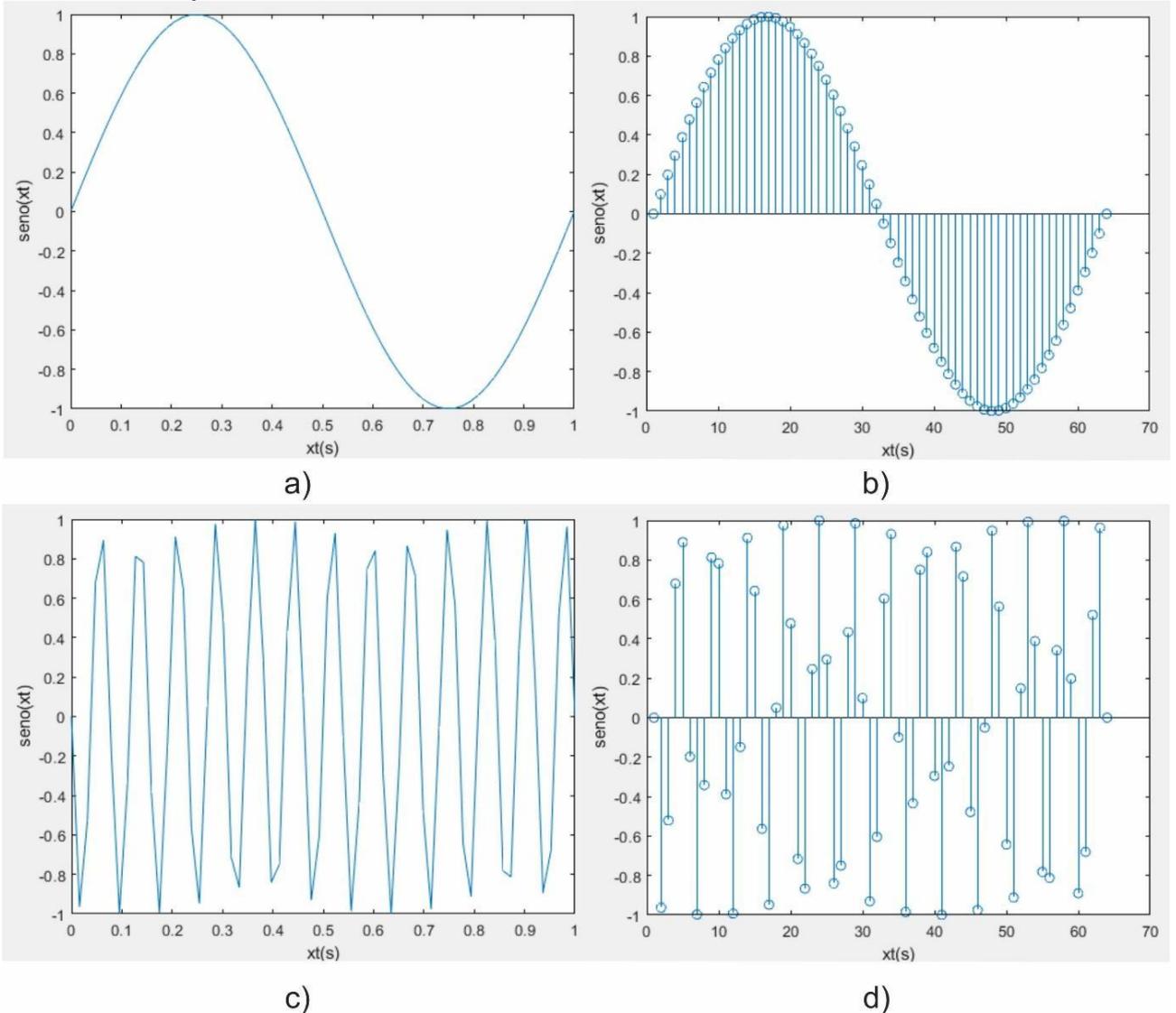
A Figura 20 ilustra um diagrama de blocos para o processo de conversão de um sinal no tempo contínuo para um sinal discretizado no tempo, seguido de um sinal amostrado para duas taxas de amostragem diferentes. Na Figura 20(b), especificamente, temos dois tempos de amostragem diferentes, $T = T_1$ e $T = 2T_1$, respectivamente; já na Figura 20(c), temos a representação da sequência das saídas correspondentes.

Figura 20: a) Diagrama de blocos para a conversão de um sinal contínuo no tempo, para um discretizado. b) Amostragem com dois intervalos de tempos diferentes, $T = T_1$ e $T = 2T_1$. c) Representação das saídas amostradas, discretas, correspondentes [92].



Considere agora uma função seno do tipo $x(t) = \sin(2\pi xt)$, aplicada com uma frequência de 1 Hz. Para amostrar esse sinal em um ciclo da curva, foram ajustados 64 pontos de amostragem, o que significa que, a cada segundo, ocorrem 64 leituras. A Figura 21(a) ilustra a curva $x(t)$ em sua forma contínua, enquanto a Figura 21(b) apresenta sua forma discretizada no tempo. Agora, mantendo os mesmos parâmetros de amostragem, a função $x(t)$ será aplicada com uma frequência de 50 Hz. A Figura 21(c) ilustra sua forma contínua, e a Figura 21(d) mostra sua forma discretizada no tempo.

Figura 21: a) Forma contínua de uma senoide de 1Hz. b) Forma discretizada da senoide de 1Hz com 64 pontos. c) Forma contínua de uma senoide de 50Hz. d) Forma discretizada da senoide de 50Hz com 64 pontos.



De fato, é evidente, por meio das Figuras 21(c) e (d), que a amostragem utilizada para a frequência de 1 Hz não é adequada para a frequência de 50 Hz, devido à escassa distribuição de pontos, como observado na Figura 21(c). Quanto à curva discretizada no tempo, nota-se que o sinal se perde, tornando impossível recuperar suas características originais, uma vez que a frequência de amostragem deve estar alinhada à frequência do sinal que se deseja medir. Esse caso demonstra a violação da regra fundamental do teorema da amostragem, sendo que, para garantir uma reconstrução adequada do sinal, é crucial que a frequência de amostragem seja apropriada. Segundo o Teorema de Nyquist [97], desenvolvido pelo engenheiro de mesmo nome, a frequência de amostragem deve ser, no mínimo, o dobro da maior frequência presente no sinal, a fim de evitar o fenômeno de aliasing. Esse princípio pode ser observado na Figura 21, onde amostragens insuficientes para um sinal de 50 Hz resultam na perda de suas características originais.

3.2.3.1.2.1 O TEOREMA DE NYQUIST

Como observado no exemplo da seção anterior, no processo de amostragem de sinais, é fundamental considerar o Teorema de *Nyquist* para garantir que o sinal possa ser adequadamente reconstruído. Dessa maneira, a frequência de amostragem deve estar em concordância com a frequência do sinal mensurado. Segundo o Teorema de *Nyquist*, conhecido como teorema da amostragem, a frequência de amostragem f_a deve ser pelo menos duas vezes maior do que a frequência do sinal medido f_s , que em termos matemáticos pode ser escrita como:

$$f_a > 2f_s$$

(14)

Com essa relação, estabelece-se um limite para a frequência máxima do sinal, conhecida como frequência de Nyquist. Se o teorema não é obedecido, ocorre o fenômeno de aliasing, que surge da subamostragem, como ilustrado na Figura 22. O aliasing impede a correta reconstrução do sinal, resultando em uma sobreposição de réplicas do espectro.

Figura 22: Amostragem de uma senoide de 150Hz com diferentes frequências de amostragem [98].

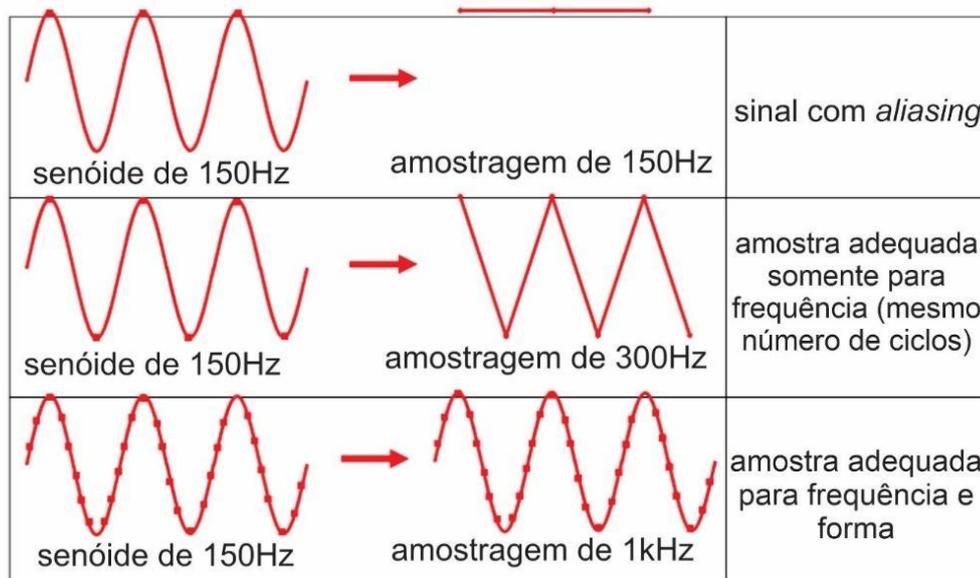
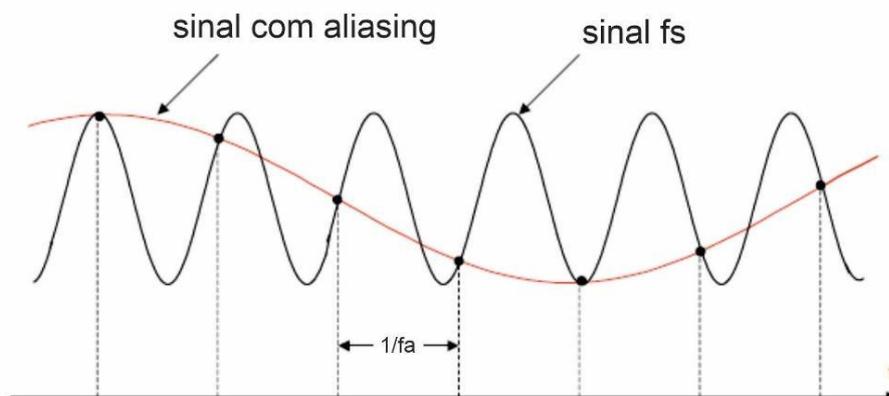


Figura 23: Curva em preto: sinal original. Curva em vermelho: sinal amostrado com aliasing [98].



Na Figura 22, pode-se observar esse fenômeno com mais clareza, onde, inicialmente, temos uma senoide de 150 Hz. Com a mesma frequência de amostragem, obtém-se o sinal com aliasing. Em seguida, utilizando o limite da frequência de Nyquist, consegue-se uma amostragem adequada para o valor em frequência do sinal, mas não para a sua forma. Por fim, obedecendo ao teorema da amostragem, com uma frequência de amostragem de 1 kHz, obtém-se uma amostragem apropriada para a leitura do sinal de 150 Hz. Na Figura 23, observa-se o detalhe do sinal lido com aliasing, representado em vermelho, e do sinal original com uma frequência f_s , em preto, respectivamente. Nesse ponto, é possível perceber a importância da escolha de uma frequência de amostragem correlacionada com a frequência máxima do sinal a ser medido, em conformidade com o teorema da amostragem, para que se possa reconstruir o sinal com a melhor precisão possível. Em resumo, cada amostra obtida é, então, quantizada, o que significa que os valores contínuos das amostras são convertidos em valores discretos. Isso geralmente envolve arredondar o valor da amostra ao nível mais próximo dentro de um conjunto finito de níveis de quantização. No exemplo apresentado na Figura 22, onde o sinal de leitura era de 150 Hz, a aplicação de uma frequência de amostragem de 1 kHz resulta em uma leitura de 1000 vezes por segundo, ou seja, a cada 1 ms é realizada uma medição para reconstruir a curva original de entrada.

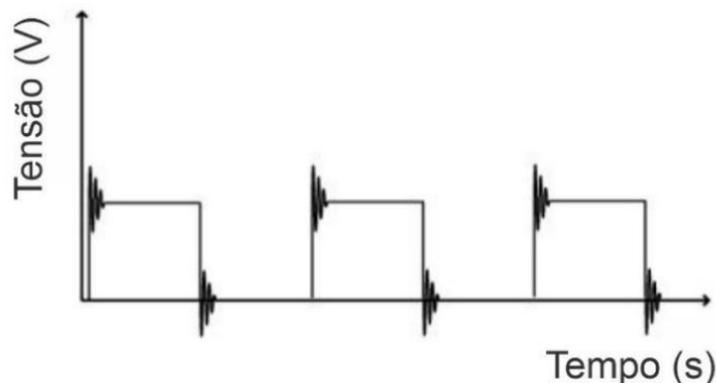
Caso os efeitos de aliasing não sejam corrigidos durante o processo de amostragem de sinais, as análises espectrais também estarão comprometidas, resultando em interpretações incorretas tanto no domínio do tempo quanto no da frequência. No próximo tópico, serão explorados os conceitos relacionados às análises espectrais, o uso da Transformada Rápida de Fourier (FFT) e as técnicas de janelamento de funções para o estudo dos sinais nos domínios da frequência e do

tempo [99].

3.2.3.1.3 ANÁLISE ESPECTRAL

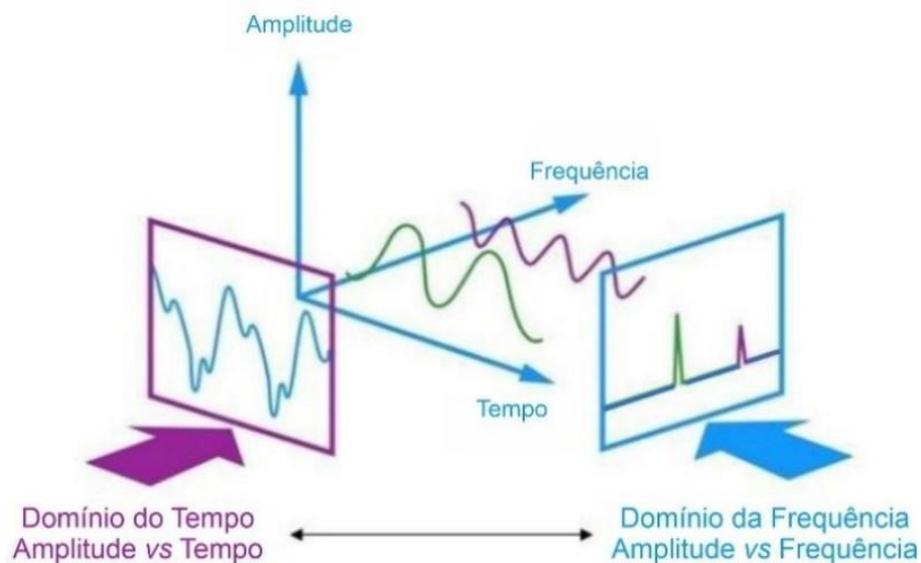
A análise espectral permite descrever um sinal em termos de suas componentes de frequência, oferecendo uma visão detalhada sobre a composição do sinal, algo que pode ser difícil de observar no domínio do tempo. Como discutido no início do tópico sobre processamento digital de sinais, um sinal proveniente do mundo real é tratado como um sinal analógico e pode ser expresso por meio de uma função matemática variável no tempo. Ao discretizar uma função contínua no tempo, é necessário analisar não apenas no domínio do tempo, mas também no domínio da frequência. Assim, essa função pode ser considerada composta por várias componentes de frequência, o que se traduz em representações de sinais nos domínios do tempo e da frequência. Em geral, um sinal, como pulsos de tensão, é representado no domínio do tempo, pois essa é uma maneira mais comum e intuitiva. Um osciloscópio, por exemplo, mede um determinado sinal exibindo-o ao longo do tempo, e as informações digitais, em geral, são transmitidas na forma de tensão ao longo do tempo, em segundos. A Figura 24 ilustra a representação no domínio do tempo de uma tensão periódica.

Figura 24: Representação de uma tensão periódica no domínio do tempo [88].



Ao tratar os sinais no domínio da frequência, sejam eles periódicos ou não, obtemos representações na forma de espectros. Em geral, a análise das fontes causadoras de interferência é realizada no domínio do tempo; no entanto, as transformações ocorridas no sinal são mais convenientes quando analisadas no domínio da frequência. É importante ressaltar que as representações nos domínios do tempo e da frequência são complementares, permitindo a transição de uma para a outra por meio de operações matemáticas. A Figura 25 ilustra a conexão entre as representações dos domínios do tempo e da frequência em uma análise espectral.

Figura 25: Representações do domínio do tempo e do domínio da frequência em uma análise espectral [100].



Com os sinais amostrados no domínio da frequência, na forma espectral, é possível identificar pequenas distorções provenientes de componentes de frequências diferentes da do sinal original. Nesse caso, ao observar o mesmo sinal no domínio do tempo, por exemplo, na tela de um osciloscópio, seria muito mais difícil detectar a origem dessas distorções.

Para exibir e analisar tais sinais no domínio da frequência, utiliza-se a Transformada de Fourier, que converte o sinal em uma função por meio da soma de senos e cossenos, ou, alternativamente, pela soma de exponenciais complexas. Assim, é possível expressar a Série de Fourier em tempo contínuo, em sua forma exponencial, para um sinal $x(t)$ como [99]:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{-jk\omega t} \quad (15)$$

Onde, $\omega = \frac{2\pi k}{N}$, sendo N o número de amostras equidistantes no domínio da frequência no intervalo de $0 \leq \omega < 2\pi$, e c_k são os coeficientes complexos de Fourier, e podem ser escritos como:

$$c_k = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) e^{-jk\omega t} dt \quad (16)$$

Os coeficientes de Fourier desempenham um papel fundamental na descrição do conteúdo espectral de um sinal. Cada coeficiente c_k indica a contribuição de uma frequência específica k no sinal original. Na Série de Fourier, os coeficientes correspondem às frequências fundamentais e harmônicas, que, juntas, compõem o sinal. Quanto mais harmônicas forem incluídas no cálculo, mais próximo o sinal reconstruído se torna do sinal original. Isso é especialmente importante para sinais periódicos ou com distorções, onde as frequências harmônicas podem representar componentes de ruído ou distorção. Considere agora um sinal descrito por uma função de onda quadrada, como ilustrado na Figura 26. Ao calcular os coeficientes para tal função, obtém-se uma combinação de um valor DC, proveniente do sinal

original, com sua frequência fundamental e sua sequência de harmônicos. Quanto maior for o número de harmônicos considerados no cálculo, mais o sinal se aproximará do original. Esse resultado pode ser observado na Figura 27: (a) com a aplicação de 3 harmônicos, (b) 5 harmônicos, (c) 21 harmônicos e (d) 51 harmônicos.

Para que o sinal esteja adequadamente discretizado para as análises no domínio da frequência, utiliza-se a Transformada de Fourier Discreta, mais comumente chamada de DFT (do inglês *Discrete Fourier Transform*). De acordo com Proakis e Manolakis (2007) [101], pode-se escrever a Transformada Discreta de Fourier como:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \quad (17)$$

Onde, $x(n)$ é uma função periódica com período fundamental N . Com a aplicação da DFT se tem um mapeamento de um sinal discreto no tempo, $x(n)$, correlacionado ao seu valor discreto em frequência, isto é, $X(k)$. Outro fator importante é que o número de pontos da DFT é o mesmo do sinal amostrado inicialmente, sendo que, a resolução do domínio da frequência ($\frac{2\pi F_A}{N}$), será melhorada quanto maior for o número de pontos amostrados, N , para uma taxa de amostragem fixa.

Figura 26: Sinal de uma onda quadrada [99].

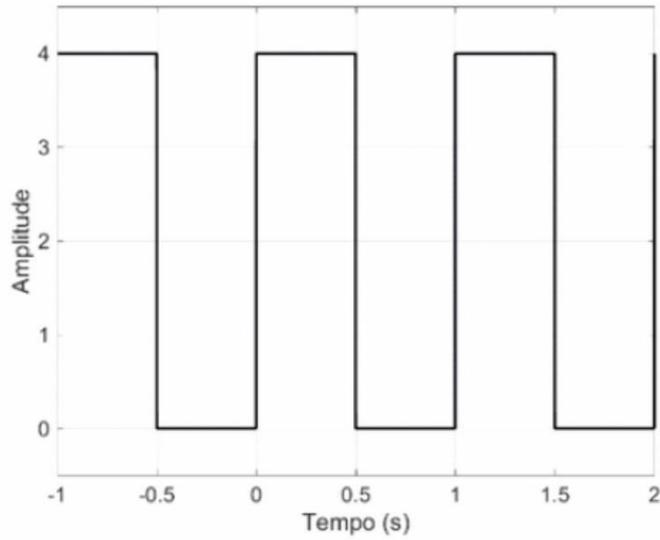
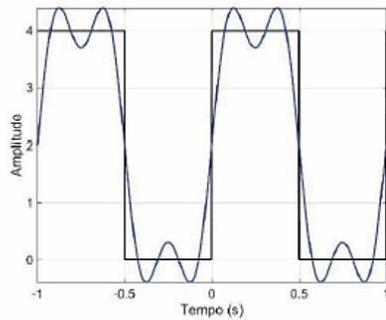
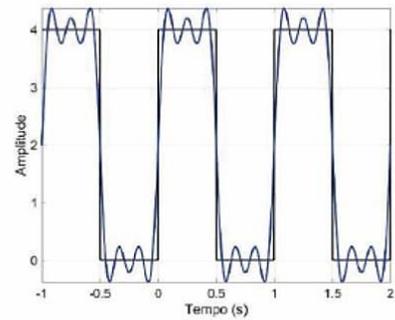


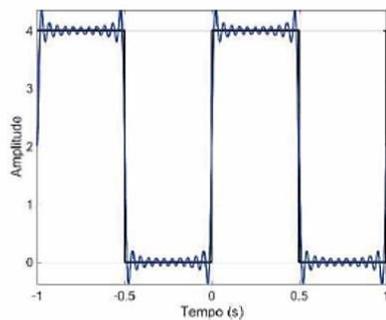
Figura 27: Valores dos coeficientes de Fourier calculados: a) com aplicação de 3 harmônicas, b) com a aplicação de 5 harmônicas, c) com a aplicação de 21 harmônicas, e d) com a aplicação de 51 harmônicas [99].



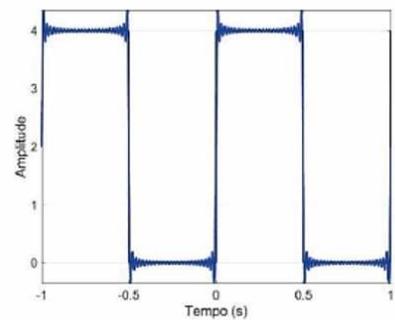
a)



b)



c)



d)

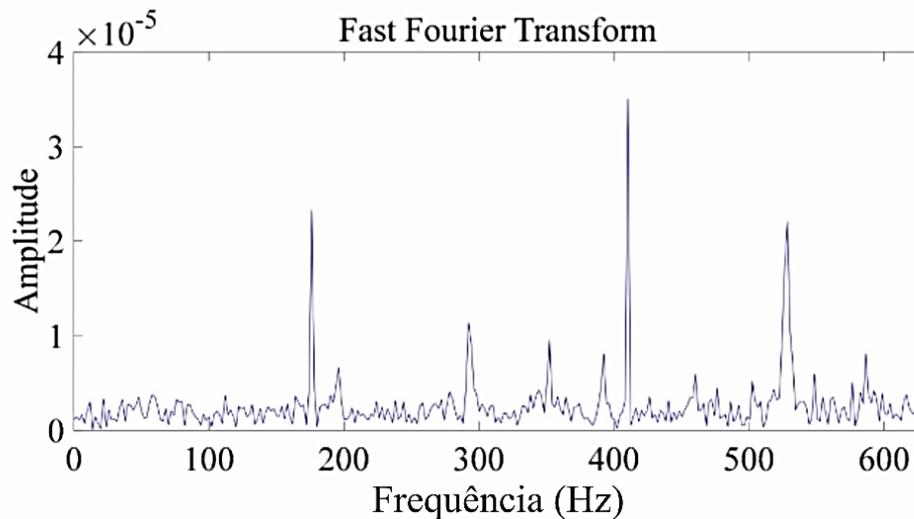
No âmbito computacional, a DFT demanda muitos cálculos complexos para uma sequência $x(n)$ com N elementos, pois uma N -DFT terá N^2 multiplicações complexas e $N^2 - N$ somas complexas. Por exemplo, se um processador demora 1 segundo para processar o cálculo de uma DFT com $N = 1000$, isto é, $N^2 = 10^6$, ele demorará 12 dias para processar os cálculos se $N = 10^6$, pois, $N^2 = 10^{12}$. Para otimizar o tempo de processamento da DFT, Cooley e Tukey (1965) [102] publicaram um algoritmo que fornece a mesma precisão de resultado, mas com o nome de Transformada Rápida de Fourier, ou FFT (do inglês *Fast Fourier Transform*). Dessa maneira, a aplicação computacional demanda menos tempo, pois o número de amostras é restrito a um valor que seja potência de 2. Se o cálculo da complexidade computacional fosse repetido agora para a FFT, ao invés de 12 dias, levaria somente 0,01 segundos para processar o cálculo. A Tabela 2 compara a complexidade computacional da DFT com a FFT, mostrando a vantagem significativa da FFT em termos de eficiência de processamento.

Tabela 2: Complexidade computacional da DFT com relação a FFT para N amostras.

N (amostras)	N^2 (DFT)	$N \log_2 N$ (FFT)	Vantagem computacional
2	4	2	2
4	16	8	2
8	64	24	2,67
16	256	64	4
32	1024	160	6,4
64	4096	384	10,67
128	16384	896	18,29
256	65536	2048	32
512	262144	4608	56,89

A Figura 28 mostra o espectro de uma FFT de um sinal de vibração, revelando picos em frequências específicas, representando componentes dominantes do sinal.

Figura 28: Espectro de sinal de um sensor de vibração [103].



Em resumo, a FFT é uma ferramenta poderosa que facilita a análise de sinais complexos no domínio da frequência, permitindo identificar componentes de ruído ou distorção que não seriam visíveis no domínio do tempo.

3.2.3.1.3.1 SUBAMOSTRAGEM E SUPERAMOSTRAGEM

No processamento digital de sinais, a escolha da taxa de amostragem é crucial para garantir a integridade dos dados. Em muitos casos, é necessário recorrer a técnicas de subamostragem e superamostragem para otimizar a análise, dependendo do contexto. Essas técnicas são fundamentais no processamento digital de sinais, pois impactam diretamente a qualidade da análise espectral. A subamostragem (*downsampling*) é utilizada para reduzir a quantidade de dados coletados, diminuindo o custo computacional. No entanto, deve ser realizada com cautela para evitar a perda de informações importantes e o fenômeno de aliasing. Por outro lado, a superamostragem (*upsampling*) aumenta a resolução de um sinal, inserindo amostras adicionais, o que melhora a análise de frequências, mas não acrescenta novas

informações ao sinal original.

A subamostragem (*downsampling*) consiste em reduzir a taxa de amostragem, sendo útil quando a resolução temporal é superior à necessária. Antes de aplicar o *downsampling*, é imprescindível utilizar um filtro passa-baixa para garantir que as frequências acima da nova taxa de *Nyquist* sejam atenuadas, prevenindo o fenômeno de *aliasing*. Um exemplo comum dessa técnica é a redução de dados para a compactação de áudio.

Segundo Lathi (2008), o processo de subamostragem não é invariante no tempo devido à natureza de sua operação, pois o atraso de uma sequência de entrada em uma amostra pode resultar em uma sequência de saída totalmente diferente. Além disso, o autor destaca que essa redução, o *downsampling*, não provoca perda na amplitude do sinal no domínio do tempo. No entanto, ao reduzir a amostragem por um fator $M = 3$, por exemplo, ocorre uma perda na magnitude no domínio da frequência, conforme evidenciado pela Transformada Rápida de Fourier (FFT) [104].

Para aplicar o *downsampling* em um sinal, a taxa de amostragem dessa sequência deve ser reduzida por um fator, definindo uma “nova amostragem”, ou seja, definindo uma nova sequência que pode ser descrita:

$$xd[n] = x[nM] = xc(nMT) \quad (18)$$

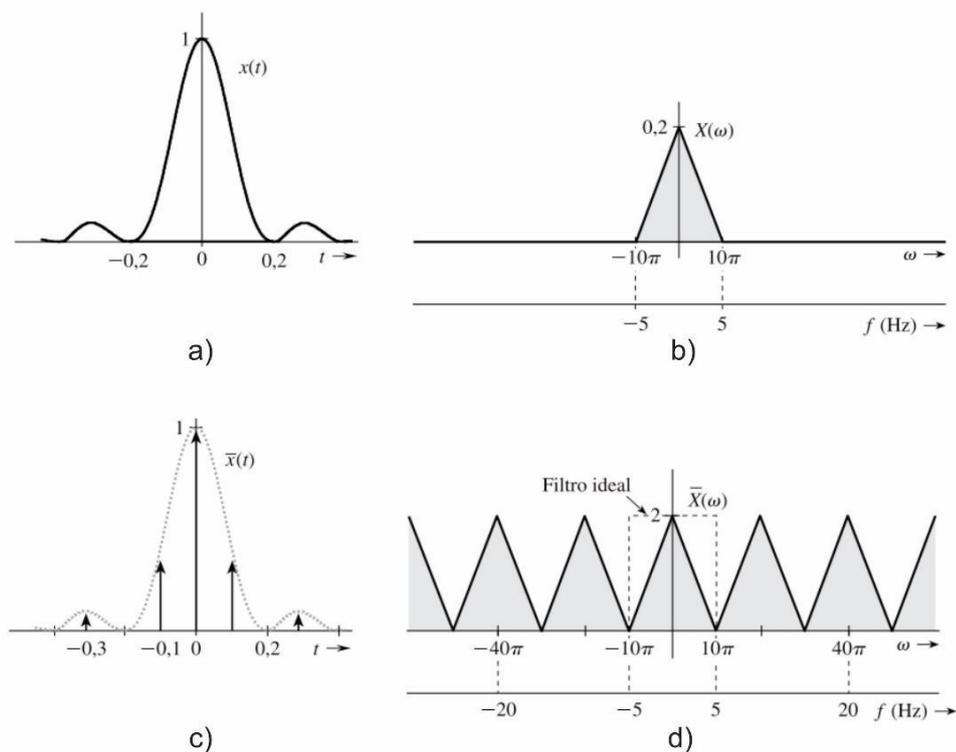
A Equação 18 define o que se chama de compressor de taxa de amostragem, onde $xd[n]$ é idêntico à sequência do sinal que seria obtida de $xc(T)$, com período $Td = MT$, onde M é o fator de *downsampling* [97]. Dessa forma, a taxa de amostragem pode ser reduzida por um fator M sem efeitos de *aliasing*, se esse fator for pelo menos M vezes a frequência de *Nyquist*, ou se a largura da banda da sequência for reduzida

primeiro pelo fator por filtragem de tempo discreto.

Para exemplificar a operação de downsampling considere a função $x(t) = \text{seno } c^2(5\pi t)$, e sua frequência é de 5 Hz ($10\pi \text{ rad/s}$), conseqüentemente, de acordo com a frequência de Nyquist, a frequência mínima de amostragem é de 10 Hz. A Figura 29 a) ilustra o sinal $x(t)$ e a 29 b) seu espectro $X(\omega)$, já a Figura 29 c) e d) ilustram o sinal $x(t)$ e seu espectro com downsampling com o fator $M = 2$.

De acordo com a Figura 29 pode-se notar que a taxa de amostragem original é o dobro da taxa mínima, determinada pelo fator M de downsampling e, para que o espectro seja reconstruído, deve-se utilizar um filtro passa-baixa com largura de banda de 5Hz, como ilustrado com uma linha pontilhada na figura. Para esse exemplo em específico, se o fator $M > 2$ pode ocorrer o efeito de aliasing distorcendo o sinal original. Ao aumentar modificar o fator para o caso em que a frequência de amostragem não obedece a frequência de Nyquist, isto é, menor que 10 Hz, observa-se os efeitos de distorção descritos anteriormente. A Figura 30 ilustra esse caso, onde a 30 (b) tem-se o efeito de aliasing, descaracterizando o espectro do sinal.

Figura 29: a) Sinal em estudo, $x(t)$, b) espectro do sinal, $X(\omega)$, c) sinal $x(t)$ com downsampling com fator $M = 2$, e d) espectro do sinal com downsampling [104].

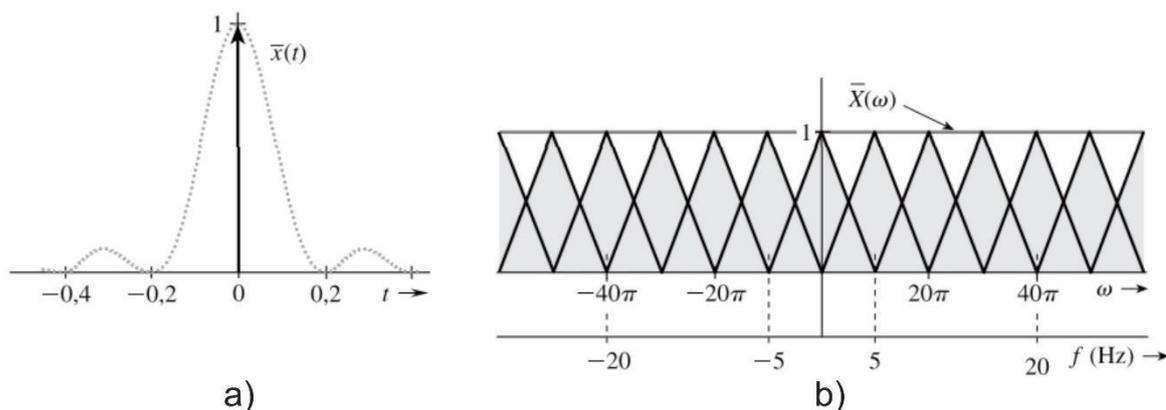


Como o processo de downsampling com o fator $M = 3$ não obedece a frequência de Nyquist, por conta da amostragem original do sinal, pode-se observar claramente a distorção. Para que não ocorra os efeitos de aliasing no processo de downsampling, de acordo com Oppenheim e Schaffer (2009) é necessário que se obedeça a relação:

$$\omega_N M \leq \pi \tag{19}$$

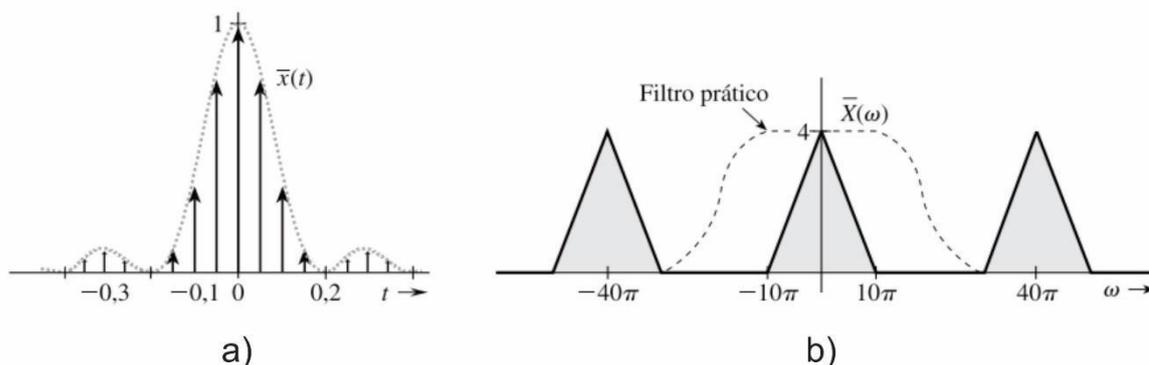
Onde, π/M é definido pela frequência de corte do filtro passa baixa, que deve ser aplicado antes do downsampling, e ω_N representa a frequência normalizada do sinal.

Figura 30: a) Sinal com fator de downsampling $M > 2$, b) espectro do sinal com downsampling com efeito de aliasing [104].



Agora no caso da técnica de superamostragem (upsampling), para a sua aplicação aumenta-se a taxa de amostragem de um sinal ao inserir valores entre cada amostra. Embora esse procedimento não adicione novas informações ao sinal, pode melhorar a resolução no domínio da frequência e suavizar o sinal, sendo útil em aplicações como processamento de imagens e áudio de alta resolução. Para exemplificar o processo de upsampling considere novamente o exemplo com o sinal $x(t) = \sin^2(5\pi t)$, agora com uma taxa de amostragem de 20Hz. A Figura 31 (a) ilustra o sinal em análise, e a Figura 31 (b) o seu espectro com a aplicação do upsampling. Nessa figura, nota-se que o espectro $\bar{X}(\omega)$ é composto de repetições não sobrepostas, diferentemente do caso da Figura 30 (b), onde observa-se a repetição a cada 20 Hz, com bandas vazias entre os ciclos. Dessa forma, o espectro pode ser recuperado utilizando-se de um filtro passa baixa como ilustrado em linha pontilhada na figura [104].

Figura 31: a) Sinal em análise, b) espectro com a aplicação do upsampling [104].



Portanto, a aplicação adequada de subamostragem e superamostragem é fundamental para o sucesso de diversas aplicações de processamento de sinais, desde compressão de dados até a análise detalhada no domínio da frequência.

3.2.3.1.3.2 A TÉCNICA DE ZERO-PADDING

A técnica de zero-padding é amplamente utilizada para melhorar a análise espectral, proporcionando uma maior resolução em frequência, especialmente quando a aquisição do sinal é realizada com um número reduzido de pontos. No entanto, ao aplicar essa técnica, é importante compreender que não são inseridas novas informações ao sinal original; ela apenas interpola valores nulos ao espectro, suavizando-o e facilitando a distinção de picos de frequências mais próximas. Smith III (2002) [105] define a técnica de zero-padding como o preenchimento de zeros em um sinal. Dessa forma, ocorre o mapeamento do sinal de comprimento N para um sinal de comprimento $M > N$, sendo que M não precisa ser um múltiplo inteiro de N . Dessa forma pode-se escrever a relação:

$$\text{ZeroPad}_{M,m}(x) = \{x(m), 0 \leq m \leq N - 1, \quad N \leq m \leq M - 1\} \quad (20)$$

Se, por exemplo:

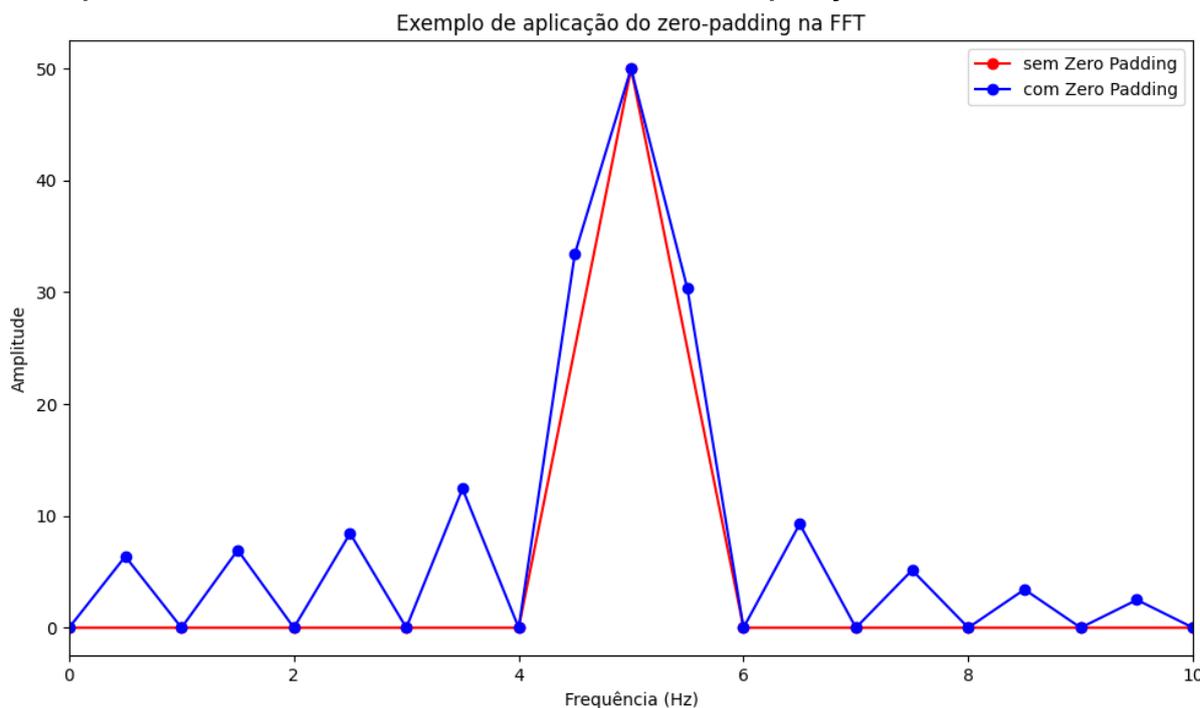
$$\text{ZeroPad}_10([1, 2, 3, 4, 5]) = [1, 2, 3, 4, 5, 0, 0, 0, 0, 0]$$

Onde tem-se naturalmente $x(n)$ representando um sinal começando no tempo 0 e se estendendo por N amostras. Smith III (2002), ainda ressalta que, em termos de FFT, o preenchimento de zeros conduz uma conversão da taxa de amostragem por interpolação ideal para o sinal [105].

Em resumo, ao aplicar o zero-padding em um sinal antes de calcular a FFT, aumenta-se o número de amostras, criando mais bins de frequência. Isso permite uma análise mais detalhada, especialmente quando o estudo se concentra em frequências que não se alinham precisamente com os bins do espectro. Esse método revela-se particularmente útil para a suavização da curva espectral, melhorando não apenas a distinção entre as frequências, mas também ajudando a reduzir o efeito da fuga espectral (spectral leakage), que ocorre quando a energia do sinal em análise se dispersa por várias frequências, dificultando a identificação precisa das componentes de frequência [106].

Para exemplificar a aplicação da técnica, tomemos uma função senoidal do tipo: $x(t) = \sin \sin (2\pi ft)$, onde f é a frequência do sinal a ser analisado, com valor de 5 Hz, e, para esse exemplo, a frequência de amostragem desse sinal será de $f_s = 100 \text{ Hz}$. A Figura 32 ilustra em vermelho a FFT do sinal sem o zero-padding, e em azul a FFT do sinal com o zero-padding.

Figura 32: Exemplo de aplicação da técnica de zero-padding, onde a curva em vermelho corresponde a FFT sem a técnica, e a curva em azul com a aplicação da técnica.



Para elaborar o exemplo foi utilizada uma biblioteca largamente utilizada com a linguagem Python, a *'NumPy'*, de código aberto, destinada a operações voltadas para a ciência de dados [107]. Essa biblioteca possui uma função, o *'np.pad'*, que permite adicionar zeros ao final do sinal original. O parâmetro *'(0, len(sinal))'* indica a quantidade de zeros a ser adicionada. No caso específico da Figura 32 esse parâmetro foi utilizado para adicionar zeros equivalentes ao tamanho do sinal de exemplo, duplicando assim seu tamanho. Dessa forma, se o sinal originalmente possui 100 pontos, após a aplicação do zero-padding, ele terá 200 pontos. Ao analisar a Figura 32, é possível notar a diferença entre a FFT representada pela curva vermelha, que não utiliza a técnica, e a FFT representada pela curva azul, que a utiliza. Observa-se uma suavização da curva, evidenciando picos de menor intensidade ao redor do pico de maior intensidade, localizado em 5 Hz. Com isso, é notável o aumento da resolução no espectro e a capacidade de distinguir picos de outras frequências no

senal. A função 'np.pad', juntamente com seu parâmetro, permite a variação na adição de zeros ao sinal por meio da manipulação de seus argumentos, proporcionando, assim, um melhor ajuste da técnica de zero-padding de acordo com as necessidades durante a análise de sinais.

3.2.3.1.3.3 TÉCNICAS DE JANELAMENTO

Após a introdução do conceito da técnica de zero-padding, que se revela uma abordagem mais simples e intuitiva, esta serve como uma preparação para análises mais sofisticadas, como as técnicas de janelamento.

Quando se utiliza a Transformada Rápida de Fourier (FFT) em sinais digitais, parte-se do princípio de que o sinal é periódico, ou seja, que ele se repete indefinidamente. No entanto, na prática, os sinais medidos em experimentos são geralmente finitos, o que implica um truncamento abrupto no início e no fim do intervalo de amostragem. Esse truncamento introduz discontinuidades que geram artefatos no domínio da frequência, conhecidos como fuga espectral, onde a energia do sinal "vaza" para frequências que não fazem parte do sinal original [108].

Para mitigar esse efeito, utilizam-se técnicas de janelamento, que suavizam a transição entre o início e o fim do sinal ao multiplicar o sinal original por uma função de janela. Essa função reduz gradualmente a amplitude nos pontos de fronteira, minimizando as dissonâncias causadas pela discontinuidade [108]. A escolha da função de janela é crucial para garantir uma análise espectral precisa, uma vez que diferentes funções apresentam características e aplicações específicas.

Dentre as diversas funções utilizadas para o janelamento, as mais comuns aplicadas ao sinal, quando se busca uma melhor resolução em frequência e uma

maior atenuação da fuga espectral, são: Hanning, Hamming, Blackman e Kaiser [109].

A janela de Hanning é geralmente utilizada para suavizar as bordas do sinal de forma simétrica, proporcionando um bom equilíbrio entre resolução em frequência e fuga espectral, o que a torna adequada para a maioria das análises espectrais. Pode-se escrevê-la como:

$$w(n) = 0,5 \left(1 - \cos \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \right) \quad (21)$$

Onde n é o índice da amostra, e N o número total de amostras. Por conta de suas características é comumente utilizada em sinais de áudio e biomédicos, como eletrocardiogramas (ECG) e eletroencefalogramas (EEG), devido ao seu equilíbrio entre boa resolução em frequência e supressão do vazamento espectral [110].

A janela de Hamming é muito similar à de Hanning, no entanto apresenta um coeficiente diferente com intuito de reduzir ainda mais as discontinuidades nas bordas do sinal. Com isso, obtêm-se uma fuga espectral ligeiramente menor, mas com uma resolução em frequência um pouco melhor quando comparada a Hanning. A equação que descreve a função de Hamming pode ser escrita:

$$w(n) = 0,54 - 0,46 \cos \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \quad (22)$$

Sua aplicação usual recai na análise sinais que requerem uma melhor relação sinal-ruído com enfoque maior na resolução espectral.

Já a janela de Blackman, em comparação com as anteriores, oferece uma atenuação ainda mais abrupta nas bordas do sinal, reduzindo mais significativamente a fuga espectral, porém sua resolução em frequência é menor. A equação que

descreve a função de Blackman pode ser escrita:

$$w(n) = 0,42 - 0,5\cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0,08\cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) \quad (23)$$

Com a sua atenuação mais abrupta nas bordas, a janela de Blackman é utilizada quando se prioriza a supressão de frequências indesejadas, às custas de uma diminuição da resolução do espectro. Seu uso é adequado quando o espectro analisado está muito próximo de componentes de frequência que não pertencem ao sinal original, tornando-se importante quando há a necessidade da distinção precisa dessas frequências.

Diferentemente das funções anteriores, a janela de Kaiser é uma função paramétrica, onde o grau de suavização nas bordas do sinal pode ser ajustado por meio de um parâmetro β . Seu uso proporciona grande flexibilidade no equilíbrio entre diminuição da fuga espectral e resolução, tornando-a uma das janelas mais versáteis quando comparada às outras. Sua função pode ser descrita:

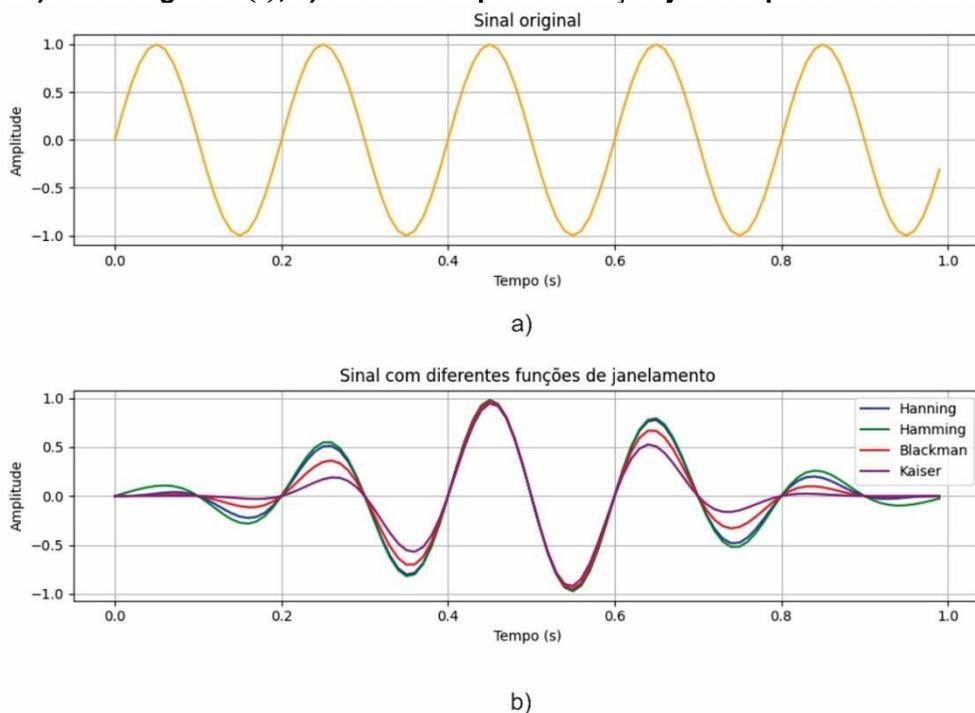
$$w(n) = \frac{I_0\left(\beta\sqrt{1-\left(\frac{2n}{N-1}-1\right)^2}\right)}{I_0(\beta)} \quad (24)$$

Onde I_0 é a função de primeira ordem modificada, n é o índice das amostras, N é o número de amostras, e β é o parâmetro de ajuste de suavização. Dependendo da escolha desse parâmetro, a janela de Kaiser pode se aproximar da janela de Hamming, para valores baixos de beta, ou da janela de Kaiser, para valores altos de beta. Graças à sua flexibilidade a janela de Kaiser pode ser ajustada para aplicações que variam entre a supressão rigorosa de ruídos e a preservação de detalhes em

sinais de imagem e telecomunicações [111].

Para exemplificar o efeito dessas funções de janelamento tomemos a função senoidal, utilizada nos exemplos de *downsampling* e *upsampling*: $x(t) = \sin(2\pi ft)$, onde f é a frequência do sinal a ser analisado, com valor de 5 Hz, e, para esse exemplo, a frequência de amostragem deste sinal será de $f_s = 100$ Hz. A Figura 31 ilustra em a), a forma do sinal original, e em b) as diferentes atenuações realizadas no sinal com relação à aplicação das funções de janela.

Figura 33: a) Sinal original $x(t)$, b) diferentes tipos de função janela aplicadas ao sinal original.



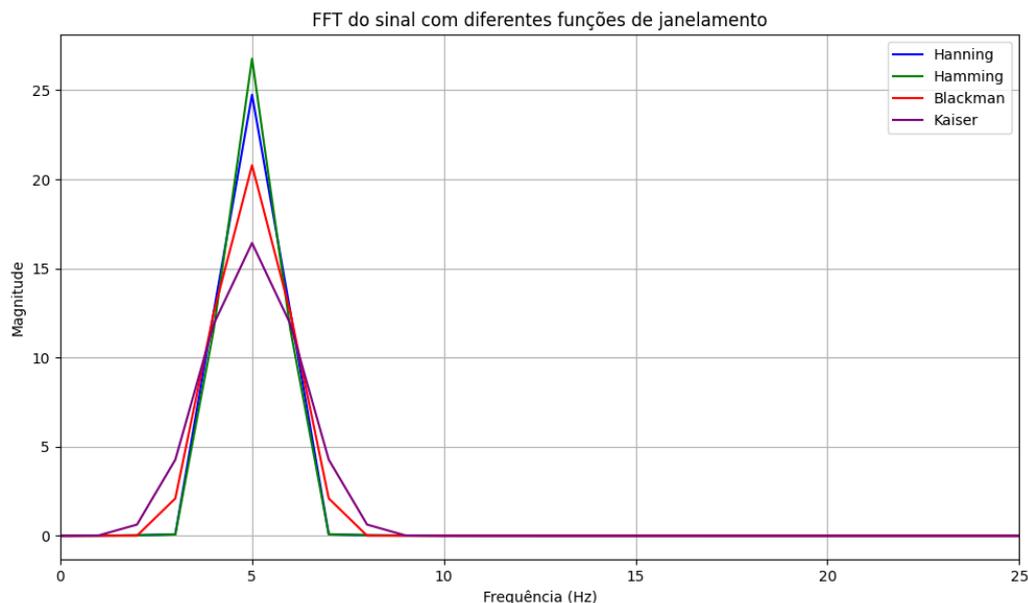
De fato, na Figura 31 b), é possível observar a similaridade entre as janelas de Hanning (curva azul) e Hamming (curva verde), que apresentam uma leve diferença na suavização das bordas; a janela de Hamming preserva um pouco mais a amplitude nas extremidades do sinal. Por outro lado, a função de Blackman (curva vermelha) proporciona uma atenuação maior nas bordas em comparação com as demais. Por

fim, a janela de Kaiser (curva lilás), ao ajustar o fator beta para 14, oferece uma suavização mais estável, equilibrando a suavização das bordas e a preservação da amplitude.

Para analisar o efeito das janelas na aplicação da Transformada Rápida de Fourier (FFT), apresentamos a Figura 32, na qual é possível observar a relação entre a magnitude e a aplicação das funções janela. Nessa figura, nota-se claramente que as janelas de Blackman (curva vermelha) e Kaiser (curva lilás) resultam em uma supressão significativa dos lóbulos laterais, o que é útil para eliminar interferências indesejadas. No entanto, essa supressão ocorre à custa de uma leve perda de resolução em frequências mais baixas. Por outro lado, as janelas de Hanning (curva azul) e Hamming (curva verde) demonstram uma maior resolução em torno da frequência de 5 Hz, embora apresentem lóbulos laterais um pouco mais evidentes.

Essa comparação demonstra que a escolha da janela deve ser feita com base no objetivo da análise: se a prioridade é a supressão do ruído ou a preservação dos detalhes do sinal. Em casos de sinais ruidosos, como sinais biomédicos de baixa amplitude, a janela de Kaiser pode fornecer um excelente equilíbrio, ajustando o valor de β para maximizar a relação sinal-ruído.

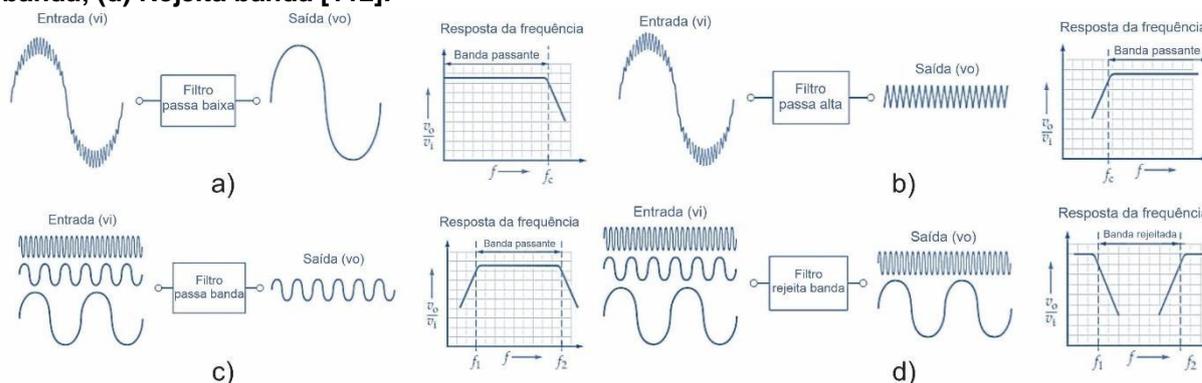
Figura 34: Relação da resolução do espectro de frequência com a aplicação de algumas funções janela.



3.2.3.1.4 SISTEMAS DE FILTRAGEM

Os sistemas de filtragem são essenciais no processamento de sinais, especialmente para eliminar ruídos e sinais indesejados, proporcionando uma análise mais precisa dos dados. Os filtros podem ser projetados tanto de forma analógica, utilizando componentes ativos e/ou passivos, como resistores, capacitores e indutores, quanto de forma digital, com a aplicação de microcontroladores e algoritmos de DSP (Processamento Digital de Sinais). A principal função desses sistemas é selecionar, realçar ou atenuar determinadas faixas de frequência. Os tipos de filtros utilizados incluem: passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa, conforme ilustrado na Figura 35. Cada um desses filtros atua de maneira distinta, permitindo a passagem ou rejeição de frequências específicas.

Figura 35: Sistemas de filtragem comumente utilizados. (a) Passa baixa; (b) Passa alta; (c) Passa banda; (d) Rejeita banda [112].



Na Figura 35 (a), observa-se o filtro passa-baixa, que atenua o sinal para frequências superiores a uma frequência de corte previamente estabelecida, permitindo que apenas a parte abaixo dessa frequência permaneça no sinal. A Figura 35 (b) ilustra a situação oposta: somente as frequências acima da frequência de corte são mantidas, enquanto as frequências inferiores a essa são atenuadas. A Figura 35 (c) demonstra o funcionamento do filtro passa-faixa, que preserva apenas um intervalo de frequências específico. Finalmente, a Figura 35 (d) ilustra o comportamento do filtro rejeita-faixa, que atenua um intervalo de frequências selecionado previamente.

A seguir, discutiremos duas classes de filtros: os FIR (Resposta Finita ao Impulso) e os IIR (Resposta Infinita ao Impulso). Esses filtros podem operar em diferentes faixas de frequência, conforme abordado anteriormente, além de apresentarem estruturas distintas.

3.2.3.1.4.1 FILTROS DIGITAIS DE RESPOSTA FINITA AO IMPULSO – FIR

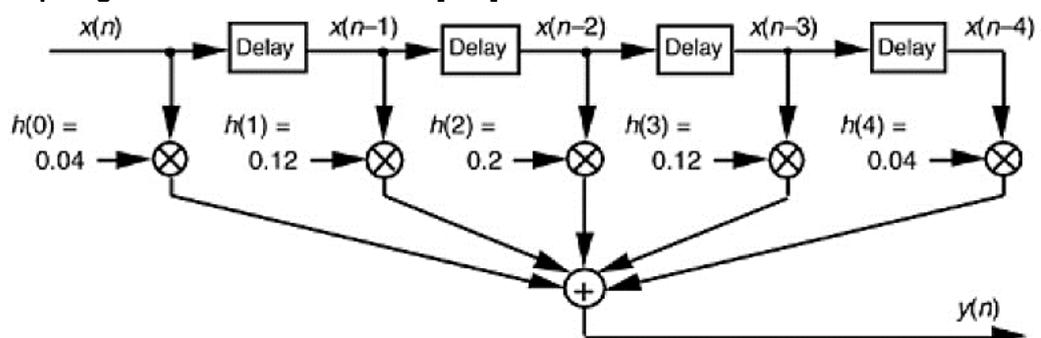
No processamento digital de sinais, os filtros do tipo FIR, que operam com resposta finita ao impulso, são amplamente utilizados devido à sua estabilidade inerente. Essa estabilidade decorre de seu caráter não recursivo, que dispensa a

necessidade de utilizar valores anteriores e posteriores ao sinal analisado. A propriedade de resposta finita ao impulso, conforme Stearns e Hush (2011) [113], frequentemente se apresenta como uma vantagem, pois permite a especificação exata do tempo de inicialização, ou seja, a duração do filtro em um sinal transitório. Cada tipologia de filtro possui vantagens e desvantagens específicas, especialmente em relação às suas características e aplicações. Segundo Shenoit (2005) [114], essas características são:

- Linearidade de fase: apresenta uma resposta de filtragem com atraso de grupo constante, caracterizando-se como uma função linear da frequência. Isso implica que todas as frequências são transmitidas com o mesmo atraso, resultando na ausência de distorção de fase. Assim, o sinal de entrada será atrasado por um valor constante ao ser transmitido para a saída.
- Estabilidade inerente.
- Não recursividade.
- Ausência de equivalente analógico.
- Alta exigência computacional e de memória

A Figura 36 ilustra a topologia básica de um filtro FIR, destacando a estrutura de uma matriz de elementos de atraso conectados em série.

Figura 36: Topologia básica de um filtro FIR [115].



Após cada elemento, o valor da amostra é multiplicado por um coeficiente de filtro. Assim, há um multiplicador para cada elemento de atraso, denotado pelo termo "Delay" na sequência de cada amostra. Na saída do filtro, os resultados de todos os multiplicadores são somados, formando a saída expressa como $y(n)$. Os coeficientes de filtragem, representados na Figura 30 como $h(0)$, $h(1)$, $h(2)$, $h(3)$ e $h(4)$, também são conhecidos como pesos, que compõem a resposta ao impulso.

Para determinar os coeficientes ou pesos, deve-se escrever a função de resposta impulsiva ideal do filtro. Por exemplo, conforme a Equação 25, tem-se a função de resposta impulsiva especificamente para um filtro passa-baixa ideal [116].

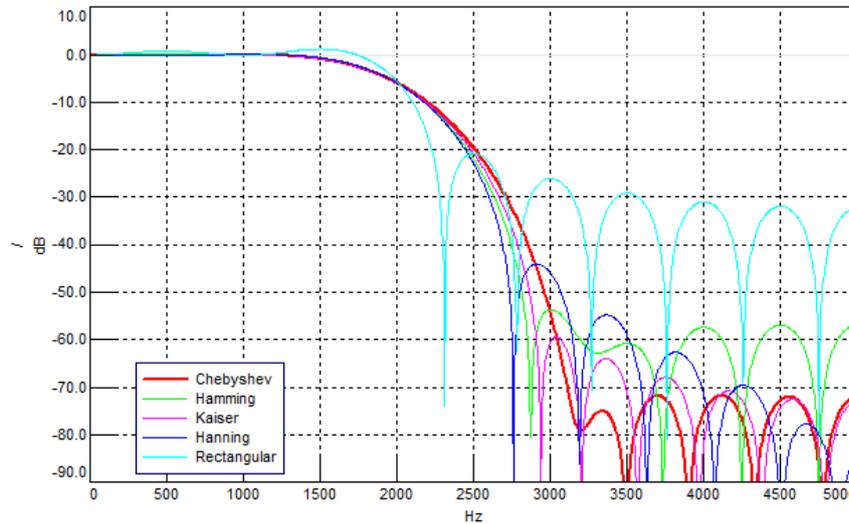
$$h_{ideal}[n] = \begin{cases} \frac{\sin[\omega_c(n-M)]}{\pi(n-M)}, & n \neq M \\ \frac{\omega_c}{\pi}, & n = M \end{cases} \quad (25)$$

Onde M é o coeficiente central que define o comprimento do filtro, e ω_c é a frequência de corte do filtro. A escolha dos coeficientes define como o filtro atenuará ou permitirá a passagem de certas frequências.

Em sistemas digitais, é comum utilizar funções de janela para projetar filtros FIR. Funções como as de Hamming, Hanning, Chebyshev e Kaiser são amplamente empregadas para suavizar a transição entre as frequências de passagem e de corte, minimizando distorções. A Figura 37 apresenta uma comparação dessas funções aplicadas a um filtro FIR com uma frequência de corte de 1200 Hz, demonstrando como cada janela afeta a resposta em frequência do filtro, evidenciando diferenças notáveis nas ondulações da banda de transição e na atenuação. Além disso, a Figura 37 mostra que a janela retangular, neste exemplo, apresenta uma maior ondulação em comparação com as demais, comprometendo a banda de transição, que varia de 1200 Hz a 2500 Hz. Como cada função de janela se adapta melhor a determinados

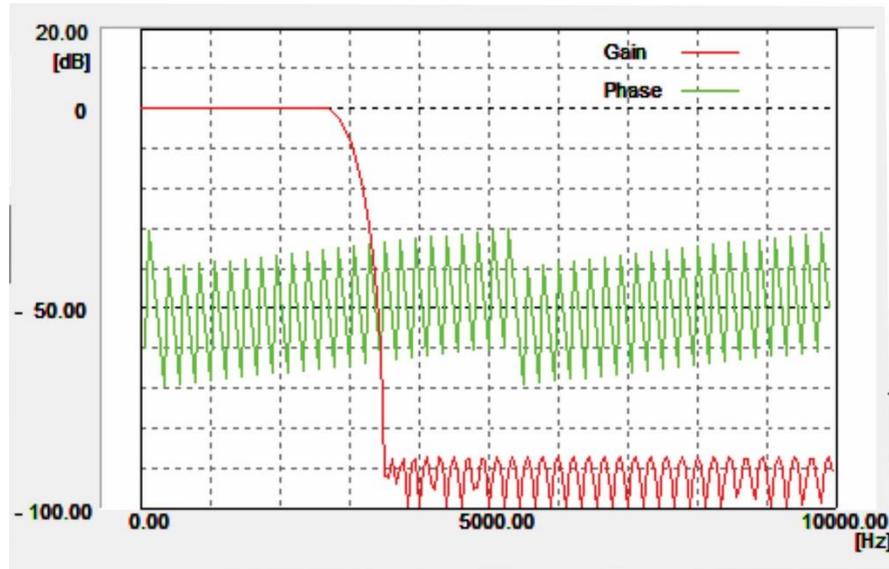
projetos, recomenda-se a boa prática de utilizar softwares de simulação em cada caso.

Figura 37: Comparativo da aplicação de um filtro do tipo FIR com frequência de corte em 1200 kHz, com diferentes tipos de função de janela [117].



O exemplo da Figura 38 mostra a aplicação de um filtro passa-baixa usando a função de janela retangular ($w[n] = 1, (0 \leq n \leq N)$), projetado com o software *Digital Filter Analyzer*. A frequência de corte foi estabelecida em 2,5 kHz com uma taxa de amostragem de 20 kHz. Observa-se no eixo da atenuação (dB) a faixa de transição iniciando-se alguns kHz antes da frequência de corte selecionada (curva em vermelho), bem como a característica linear da fase (curva em verde), características esperadas de um filtro FIR.

Figura 38: Exemplo de filtro passa baixa FIR elaborado via janela retangular e frequência de corte em 2,5 kHz.



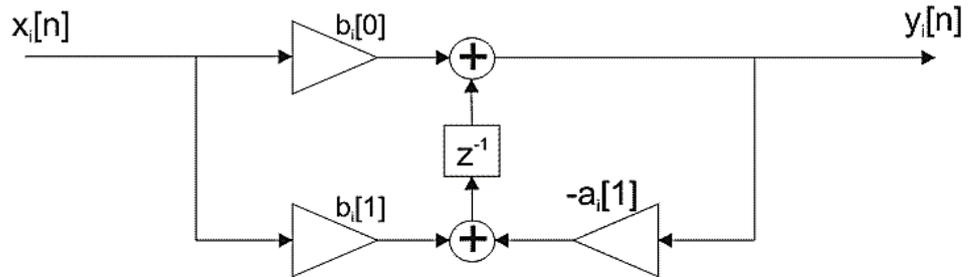
3.2.3.1.4.2 FILTROS DIGITAIS DE RESPOSTA AO IMPULSO INFINITO – IIR.

Diferentemente dos filtros FIR discutidos anteriormente, os filtros do tipo IIR possuem resposta infinita ao impulso, o que significa que, após um impulso, o filtro continuará a gerar saídas por um tempo indefinido. Isso ocorre devido à sua natureza recursiva, ou seja, eles utilizam não apenas as amostras de entrada, mas também os valores de saída anteriores [116]. As características básicas de um filtro IIR são:

- Para determinadas respostas em frequência, requerem menos elementos de atraso, bem como menos somadores e multiplicadores.
- Não possui fase linear, a fase pode mudar dependendo da frequência.
- São filtros recursivos.
- Possuem equivalente analógico.

A Figura 39 ilustra a topologia inerente ao filtro IIR, onde o atraso é representado por Z^{-1} , o valor anterior é denotado por $b[0]$, o valor posterior por $b[1]$ e o valor filtrado por $a[1]$ sendo subtraído.

Figura 39: Topologia de um filtro IIR [115].



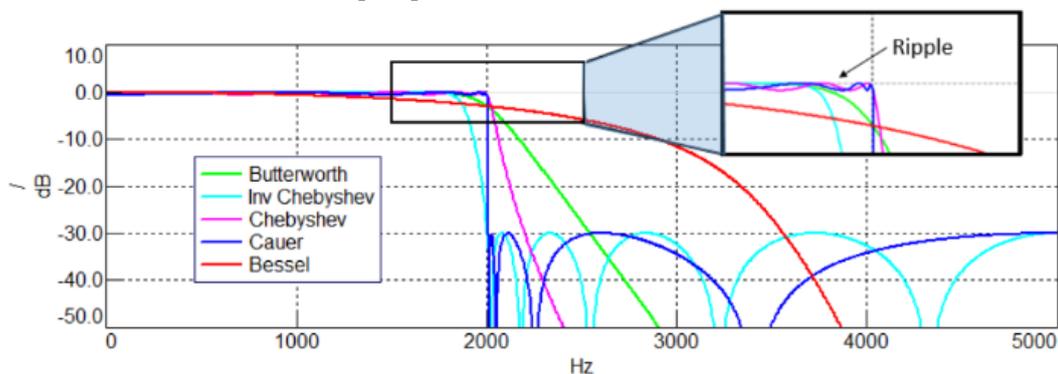
Com base na topologia apresentada pela Figura 39, pode-se escrever a equação de recursividade que descreve a relação entre a entrada e a saída do sinal, bem como seus coeficientes. A Equação 26 pode ser escrita como:

$$y(n) = x(n).b[0] + x(n - 1).b[1] - y(n - 1).a[1] \quad (26)$$

Onde $x(n)$ corresponde aos valores de entrada, $y(n)$ aos valores de saída.

Assim como os filtros FIR, os filtros IIR também possuem funções conhecidas para a aproximação da resposta do filtro, sendo as mais populares: Butterworth, Chebyshev I, Chebyshev II, Cauer (ou Elliptic) e Bessel. A Figura 40 ilustra um comparativo entre essas funções de aproximação na aplicação de um filtro passa-baixa com frequência de corte de 2000 Hz, destacando um efeito conhecido como *ripple*, que é uma ondulação residual diferente para cada tipo de função.

Figura 40: Comparativo das funções de aproximação para um filtro passa baixa IIR, com frequência de corte em 2000 Hz [117].



A análise da Figura 40 revela que a aproximação Butterworth apresenta um menor fator de ripple e uma resposta plana na banda de passagem, mas possui uma ampla área de banda de transição, o que a torna adequada para aplicações que exigem uma resposta suave. Em contrapartida, a aproximação Cauer apresenta uma banda de transição mínima, mas ainda assim possui um fator de ripple significativo. O Chebyshev, por sua vez, apresenta um ripple controlado na banda passante, mas proporciona uma transição mais abrupta para a banda de rejeição, tornando-se mais eficiente em termos de seletividade.

Para aplicar um filtro IIR, é necessário, primeiramente, estabelecer a função de transferência $H(s)$ e, em seguida, aplicar a transformada bilinear, que possibilita a conversão do filtro para o domínio digital. A transformada bilinear é especialmente útil, pois preserva as características de frequência do sistema, garantindo que todas as frequências no domínio analógico sejam mapeadas adequadamente no domínio digital. Como exemplo, foi escolhido um filtro passa-baixa com frequência de amostragem de 20 kHz e frequência de corte de 2,5 kHz. Para esse tipo de filtro passa-baixa, a função de transferência é dada pela Equação 27:

$$H(s) = \frac{\omega_c}{\omega_c + s} \quad (27)$$

Em seguida, aplica-se a transformada bilinear Z , que é a comumente utilizada, pois abrange todos os intervalos de frequências aplicando-se a todos os tipos de filtros já citados [93]. A Equação 28 expressa a relação entre as variáveis complexas s e Z :

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \quad (28)$$

Onde T é o período de amostragem. Aplicando a transformada bilinear na Equação 15 obtém-se a Equação 29:

$$H(z) = \frac{\omega_c}{\omega_c + \left(\frac{2}{T} \frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}}\right)} \quad (29)$$

Onde $\omega_c = \frac{1}{RC}$, $T = \frac{1}{f_s}$ e $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$. Rearranjando a Equação 29, tem-se a Equação 30:

$$H(z) = \frac{\frac{\frac{T}{2}\omega_c}{1+\frac{T}{2}\omega_c} + \frac{\frac{T}{2}\omega_c}{1+\frac{T}{2}\omega_c} \cdot z^{-1}}{1 + \left(\frac{\frac{T}{2}\omega_c - 1}{\frac{T}{2}\omega_c + 1}\right) \cdot z^{-1}} \quad (30)$$

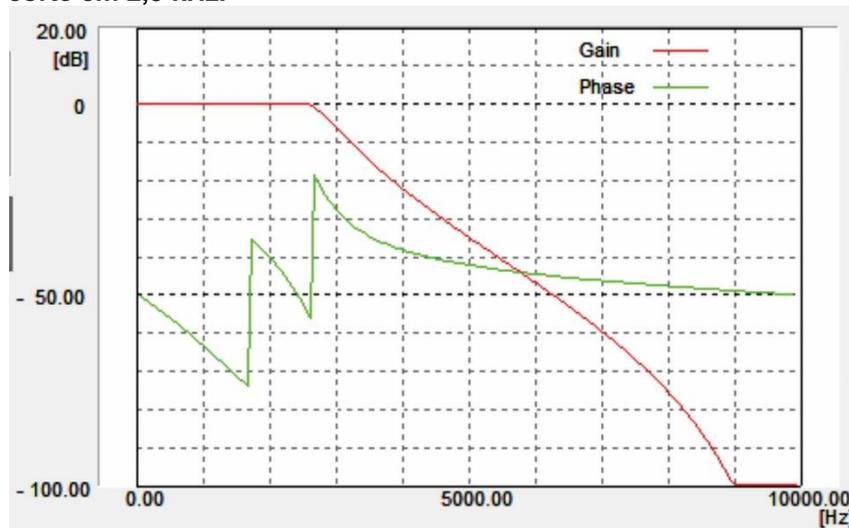
Dessa maneira, com os valores de $R = 800 \Omega$ e $C = 100 \text{ nF}$, pode-se identificar os coeficientes b_0 , b_1 e a_1 . Assim, a Equação 31 pode ser escrita como:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1}}{1 + a_1 \cdot z^{-1}} \quad (31)$$

Concluindo os cálculos, obtêm-se os coeficientes $b_0 = b_1 = 0,238$ e $a_1 = -0,5238$, respectivamente.

Os filtros IIR, com sua eficiência computacional e capacidade de se aproximar dos filtros analógicos, são amplamente utilizados em diversas aplicações práticas. A seguir, tem-se um exemplo de aplicação de um filtro passa-baixa com uma simulação de suas características no software *Digital Filter Analyzer*. A curva em vermelho mostra a atenuação do filtro, iniciando-se com uma frequência de corte de 2,5 kHz. Já a curva em verde ilustra a ausência de linearidade de fase, característica diferente do filtro FIR, conforme demonstrado na seção anterior. A Figura 41 ilustra o gráfico da simulação.

Figura 41: Gráfico atenuação pela frequência do exemplo de filtro passa baixa IIR, com frequência de corte em 2,5 kHz.



3.3 ANÁLISE E INTERPRETAÇÃO DE SINAIS BIOMAGNÉTICOS.

A interpretação de sinais biomagnéticos envolve a análise espectral e no domínio do tempo, com o auxílio de filtros digitais para a remoção de ruídos e interferências.

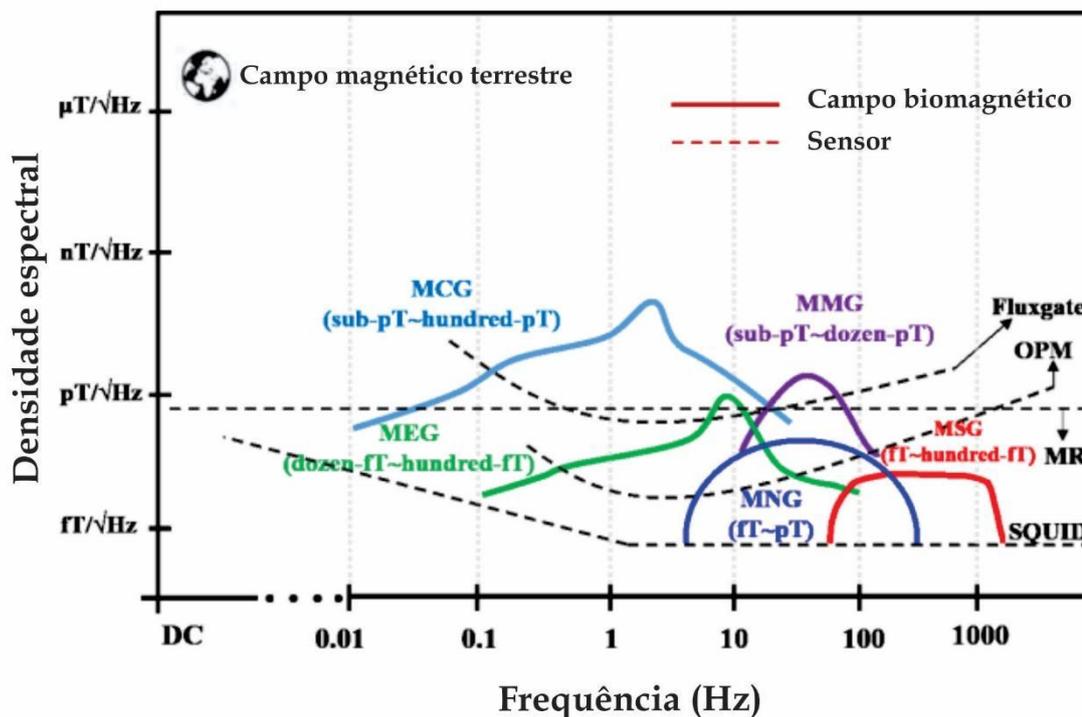
Antes de entrar nos detalhes dessas análises, é fundamental introduzir o conceito de bioeletromagnetismo. Segundo Malviuo e Plonsey (1995) [17], o bioeletromagnetismo é uma disciplina interdisciplinar que envolve física, biologia,

engenharia e medicina, estudando os fenômenos eletromagnéticos presentes em tecidos biológicos. Nesse contexto, esses sinais, gerados por atividades celulares, permitem monitorar processos fisiológicos, como os do coração humano. Uma técnica comum para captar esses sinais é a magnetocardiografia (MCG), que mede os campos magnéticos gerados pela atividade elétrica cardíaca. A técnica de MCG se destaca por sua natureza não invasiva e alta sensibilidade na detecção de distúrbios cardíacos.

Para a medição de sinais biomagnéticos, utilizam-se dispositivos como os SQUIDS, que apresentam alta sensibilidade devido à baixa intensidade desses sinais. Os sinais biomagnéticos típicos, como os gerados pelo cérebro, músculos e coração, possuem intensidades extremamente baixas, variando de 1 fT a 1 nT. A Figura 42 ilustra a densidade espectral desses sinais, bem como as técnicas mais comuns para sua medição: MEG (magnetoencefalografia) para o cérebro, MMG (magnetomiografia) para os músculos, MNG (magnetoneurografia) para o sistema nervoso periférico, MSG (magnetoespinoграфия) para o sistema nervoso espinhal e MCG (magnetocardiografia) para o coração.

Dado que o foco deste estudo reside no desenvolvimento de um dispositivo destinado à detecção de sinais magnéticos provenientes do coração, a análise será direcionada à técnica de Magnetocardiografia (MCG). Para tal, é fundamental uma compreensão aprofundada da anatomia cardíaca, bem como do funcionamento das células musculares do coração.

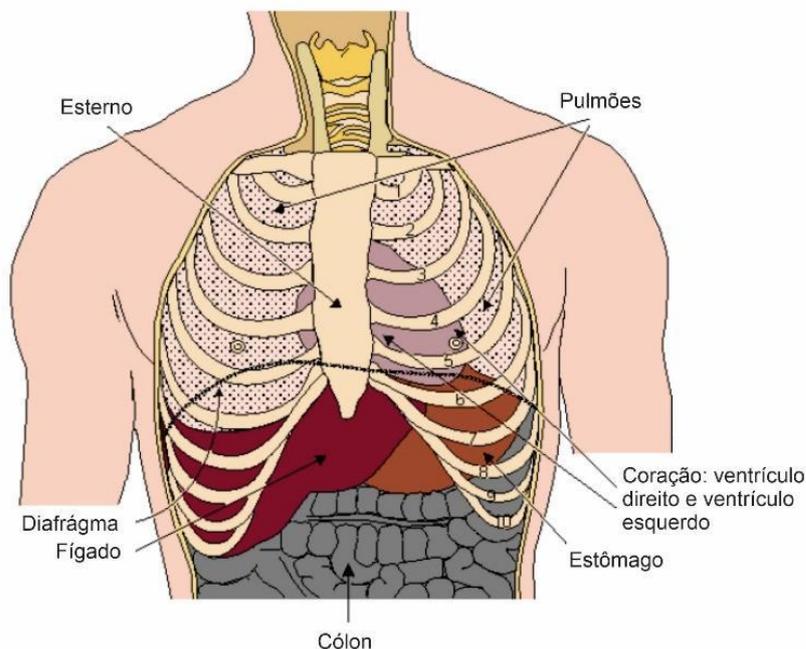
Figura 42: Densidade espectral para sinais biomagnéticos medidos por magnetocardiografia (MCG), magnetoencefalografia (MEG), magnetomiografia (MMG), magnetoneurografia (MNG) e a magnetoespinoграфия (MSG) [118].



3.3.1 ANATOMIA DO CORAÇÃO E A TÉCNICA DE MAGNETOCARDIOGRAFIA (MCG)

O coração humano, localizado no tórax, entre os pulmões e acima do diafragma, mede aproximadamente 15 cm de comprimento e possui uma massa de cerca de 300 g. A Figura 43 ilustra sua localização e a estrutura básica. Ele é composto por quatro câmaras: átrios e ventrículos, sendo um direito e um esquerdo. O ventrículo esquerdo apresenta uma parede mais espessa, pois é responsável por bombear sangue para todo o corpo, enquanto o ventrículo direito envia sangue apenas para os pulmões [17].

Figura 43: Posicionamento do coração humano [17].



Denominado miocárdio, o músculo cardíaco é composto por quatro subdivisões: átrios e ventrículos direito e esquerdo. A parede livre do ventrículo esquerdo, juntamente com o septo, é significativamente mais espessa do que a parede do ventrículo direito. Em decorrência disso, o ventrículo esquerdo bombeia o sangue para a circulação sistêmica, que é consideravelmente maior do que a circulação pulmonar, originada pela saída do ventrículo direito [17].

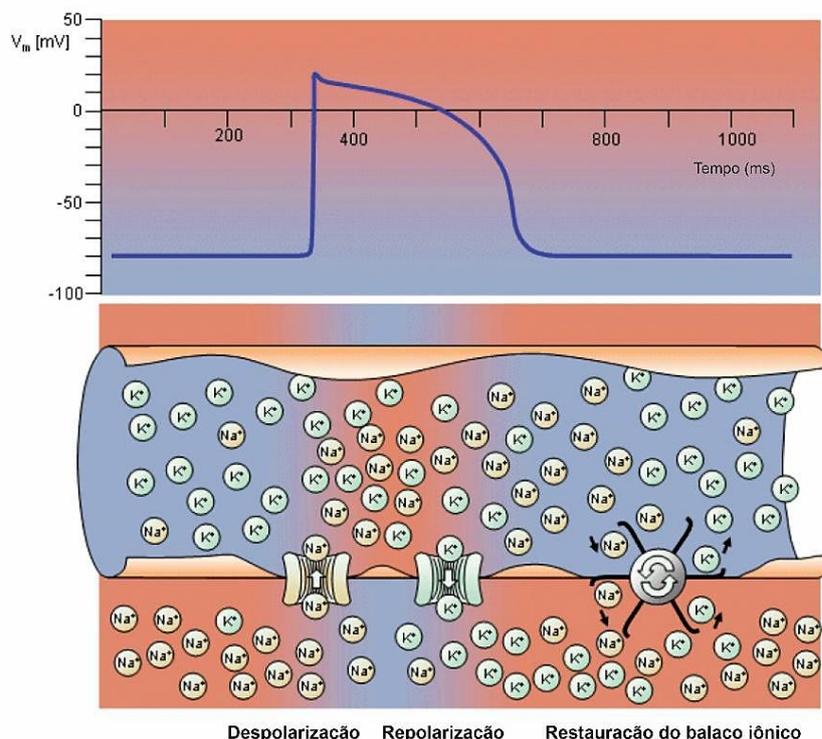
Uma característica importante do miocárdio é a orientação em espiral das suas fibras musculares, nas quais as células estão dispostas tangencialmente. Além disso, a resistividade do músculo é menor na direção das fibras, o que está diretamente relacionado à medição do MCG.

Mais especificamente nas células do miocárdio, a ativação elétrica ocorre por meio do mecanismo nervo-célula, no qual há um fluxo de íons de sódio através da membrana celular, resultando em um potencial de ação de aproximadamente 100 mV,

que é duas vezes mais longo do que nas células nervosas e musculares [17]. Essas células têm a capacidade de gerar impulsos elétricos por meio de potenciais de ação em um ciclo de três estágios: despolarização, platô e repolarização, conforme ilustrado na Figura 44. No primeiro estágio, a despolarização ocorre quando os canais de sódio (Na^+) na membrana celular se abrem, permitindo a entrada de íons de sódio e gerando uma diferença de potencial. No segundo estágio, o platô, ocorre a abertura dos canais de cálcio (Ca^{2+}), permitindo a entrada de íons e mantendo a célula despolarizada por um período mais prolongado, gerando um potencial constante. No último estágio, a repolarização, os canais de potássio (K^+) se abrem, permitindo a saída de íons e restaurando o potencial da membrana ao estado negativo de repouso. Nesse processo, a repolarização é resultante da saída de íons de potássio, com a duração do potencial de ação sendo de cerca de 300 ms. Esse ciclo de despolarização e repolarização gera correntes elétricas que, por sua vez, induzem campos magnéticos de baixa intensidade, facilmente mensuráveis pela técnica de MCG.

Todo esse processo dos potenciais de ação resulta em correntes elétricas, que, mais precisamente, contribuem para a densidade de corrente elétrica total que flui no tecido cardíaco. Essa densidade de corrente elétrica total gera campos magnéticos em virtude da relação fundamental, descrita pela Lei de Biot-Savart, entre eletricidade e magnetismo. De acordo com essa lei, um campo magnético B é gerado por uma corrente elétrica I que flui ao longo de um condutor. Esses campos magnéticos podem ser medidos; no entanto, apresentam baixa intensidade (entre 1 fT e 1 nT), o que requer dispositivos de alta sensibilidade para sua detecção.

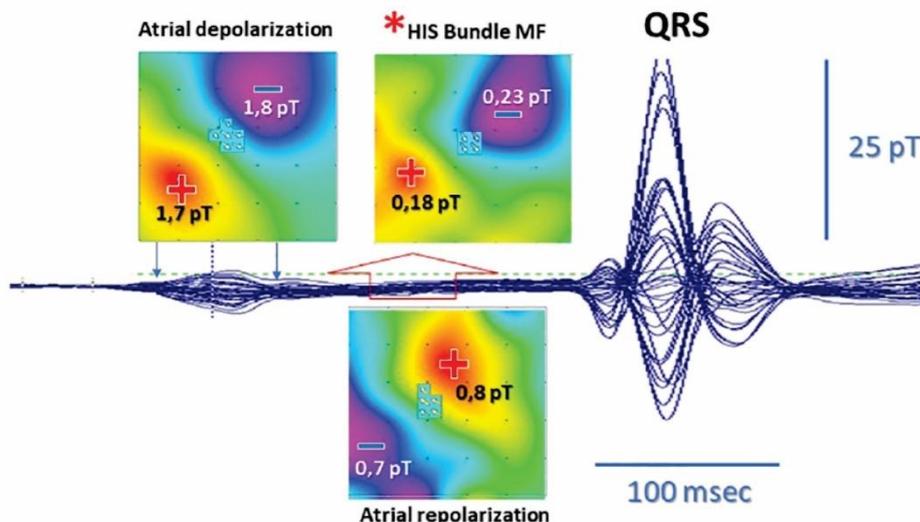
Figura 44: Processo de despolarização (entrada de íons de Na⁺), e repolarização (saída de íons de K⁺) [17].



Assim como na técnica do eletrocardiograma (ECG), o magnetocardiograma (MCG) utiliza o diagrama PQRST para representar os ciclos de despolarização e repolarização cardíacos, facilitando a interpretação fisiológica das formas de onda. A Figura 45 apresenta um mapa de magnetocardiograma com linhas isomagnéticas sobrepostas, destacando o complexo QRS, que corresponde à despolarização ventricular, chegando a uma amplitude de 25 pT em 100 ms.

Na Figura 45, também é possível observar o fluxo de densidade de corrente no tórax do paciente devido à atividade elétrica do coração. As áreas em azul (-) indicam o campo magnético saindo do plano do tórax, enquanto as áreas em vermelho (+) representam o campo magnético entrando no plano do tórax. Os valores apresentados (+1,7 pT e -1,8 pT) correspondem à despolarização atrial, enquanto os valores de -0,7 pT e +0,8 pT representam a repolarização atrial.

Figura 45: Mapa de um magnetocardiograma (MCG) com a forma de onda de um sinal cardíaco, e a densidade de corrente que flui no miocárdio para a geração do campo magnético. [149].



A aplicação da técnica de Magnetocardiografia (MCG), que se baseia na medição dos campos magnéticos pouco intensos gerados pelo tecido cardíaco, apresenta uma grande vantagem por ser não invasiva, uma vez que o dispositivo é mantido apenas em contato com a pele do paciente. Com os avanços significativos nas pesquisas voltadas para o desenvolvimento de dispositivos sensíveis para a medição do MCG, espera-se conseguir detectar áreas danificadas com alta precisão, a fim de orientar processos cirúrgicos de maneira não invasiva [119].

Outra grande vantagem da prática do MCG reside no estudo da atividade magnética de fetos ainda no estágio de gestação, uma vez que a medição apresenta uma boa relação sinal/ruído e uma definição clara da forma de onda. Isso contrasta com a técnica do eletrocardiograma fetal, que é fortemente afetada pela interferência do coração materno [119].

Nesse contexto, o estudo e desenvolvimento de sensores magnetoelétricos, como o sensor de baixo custo desenvolvido neste trabalho, têm grande importância para a área de biomagnetismo, especialmente para a técnica de magnetocardiografia

(MCG). Sensores tradicionais, como os SQUIDs mencionados anteriormente, oferecem alta sensibilidade, mas exigem ambientes de operação extremamente controlados, com baixas temperaturas e elevados custos de manutenção. Em contrapartida, os sensores magnetoelétricos, que podem operar em temperatura ambiente, surgem como uma alternativa promissora para ampliar o acesso a tecnologias de diagnóstico baseadas em MCG, facilitando a implementação em ambientes clínicos de maneira mais prática e econômica. Essa abordagem é particularmente relevante ao considerar a análise de sinais fracos, como os encontrados na MCG, pois requer dispositivos sensíveis que não comprometam a precisão dos resultados, contribuindo significativamente para a evolução de dispositivos e para a análise de sinais biológicos de forma acessível e eficaz.

4. MATERIAIS E MÉTODOS

4.1 PROCESSO DE ELABORAÇÃO DOS SENSORES MAGNETOTELÉTRICOS

Para chegarmos ao produto final, um sensor magnetoelétrico com sensibilidade de medição em campos magnéticos de baixa intensidade e frequência, trilhou-se um caminho estruturado, desde a fabricação das lâminas dos sensores até a elaboração da sonda final para medição. O presente tópico apresenta uma descrição detalhada de todos os procedimentos realizados durante o processo.

4.1.1 A FERRITA DE COBALTO

A ferrita de cobalto (CoFe_2O_4) é um material magnético com propriedades notáveis, tornando-a amplamente utilizada em diversas aplicações tecnológicas. Neste estudo as nanopartículas de ferrita de cobalto foram adquiridas da Inframat Advanced Materials (Manchester, CT, EUA) [105]. Sua alta pureza, 99,9%, juntamente com o tamanho de suas partículas, 20-50 nm, garantem a alta qualidade e o desempenho em aplicações avançadas.

A ferrita de cobalto em escala nanométrica apresenta diversas propriedades que a tornam um material essencial para diferentes setores industriais e científicos. Dentre essas propriedades, destacam-se sua estrutura cristalina estável, com alta constante dielétrica e boas propriedades ópticas, tornando-a adequada para aplicações eletrônicas. Além disso, o tamanho reduzido das partículas confere uma grande área de superfície específica, aumentando sua reatividade e permitindo excelentes aplicações em sensoriamento.

Com relação às suas propriedades magnéticas, a ferrita de cobalto possui alta magnetização de saturação e baixa histerese, proporcionando grande eficiência na aplicação de dispositivos magnéticos. Devido ao seu forte comportamento magnético, destaca-se como um material ideal para armazenamento magnético e componentes eletrônicos, além de apresentar excelente estabilidade térmica.

4.1.2 PREPARAÇÃO DO COMPÓSITO E DAS FIBRAS DE PZT

Para utilizar a ferrita de cobalto como componente magnetoestrutivo e as fibras de PZT como componente piezoelétrico nos sensores magnetoelétricos, foi necessário empregar um material que não interferisse no acoplamento das fases magnéticas e piezoelétricas, ou seja, um material eletricamente e magneticamente neutro. Partindo desse princípio, optou-se pela resina poliéster incolor, de uso comum, devido às suas boas características químicas e mecânicas, além de ser de fácil aquisição e manuseio. A resina é apresentada em estado líquido e, ao aplicá-la, é necessário polimerizá-la com um fluido catalisador. Durante o processo de cura, a resina se enrijece completamente. Em situações atípicas, podem surgir microbolhas de ar, que podem gerar vacâncias e comprometer o desempenho do processo magnetoelétrico. Quando isso ocorre, utiliza-se o monômero de estireno, específico para eliminar essas microbolhas. Ao final do processo de cura, obtém-se a resina endurecida e totalmente transparente.

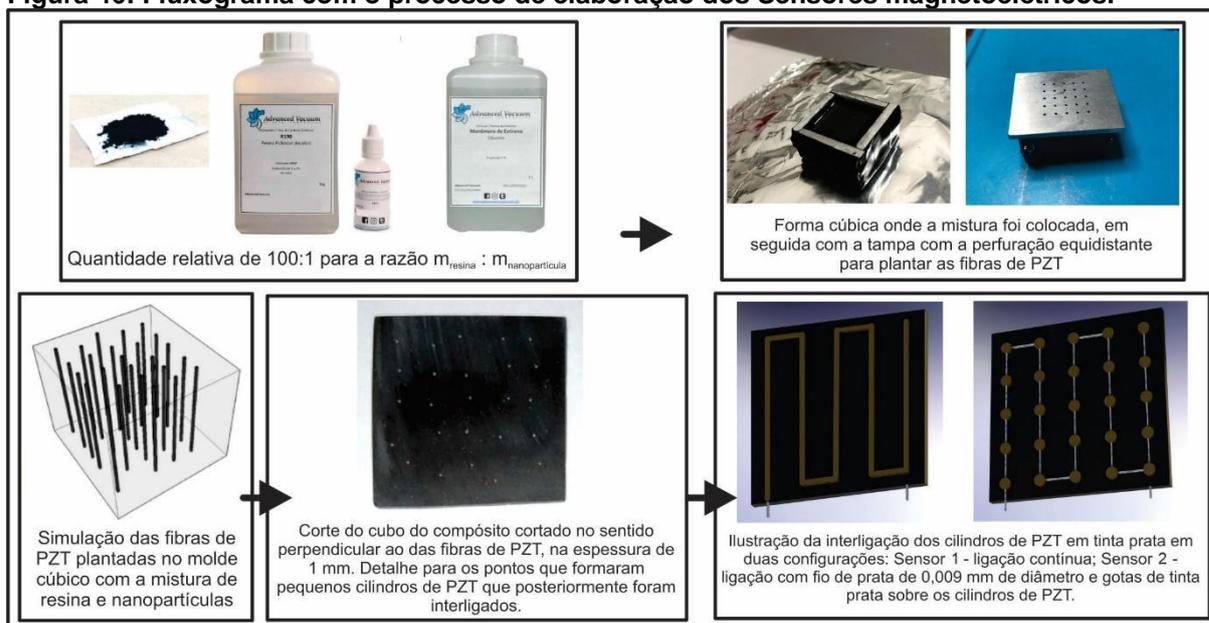
Para este trabalho, utilizou-se a resina poliéster incolor, de viscosidade 1,625 mPa.s, R190, com o fluido catalisador butanox – peróxido de metiletil-cetona – e o monômero de estireno, todos da marca *Advanced Vaccum*. A proporção escolhida foi de 100:1 para a razão Massa_resina: Massa_nanopartículas. As medições de massa

foram realizadas com uma balança analítica Shimadzu, modelo AUW220D, com precisão de quatro casas decimais. A resina e as nanopartículas foram homogeneizadas por 5 minutos. Em seguida, foram adicionados 5% em massa de monômero de estireno para a eliminação de bolhas de ar. A mistura foi homogeneizada por mais 5 minutos. Com todas as nanopartículas totalmente dispersas e a mistura livre de microbolhas de ar, adicionou-se 2% em massa do catalisador, combinando a mistura por mais 5 minutos.

Após esse procedimento, a mistura foi colocada em uma forma cúbica de alumínio, equipada com uma tampa perfurada contendo 25 furos equidistantes. Com o auxílio de uma pinça, as fibras de PZT foram inseridas uma a uma nos furos da matriz. O tempo total de cura da resina foi de 24 horas, necessário para que o cubo do compósito magnetoelétrico pudesse ser desenformado. Posteriormente, o cubo do compósito foi retirado do molde, com a resina totalmente solidificada, e foram realizados cortes com espessura de 1 mm perpendiculares às fibras de PZT para iniciar a confecção dos sensores magnetoelétricos. A Figura 46 ilustra o fluxograma com as imagens de todo o procedimento. Nas três imagens finais da Figura 46, observa-se uma fatia de 1 mm de espessura obtida do cubo inicial, com destaque para os cilindros de PZT e o esquema de ligação para a formação dos eletrodos.

Após o corte do cubo em duas amostras de 1 mm de espessura, foi realizado um processo de polimento das superfícies de cada compósito, com o objetivo de preparar as fibras de PZT para a elaboração dos contatos elétricos, garantindo que estivessem livres de qualquer resíduo de resina e outras impurezas.

Figura 46: Fluxograma com o processo de elaboração dos Sensores magnetoelétricos.



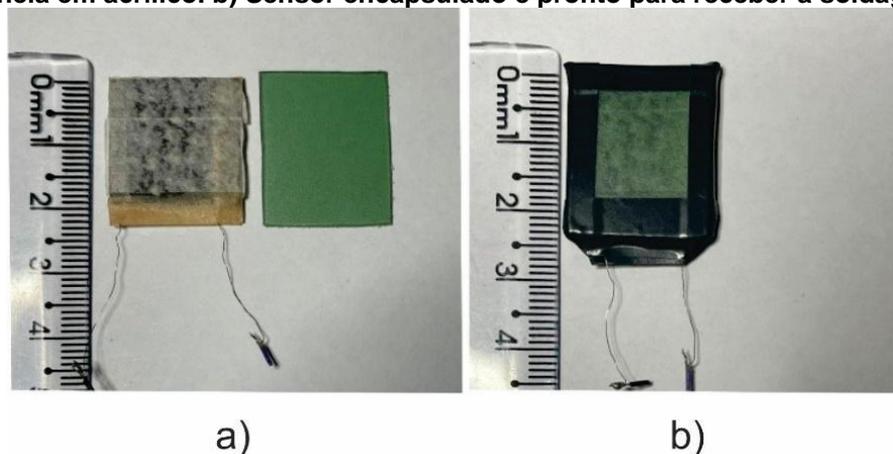
Para a obtenção de dois sensores para testes, foram elaborados dois esquemas de ligação. O Sensor 1 foi confeccionado com uma conexão contínua utilizando tinta prata, enquanto o Sensor 2 utilizou um fio de prata com diâmetro de 0,009 mm para interligar os cilindros de PZT, complementado por uma gota de tinta prata no topo de cada cilindro. Espera-se que com o tipo de conexão utilizada para o Sensor 2, obtenha-se um melhor contato entre as fibras de PZT para a extração do sinal. O Sensor 1 e o Sensor 2 correspondem às duas figuras finais do fluxograma apresentado na Figura 46, respectivamente.

4.2 FABRICAÇÃO DA SONDA PARA O SENSOR MAGNETOELÉTRICO

Para garantir um bom sinal elétrico e estabilidade mecânica durante o processo de medição com os Sensores 1 e 2, foram fabricadas duas sondas para testes, utilizando um cabo RG 316, comumente chamado de “pig tail”. Este tipo de cabo coaxial é amplamente utilizado em aplicações de RF (radiofrequência). Em

comparação com cabos convencionais, o RG 316 possui um diâmetro externo relativamente pequeno, em torno de 2,5 mm, o que o torna leve e flexível. Além disso, seu isolamento interno é feito de PTFE (Teflon), que oferece boas características de isolamento, suportando uma ampla faixa de temperatura, de -55 °C a +200 °C [120]. A escolha e o uso desse tipo de cabo para a leitura dos sinais dos sensores foram estratégicos, uma vez que ele proporciona excelente blindagem eletromagnética, reduzindo possíveis ruídos e interferências externas que possam comprometer a medição dos sinais. Ademais, sua flexibilidade e resistência em uma ampla gama de temperaturas tornam o cabo RG 316 apropriado para medições em temperatura ambiente, mesmo diante de variações térmicas, assegurando sua performance em condições menos controladas. As Figuras 47 (a) e (b) mostram o sensor preparado para ser encapsulado com uma janela em acrílico e o sensor já acondicionado para receber o cabo por meio de soldagem.

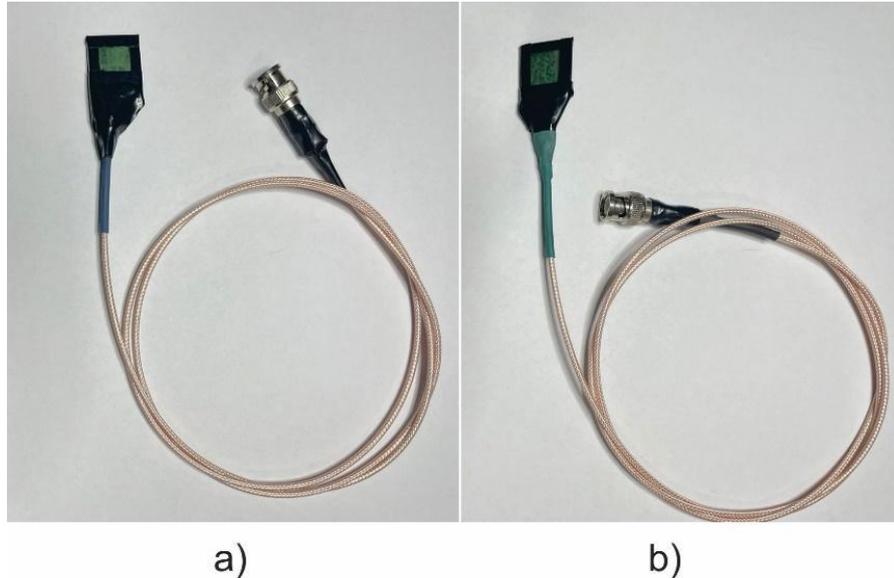
Figura 47: Sequência para a montagem das sondas. a) Sensor preparado para o encapsulamento com uma janela em acrílico. b) Sensor encapsulado e pronto para receber a soldagem do cabo.



Para promover uma melhor estabilidade mecânica durante o manuseio nas medições, optou-se por encapsular os sensores com uma fina janela de acrílico, conforme ilustrado na Figura 47 (a). Para otimizar a captação do sinal, foi utilizada uma conexão do tipo BNC, sendo que um dos terminais do sensor foi designado como

terra (GND) e o outro para a captação do sinal. As Figuras 48 (a) e (b) mostram a montagem final das sondas, onde o Sensor 1 é identificado pela marcação em azul e o Sensor 2 pela marcação em verde.

Figura 48: Construção final das sondas com o cabo RG 316. a) Sensor 1 marcado em azul, e b) Sensor 2 marcado em verde. Ambos com a conexão final com conector BNC.



Preliminarmente aos testes de medição de sinal dos sensores, foram realizadas as caracterizações elétricas e magnéticas das amostras, além da determinação da frequência de ressonância e da polarização das fibras de PZT, que serão descritas no tópico seguinte.

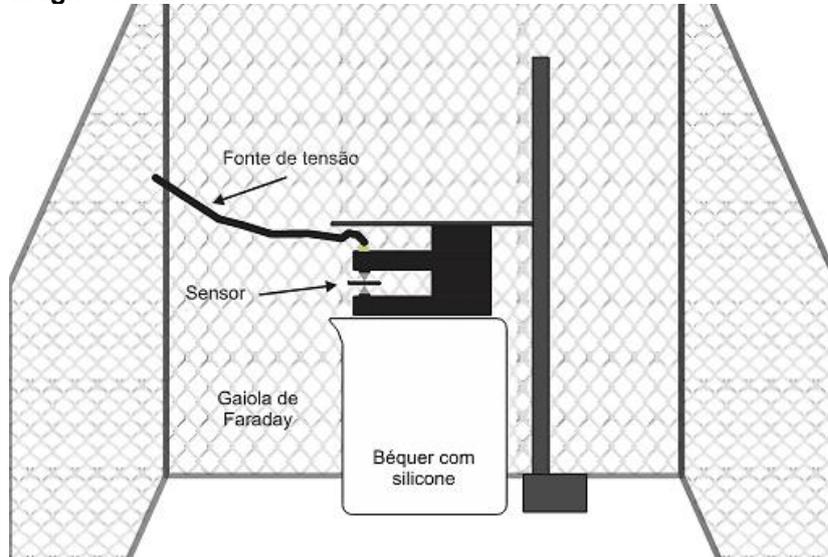
4.3 CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA E MAGNETOLÉTRICA DOS SENSORES

4.3.1 POLARIZAÇÃO DAS FIBRAS DE PZT

Para o procedimento de polarização elétrica das fibras de PZT do sensor magnetoelétrico, utilizou-se um aparato experimental conforme ilustrado no diagrama da Figura 49. Nesse setup, foi conectada uma fonte de alta tensão, Stanford Research

System, modelo PS375, que opera com tensões de 100 V até 10 kV e correntes de até 1 mA.

Figura 49: Diagrama do aparato experimental para o procedimento de polarização das fibras de PZT do sensor magnetoelétrico.



De acordo com a Figura 49, o suporte para a amostra e o sensor foram devidamente posicionados entre dois eletrodos ligados à fonte de tensão. Durante o processo de polarização, a amostra foi imersa em um béquer contendo silicone, que atua como meio condutor de energia térmica e evita possíveis descargas elétricas que possam ocorrer devido à grande diferença de potencial aplicada nos eletrodos em contato com a amostra. Todo esse sistema trabalhou à temperatura ambiente para evitar possíveis efeitos térmicos na resina do sensor, e foi inserido em uma gaiola de Faraday, conforme ilustrado na figura.

Para o presente trabalho, o ciclo de polarização para os Sensores 1 e 2 está descrito na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros para o ciclo de polarização de polarização dos Sensores 1 e 2, respectivamente.

	Temperatura (°C)	Tensão (V)	Corrente (μ A)	Tempo (horas)
Sensor 1	28	3000	3	1
Sensor 2	28	370	3	6

Esses parâmetros foram adotados em função do tipo de ligação dos eletrodos do sensor, conforme descrito na 4.2, até que as fibras de PZT atingissem a total polarização elétrica.

4.3.2 MEDIÇÕES DA CONSTANTE REAL DIELÉTRICA E A TANGENTE DE PERDA

A permissividade dielétrica de um material, ϵ_0 , é uma grandeza física que estabelece a interação da aplicação de um campo elétrico em um material. No presente trabalho, descreve-se a capacidade de polarização das fibras de PZT por meio da aplicação de um campo elétrico. A permissividade dielétrica está diretamente relacionada a outras duas grandezas físicas: a condutância, G , e a susceptância, B , que levam à constante dielétrica real ϵ' , mediante a equação:

$$\epsilon' = \frac{Bd}{\omega S \epsilon_0} \quad (32)$$

onde ω é a frequência angular do campo elétrico externo, e S é a área dos eletrodos e d é a espessura entre as faces paralelas.

Outra medida importante sob o aspecto da permissividade dielétrica é a tangente de perda dielétrica, que também é função de G e B , e que pode ser calculada por meio da equação:

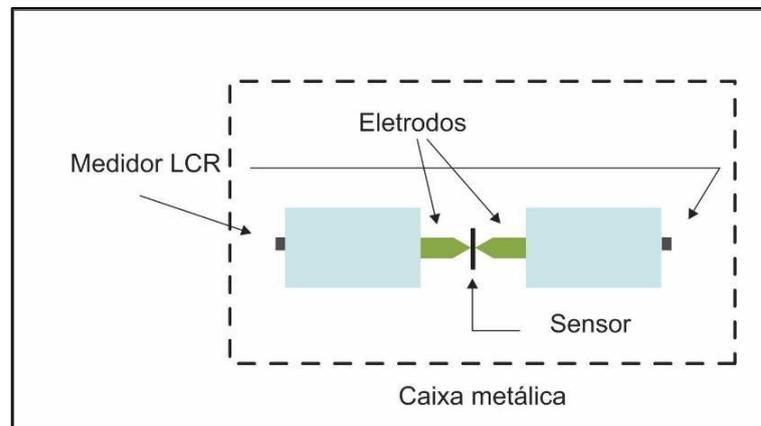
$$tg\delta = \frac{G}{B} = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (33)$$

onde ϵ'' é a constante dielétrica imaginária e ϵ' é a constante dielétrica real, respectivamente.

Para medir todos os parâmetros físicos descritos acima, utilizou-se um medidor LCR Agilent, modelo E4980A, que opera em frequências de 20 Hz a 2 MHz. Este equipamento estava conectado a um sistema de ponte RLC, que, por sua vez, se ligava a um computador para a aquisição de dados. A Figura 50 ilustra um diagrama esquemático do sistema.

No procedimento de medição, o sensor foi posicionado de modo que seus eletrodos ficassem em contato com os eletrodos do sistema RLC, permitindo que o medidor realizasse as medições e que o computador processasse os dados. Os gráficos com os resultados das medições da constante dielétrica real e da tangente de perda dielétrica para os Sensores 1 e 2 estão apresentados na seção de resultados e discussões.

Figura 50: Diagrama esquemático do sistema RLC para as medições da constante real dielétrica e tangente de perda dielétrica.



4.3.3 MEDIÇÕES DO COEFICIENTE MAGNETOELÉTRICO

Para determinar o coeficiente magnetoelétrico, α'_E , foram realizadas medidas que correlacionam o acoplamento das fases elétricas e magnéticas contidas nos compósitos dos sensores desenvolvidos. Conforme ilustrado no diagrama de blocos da Figura 51, os Sensores 1 e 2 foram posicionados centralmente dentro de uma

bobina e entre os pólos de um eletroímã. Os sensores foram submetidos a um campo magnético constante (H_{DC}) gerado pelo eletroímã, em duas configurações distintas: I – de 0 Oe até 8 kOe; II – de 0 Oe até 350 Oe. Na bobina onde os sensores foram alocados, foi utilizado um campo de menor intensidade, de 8 Oe, proveniente de um campo magnético alternado (H_{AC}). Os campos H_{DC} e H_{AC} foram aplicados de forma paralela entre si, e, em relação aos sensores, o campo H_{AC} foi aplicado tanto de maneira paralela quanto perpendicular ao eixo dos mesmos. A Figura 52 ilustra a orientação do campo magnético constante, H_{DC} , e do campo magnético alternado, H_{AC} , com relação às fibras de PZT do sensor, onde em a) tem-se a vista superior das fibras, e em b) a perspectiva lateral das mesmas.

Figura 51: Diagrama de blocos para as medições magnetoelétricas, com o sensor devidamente posicionado no interior de uma bobina e entre os pólos de um eletroímã.

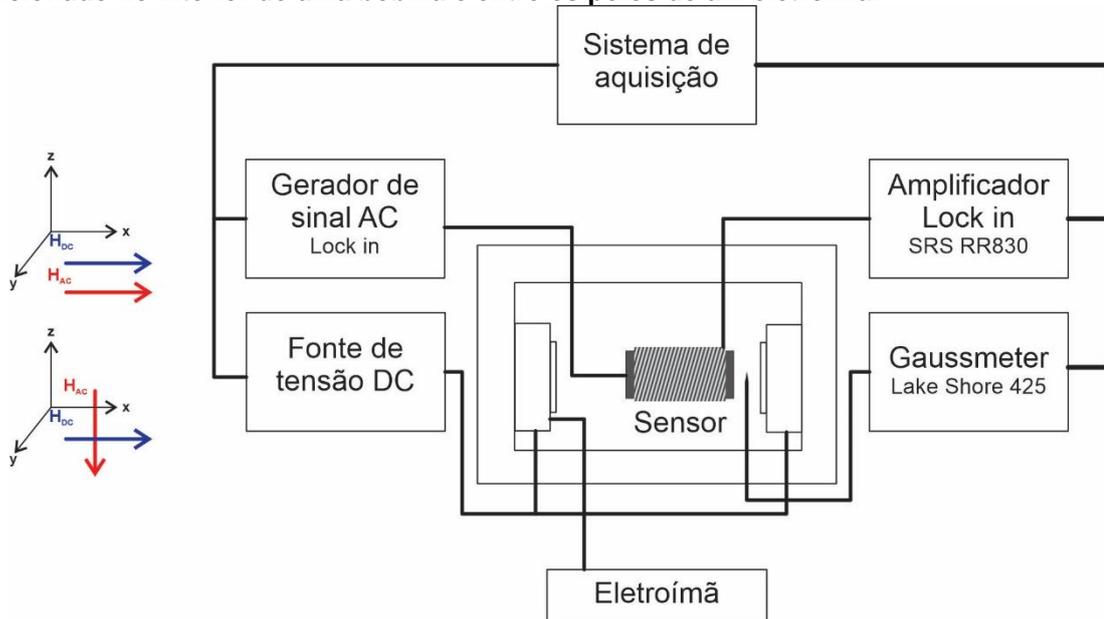
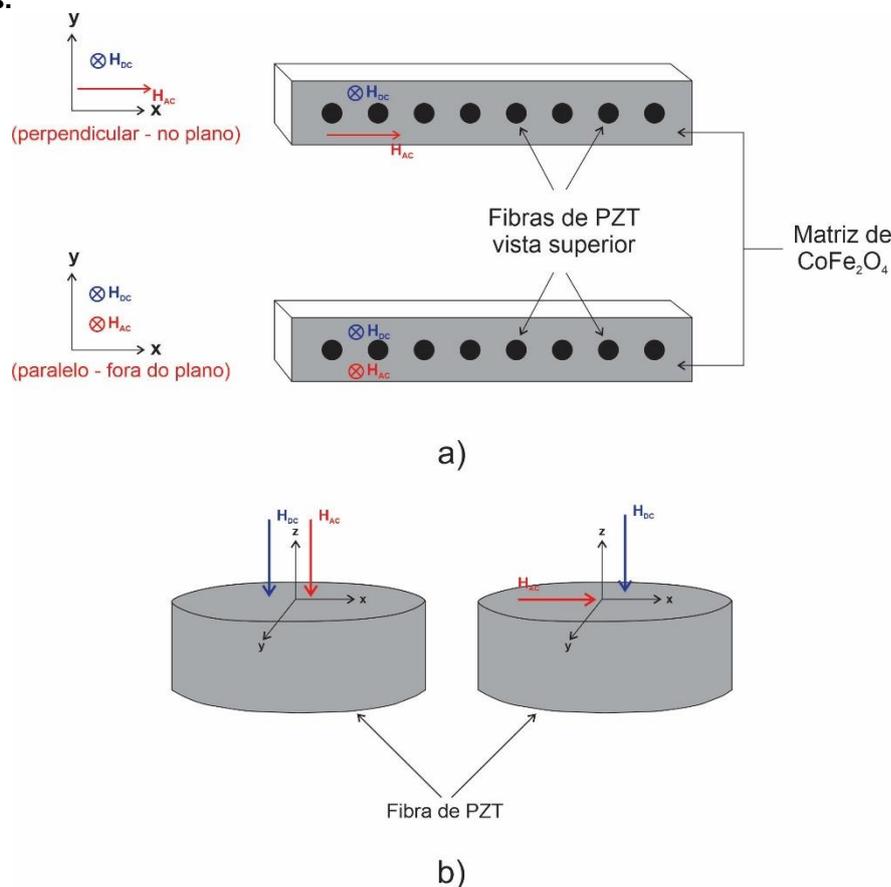


Figura 52: Orientação do campo magnético constante, H_{DC} , e do campo magnético alternado, H_{AC} , com relação às fibras de PZT do sensor. a) Vista superior das fibras, e b) perspectiva lateral das mesmas.



Para o monitoramento da intensidade do campo magnético gerado pelo eletroímã (H_{DC}), utilizou-se um gaussímetro Lake Shore, modelo 425, equipado com uma sonda que contém um sensor Hall. A resposta do sensor ao campo aplicado foi monitorada por meio de um amplificador lock-in (Stanford Research Systems, modelo SR830 DSP), que também atuou como gerador de funções para a aplicação do campo H_{AC} .

As respostas magnetoelétricas foram medidas em função da intensidade dos campos H_{AC} e H_{DC} . As medições foram realizadas com os sensores orientados tanto paralelamente (fora do plano) quanto perpendicularmente (no plano) ao campo H_{AC} . Esses procedimentos foram repetidos antes e após a polarização elétrica dos

sensores. As variações de frequência para essas medições foram de 0 Hz a 1,7 kHz, com o campo H_{AC} fixado em 1 Oe.

A segunda fase de medições envolveu a variação do campo H_{DC} , de 0 Oe a 8 kOe e, posteriormente, de 0 Oe a 350 Oe. Durante esta fase, o campo H_{AC} foi mantido em 8 Oe, com uma frequência de 1 kHz, e os sensores foram novamente orientados de forma paralela (fora do plano) e perpendicular (no plano), respectivamente. Essa medição também foi repetida antes e depois do procedimento de polarização. Os gráficos e a discussão dos resultados encontram-se na seção de Resultados e Discussões.

Para identificar as frequências de ressonância, adotamos o método dinâmico, analisando o comportamento do coeficiente magnetoelétrico em função da frequência do campo oscilante. O aparato experimental utilizado para essa medição foi semelhante ao apresentado na Figura 51, mas, para aplicar o campo oscilante, utilizou-se a bobina desenvolvida especificamente para este trabalho, conforme descrito na seção 4.3.3, posicionada no centro dos polos de um eletroímã que gera um campo magnético constante (H_{DC}). O eletroímã foi conectado a uma fonte de corrente da marca Sorensen (SGA60X83C), configurada para 15 V de tensão e 19,5 A de corrente. Na bobina excitadora, aplicou-se uma onda senoidal por meio do gerador de funções do amplificador lock-in, variando a frequência de 1 kHz a 90 kHz. Os sensores 1 e 2 foram conectados ao amplificador lock-in, um de cada vez, para que os sinais de leitura fossem medidos em função da variação da frequência.

4.4 DESENVOLVIMENTO DO CIRCUITO ELETRÔNICO PARA A LEITURA DE SINAIS.

4.4.1 CIRCUITO DE PRÉ AMPLIFICAÇÃO E LEITURA

Para o processo de medição de sinais de baixa intensidade, na ordem de microvolts (μV) e milivolts (mV), é necessário utilizar um equipamento que realize a medição de forma precisa, eliminando interferências e capturando apenas o sinal desejado em sua frequência específica. Inicialmente, foi desenvolvido um circuito com características de um amplificador lock-in, utilizado principalmente para leituras sensíveis de sinais e para a atenuação de ruídos de interferência. O sinal de saída desse tipo de amplificador depende diretamente da relação entre o sinal de interesse e o sinal de referência gerado na entrada. No entanto, o circuito inicial apresentou instabilidade na fase de condicionamento, o que exigiu aprimoramentos.

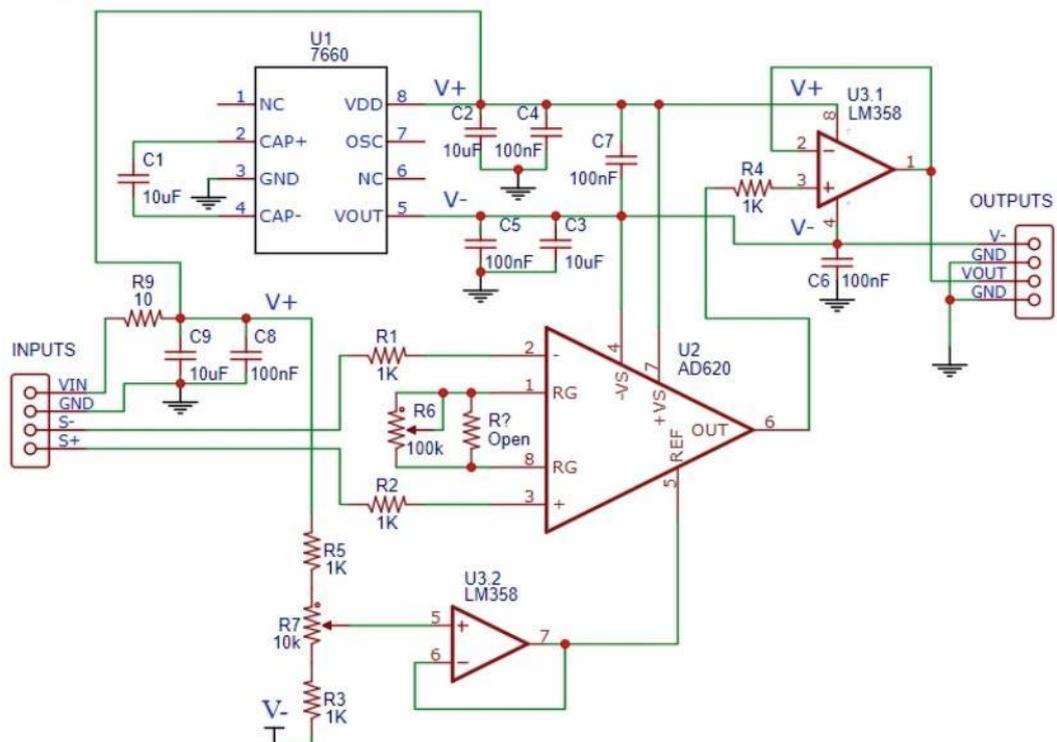
Para otimizar o processo e melhorar a estabilidade, decidiu-se desenvolver um circuito destinado a amplificar e estabilizar o sinal proveniente dos sensores, que será analisado digitalmente utilizando um código em Python estruturado como um amplificador lock-in. A implementação desse código está detalhada no Anexo 3, onde são explicadas as teorias envolvidas e o funcionamento do processamento digital dos sinais.

Para a implementação do circuito de pré-amplificação e leitura de sinais, optou-se pelo uso de um amplificador de instrumentação. Esse tipo de amplificador é reconhecido por sua entrada diferencial, permitindo amplificar a diferença entre dois sinais de entrada. Esse método resulta em alta precisão, uma vez que a elevada impedância de entrada, combinada com a baixa impedância de saída, torna-o ideal para sistemas de medição sensíveis. Além disso, esses amplificadores oferecem um alto ganho ajustável e uma excelente taxa de rejeição de modo comum (CMRR), que é essencial para eliminar ruídos em fase que afetam simultaneamente os dois terminais de entrada. Essas características fazem com que os amplificadores de

instrumentação sejam amplamente utilizados na indústria e em medições biomédicas, onde a aquisição de sinais de baixa amplitude em ambientes ruidosos é um requisito fundamental [121-123].

Dada a necessidade dessas especificações, o amplificador de instrumentação escolhido foi o AD620 da Analog Devices, devido à sua alta precisão e baixo custo. O AD620 oferece um ganho ajustável por meio de um resistor, com uma faixa de variação de 1 a 10.000 vezes, o que o torna bastante flexível. Além disso, o AD620 é conhecido por seu baixo ruído, baixa corrente de polarização e baixo consumo de energia [124]. Devido à dificuldade de obter o AD620 de forma unitária, optou-se pela utilização de um módulo de medição que já incorpora o AD620, com algumas modificações para adequar o circuito às necessidades do projeto. A Figura 53 apresenta o diagrama esquemático do módulo utilizado, que contém o amplificador AD620.

Figura 53: Diagrama esquemático do módulo contendo o amplificador AD620.

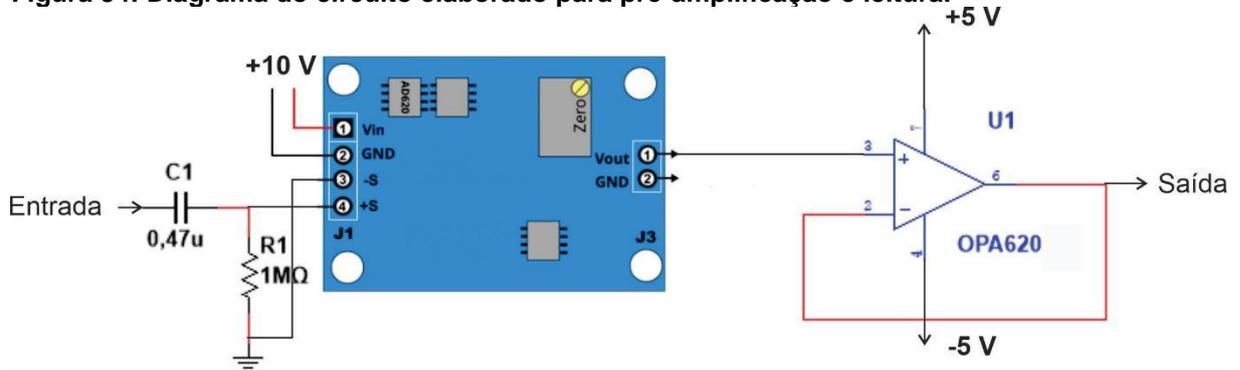


De acordo com o diagrama esquemático apresentado na Figura 53, o circuito utiliza os integrados LM358 e 7660. O LM358 atua como um buffer com ganho unitário, enquanto o 7660 é responsável por fornecer uma tensão simétrica (positiva e negativa) ao LM358. A função do LM358 como buffer ou seguidor de tensão é fundamental para isolar diferentes estágios do circuito, garantindo que a impedância de entrada permaneça alta, enquanto a saída mantém uma carga de baixa impedância. Isso é extremamente importante para assegurar a precisão nas leituras realizadas pelos conversores analógico-digitais (ADCs).

Para compor o circuito de leitura de sinais, após o sinal ser amplificado pelo módulo que contém o amplificador AD620, e com o intuito de garantir a precisão na leitura de sinais de baixa amplitude, utilizou-se o amplificador OPA620 [125] da Texas Instruments. Esse amplificador operacional foi escolhido por suas características de alta precisão e resposta rápida, que são fundamentais em aplicações sensíveis, como a detecção de sinais de baixa amplitude. Dentre suas principais características, destacam-se: ampla largura de banda em malha aberta, de 145 MHz; baixo ruído de entrada, com valor de $2,0 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, minimizando o impacto do ruído no sinal de saída; alta taxa de rejeição em modo comum (CMRR); e baixa corrente de polarização, o que é essencial para minimizar interferências externas e correntes parasitas em sistemas de alta sensibilidade [125]. No circuito de leitura, o OPA620 foi implementado como buffer em um segundo estágio, garantindo o isolamento entre a etapa de amplificação e a de leitura, sem que o comportamento do amplificador da primeira etapa seja afetado ou que o sinal seja distorcido. O OPA620, na configuração de buffer, replica o sinal de entrada na saída sem amplificação ou atenuação, preservando a integridade do sinal ao longo das etapas subsequentes de processamento. A Figura 54 ilustra o

diagrama do circuito de pré-amplificação e leitura, contendo o módulo de leitura AD620, juntamente com o amplificador OPA620 configurado como buffer em seu estágio final.

Figura 54: Diagrama do circuito elaborado para pré-amplificação e leitura.

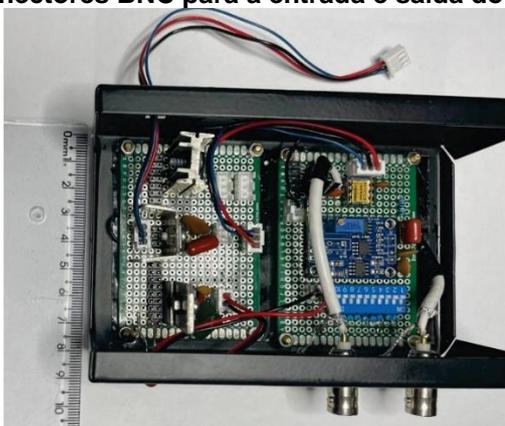


É importante ressaltar, conforme mostrado na Figura 54, que a entrada do amplificador AD620 foi configurada para operar em modo single-ended, utilizando a porta não inversora (+S) para captar o sinal, enquanto a porta inversora (-S) foi conectada ao terra (GND). Além disso, foi implementado um filtro passa-alta na entrada do sinal, composto por um capacitor de $0,47 \mu\text{F}$ e um resistor de $1 \text{ M}\Omega$, com o objetivo de eliminar componentes de corrente contínua (DC) indesejados e atenuar frequências abaixo de $0,34 \text{ Hz}$, garantindo que apenas os sinais de interesse dentro da faixa de estudo sejam captados pelo circuito. O módulo AD620 originalmente contém um mini potenciômetro para ajuste de ganho. No entanto, para controlar de forma mais precisa o ganho do circuito, optou-se por substituir o potenciômetro por uma chave DIP de 10 posições. A Tabela 4 apresenta os valores de ganho calculados de acordo com as especificações do fabricante [124]. Na Figura 55 (a), é mostrado o circuito de leitura e a fonte de alimentação, devidamente acondicionados em uma caixa metálica, e na Figura 55 (b), o protótipo final, com conectores BNC para entrada e saída do sinal.

Tabela 4: Valores de ganhos calculados para o amplificador de instrumentação AD620.

AD620					
Nº dip	G	Rg (k Ω)	Nº dip	G	Rg(Ω)
1	1	NC	7	106,11	470
2	2,05	47	8	206,83	240
3	5,12	12	9	495,00	100
4	9,82	5,6	10	1052,06	47
5	19,30	2,7			
6	50,40	1			

Figura 55: a) circuito de leitura com o circuito de alimentação. b) aspecto do protótipo final com os conectores BNC para a entrada e saída do sinal.



a)



b)

A medição dos sinais com sensores magnetoelétricos foi realizada utilizando dois intervalos de frequência: 125 Hz e 2 Hz. O objetivo foi avaliar tanto a resposta do sensor quanto a capacidade do circuito de leitura em processar sinais de baixa amplitude com precisão. Esses intervalos foram escolhidos estrategicamente para simplificar os cálculos de frequência de amostragem e para atender a aplicações específicas, como a medição de sinais na faixa de frequência cardíaca, que se aproxima de 2 Hz. Para a realização dos testes, foram construídas três bobinas: uma foi utilizada para excitar os sensores em sua frequência de ressonância, enquanto as outras duas serviram como fonte de campo para os sinais nas frequências em estudo.

4.4.2 BOBINA EXCITADORA E BOBINA FONTE DE CAMPO ELETROMAGNÉTICO

Com o objetivo de amplificar os sinais magnetoelétricos gerados pelos sensores, foi construída uma bobina excitadora, na qual os sensores foram inseridos durante os procedimentos de medição. Nessa configuração, os sinais dos sensores foram avaliados por meio da injeção de um sinal senoidal proveniente de um gerador de funções (XR2206), que, em seguida, foi amplificado por um amplificador de potência. Inicialmente, a frequência do sinal aplicado foi ajustada para aproximadamente 82 kHz, correspondente à frequência de ressonância dos materiais utilizados na construção dos sensores, determinada por meio de medições na seção 4.3.3. A utilização dessa frequência é fundamental para maximizar a resposta do dispositivo, uma vez que, nessa frequência, o sensor atinge sua maior eficiência na conversão de energia magnética em elétrica, amplificando significativamente o efeito magnetoelétrico. A Figura 56 ilustra a montagem final da bobina excitadora.

A bobina excitadora foi construída com uma camada de fio de cobre esmaltado de 23 AWG, totalizando 37 voltas, e possui dimensões de 33 cm de largura, 23 cm de altura e 17 cm de espessura, o que garante a cobertura total da área útil do sensor. A conexão foi feita com um cabo manga de duas vias, terminando em dois conectores tipo "banana", facilitando a ligação com o amplificador de potência. O design permite que a bobina seja facilmente acoplada e removida dos sensores magnetoelétricos, otimizando assim os testes.

Figura 56: Montagem final da bobina excitadora para os Sensores magnetoelétricos.



A segunda bobina, denominada bobina fonte de campo, foi construída utilizando fio de cobre esmaltado de 25 AWG, com quatro camadas de enrolamento, totalizando 274 voltas. A bobina possui formato retangular, com 2,5 cm de largura, 2 cm de altura e 2 cm de profundidade. Ela é conectada a um cabo de duas vias, com terminação em conectores do tipo "banana", semelhante à bobina excitadora, o que permite sua ligação ao amplificador de potência.

Durante os ensaios iniciais com a bobina fonte de campo magnético, nas frequências de 125 Hz e 2 Hz, observou-se que a bobina construída manualmente não conseguiu replicar adequadamente os sinais de baixa frequência, especialmente em torno de 2 Hz. Esse comportamento limitou os testes de detecção dos sensores, comprometendo a análise e a medição precisa dos campos magnéticos em baixas frequências.

Com o intuito de compreender melhor essa limitação da bobina de campo, foi necessário realizar um estudo detalhado sobre o campo magnético e o ruído gerado por ela, o qual está apresentado no Anexo 2. Nesse estudo, é apresentada a

representação gráfica da distribuição do campo magnético a 125 Hz, bem como o espectrograma do sinal, tanto a 125 Hz quanto a 2 Hz. O espectrograma revelou que a bobina de campo fornecia um sinal estável e livre de interferências na frequência de 125 Hz. No entanto, para os sinais a 2 Hz, a bobina não conseguiu produzir um campo magnético estável e com amplitude adequada para essa frequência, resultando em leituras inconsistentes pelos sensores e em um elevado ruído de fundo.

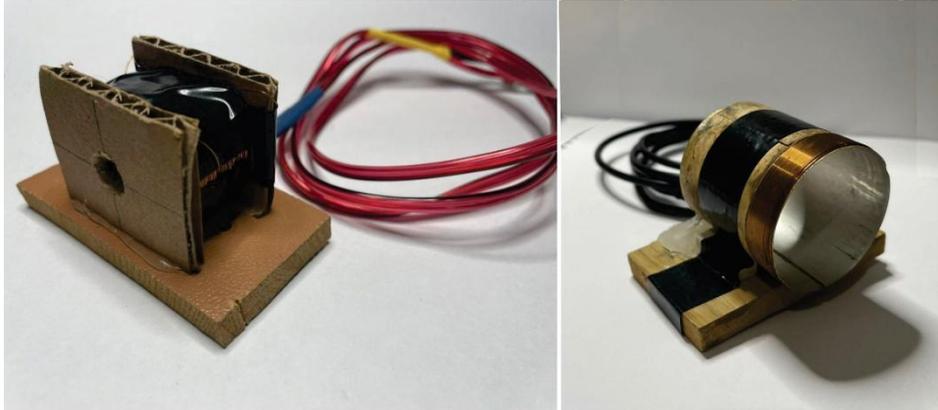
A fim de solucionar esse problema e garantir a entrega de um sinal de 2 Hz para os testes, sugeriu-se o uso de uma bobina de voz, que apresenta características mais adequadas para operar em baixas frequências.

Um dos fatores mais importantes que explicam a diferença entre a bobina produzida manualmente e a bobina de alto-falante está relacionado ao diâmetro do fio de cobre e ao seu enrolamento. No caso da bobina de alto-falante, observa-se um enrolamento mais compacto e eficiente, resultando em um fator de preenchimento (fill factor) maior e uma maior densidade de espiras por volume. Esse layout mais compacto resulta em uma indutância superior, o que proporciona uma maior estabilidade do campo magnético e uma melhor resposta em baixas frequências [126].

Em conformidade com a teoria, o estudo do campo magnético e do ruído gerado pela bobina manual e pela bobina de alto-falante (Anexo 2) demonstrou que a bobina de voz é capaz de produzir um campo magnético estável e com menor ruído a 2 Hz, permitindo que os sensores magnetoelétricos operem de maneira mais eficiente nessa faixa de frequência. A bobina de alto-falante utilizada possui uma configuração circular com 4 cm de diâmetro e é composta por duas camadas de fio de cobre esmaltado de 30 AWG. A Figura 57 ilustra o aspecto final da (a) bobina enrolada manualmente e (b) da bobina de alto-falante selecionada. Em ambas as configurações, as bobinas foram conectadas a um cabo de duas vias com terminação

do tipo "banana", semelhante à bobina excitadora, para a conexão ao amplificador de potência.

Figura 57: Aspecto final de a) bobina enrolada manualmente, e b) voice coil, bobina de alto-falante, ambas conectadas a um cabo com terminação do tipo “banana” para a injeção do sinal.



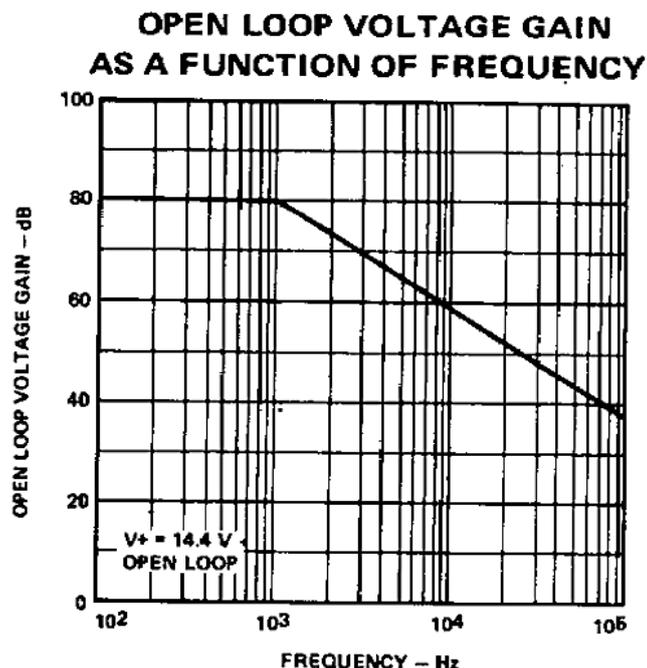
a)

b)

Para a injeção de um sinal senoidal nas bobinas, utilizou-se um gerador de funções (JDS6600), que foi conectado a um amplificador de potência, o TDA2002, capaz de fornecer até 10 W de potência [127]. O diagrama esquemático desse amplificador, conforme o circuito de aplicação apresentado na folha de dados, está disposto na Figura 59(a), enquanto a Figura 59(b) ilustra sua montagem final.

O amplificador TDA2002, projetado para aplicações em equipamentos de áudio, possui uma largura de banda aceitável de até 15 kHz [127]. O gráfico da Figura 58 ilustra o *open loop voltage gain* (ganho de tensão em malha aberta) em função da frequência, expresso em decibéis (dB) e hertz (Hz). Esse ganho representa a amplificação máxima que o circuito pode fornecer sem o uso de realimentação (feedback), refletindo a estabilidade do amplificador em sua operação em malha aberta.

Figura 58: Ganho de tensão em malha aberta para o amplificador TDA2002 [127].



Embora o gráfico indique que a largura de banda do TDA2002 é limitada e, teoricamente, poderia restringir sua eficácia em frequências mais altas, como os 82 kHz utilizados nas medições de frequência de ressonância, ajustes específicos no circuito possibilitaram sua aplicação. A inclusão de um potenciômetro para controle de ganho permitiu amplificar adequadamente o sinal nessa frequência. Testes experimentais foram realizados para otimizar o ganho do circuito, confirmando que o TDA2002 foi capaz de fornecer um sinal com amplitude suficiente para as medições. Esses resultados validam a utilização prática do TDA2002 neste projeto, mesmo fora de sua faixa de largura de banda típica.

Para o mapeamento do campo magnético gerado pela bobina fonte de campo magnético, mediu-se a intensidade do campo alternado em amplitudes que variaram de 1,5 V a 200 mV para as frequências selecionadas, aplicando um sinal senoidal. A Tabela 5 apresenta, para cada valor de frequência e amplitude, a intensidade do

campo alternado gerado na face da bobina. Os valores do campo alternado foram monitorados com um gaussímetro e uma sonda Lake Shore, modelo 425.

Figura 59: a) Circuito de aplicação do amplificador de potência TDA2002 utilizado. b) Montagem final com entrada de sinais e saída amplificada.

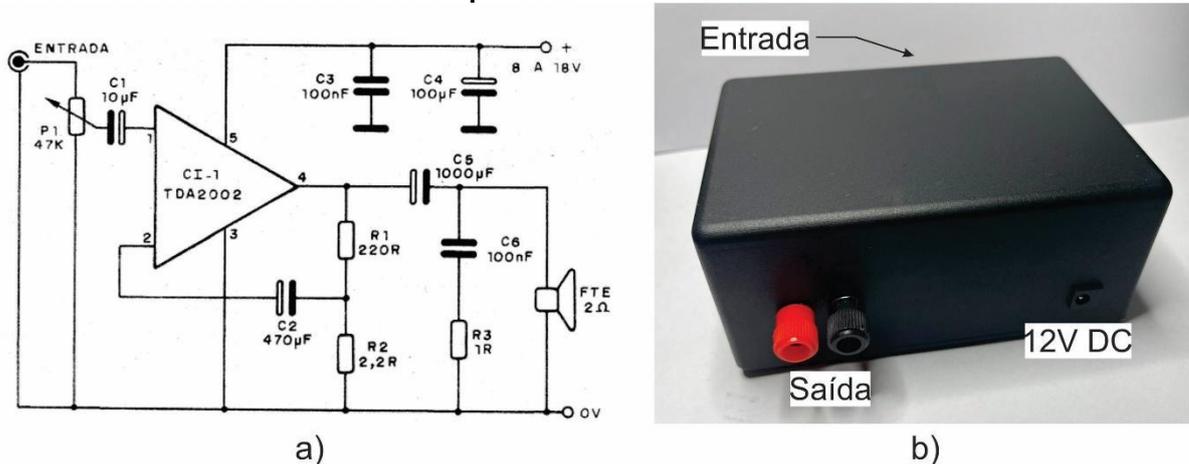


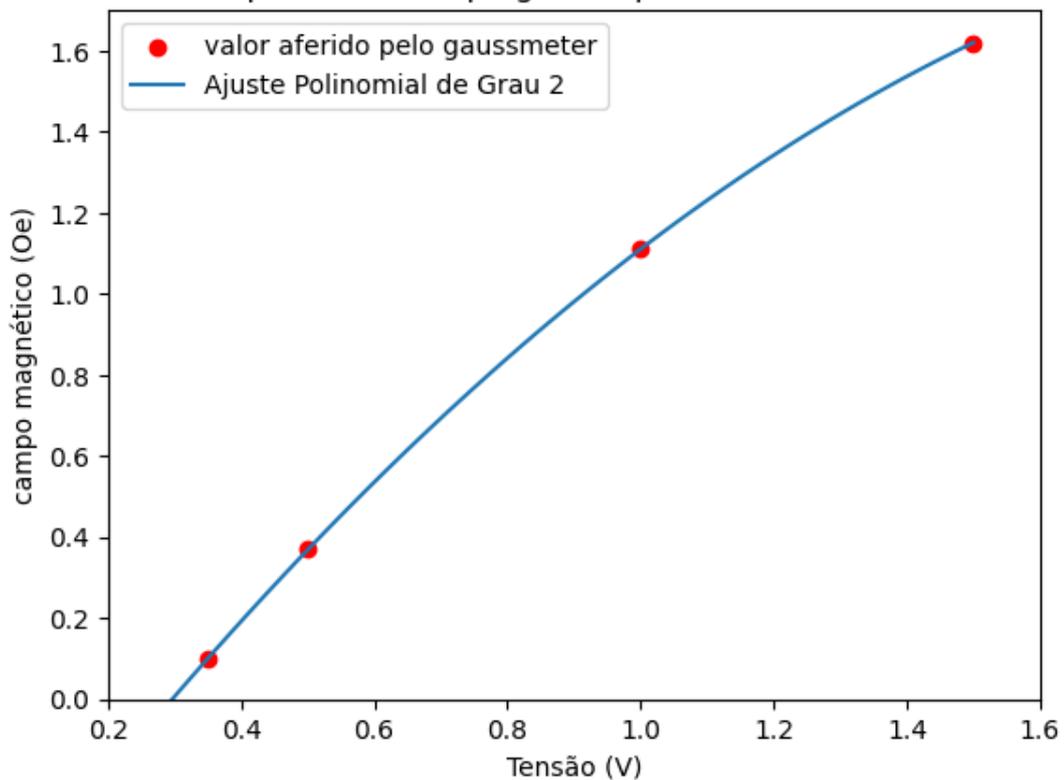
Tabela 5: Valores do campo alternado gerado pela bobina fonte de campo eletromagnético para frequências e amplitudes selecionadas.

Frequência (Hz)	Amplitude (V)	Campo AC (Oe)
125Hz	1,5	23,70
	1,0	21,90
	0,5	21,50
	0,2	18,51
2Hz	1,5	1,62
	1,0	1,11
	0,5	0,37
	0,2	---

Vale ressaltar que, para uma frequência de 2 Hz e uma amplitude de 200 mV, não foi possível medir a intensidade do campo AC, uma vez que este se apresentou com uma intensidade muito baixa. Em virtude disso, utilizando os dados da Tabela 5, foi realizada uma extrapolação para estimar a tensão de amplitude na qual, com o

sinal em 2 Hz, a bobina de campo fornece um campo mínimo de detecção. A Figura 60 ilustra essa extrapolação, que indica um campo mínimo de aproximadamente 0,1 Oe em 350 mV.

Figura 60: Curva de extrapolação para a determinação da amplitude e do campo mínimo em 2Hz.
Tensão aplicada X campo gerado pela bobina fonte em 2Hz



Com essa aproximação os valores dos sinais em 125 Hz foram avaliados com amplitudes de 1,5 V (23,7 Oe) e 200 mV (21,9 Oe). Já os sinais em 2 Hz, foram avaliados com amplitudes de 1,5 V (1,62Oe) e 350 mV (0,1 Oe).

4.5 AQUISIÇÃO DE SINAIS

Para a aquisição de sinais durante os testes realizados com os sensores e o circuito de leitura, utilizou-se um osciloscópio Tektronix, modelo TBS 1072B, que possui uma largura de banda de 70 MHz e uma taxa de amostragem de 1 GB/s. Este

osciloscópio conta com a função "data log", que oferece a opção de salvar as formas de onda em uma unidade USB, permitindo que a taxa de amostragem seja calculada automaticamente para cada medição e inserida no arquivo.

Na planilha de dados, um arquivo com extensão CSV, constam, além da medição da amplitude do sinal, o tempo correspondente a cada medição. Além desses dados, estão incluídas as escalas relacionadas às grandezas x e y, bem como o intervalo de amostragem, que é utilizado para os cálculos das frequências de amostragem, com base na relação fundamental entre frequência e tempo, $F_{amostragem} = \frac{1}{T_{amostragem}}$. A utilização desse cálculo, juntamente com os dados fornecidos pelo osciloscópio, é de fundamental importância para a compilação das informações e a construção das curvas de espectro de frequência do sinal, por meio da transformada rápida de Fourier (FFT).

Para garantir que os sinais adquiridos estivessem livres de ruídos de modo comum, como aqueles provenientes do cabeamento da sonda dos sensores, adotou-se a medição de um sinal com as bobinas desligadas, seguida pela medição do sinal com as bobinas ligadas. A subtração do sinal de fundo do sinal com campo magnético foi realizada em todos os procedimentos de medição. Essa abordagem é fundamental para minimizar os ruídos de modo comum e compensar qualquer instabilidade de temperatura que possa ocorrer durante as medições. Ao realizar a subtração em cada medição, assegura-se que as variações de fundo sejam adequadamente canceladas, permitindo uma detecção mais precisa e confiável do campo magnético gerado.

5 RESULTADOS E DISCUSSÃO.

5.1 CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA E MAGNETOLÉTRICA DOS SENSORES.

5.1.1 MEDIÇÕES DA PERMISSIVIDADE DIELÉTRICA E A TANGENTE DE PERDA.

Inicialmente, as medições da constante dielétrica real e da tangente de perda foram realizadas conforme descrito na seção de Materiais e Métodos, utilizando um medidor LCR. A Figuras 61 ilustra a constante dielétrica real para os sensores 1 e 2, respectivamente, sem polarização. A Figura 62 mostra a constante dielétrica real para os sensores 1 e 2, respectivamente, polarizados. As medições relativas à tangente de perda dos sensores sem polarização estão dispostas na Figura 63, para os sensores 1 e 2, respectivamente. Por fim, a Figura 64 apresenta as medições da tangente de perda para os sensores 1 e 2, polarizados.

Figura 61: Medição da constante real dielétrica dos sensores 1 e 2 sem polarização.

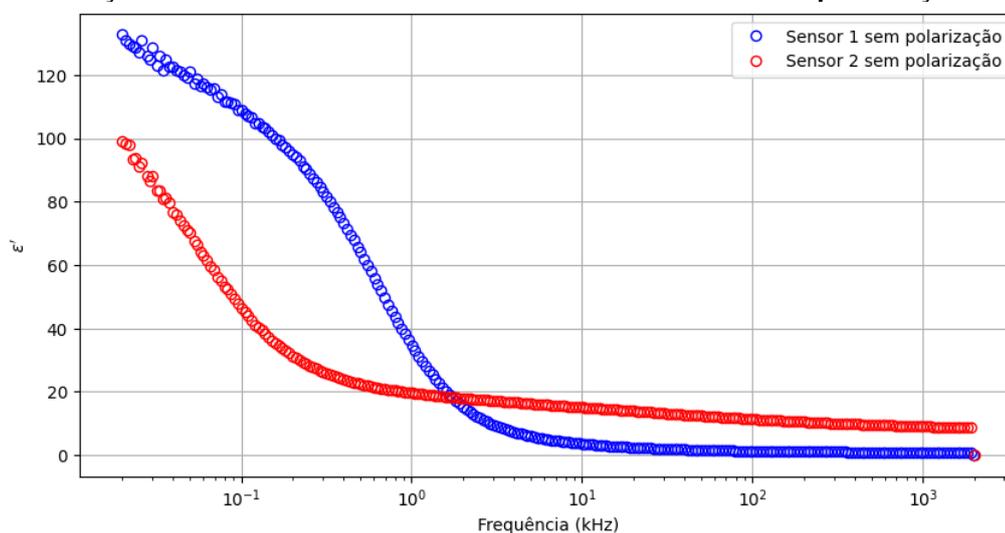
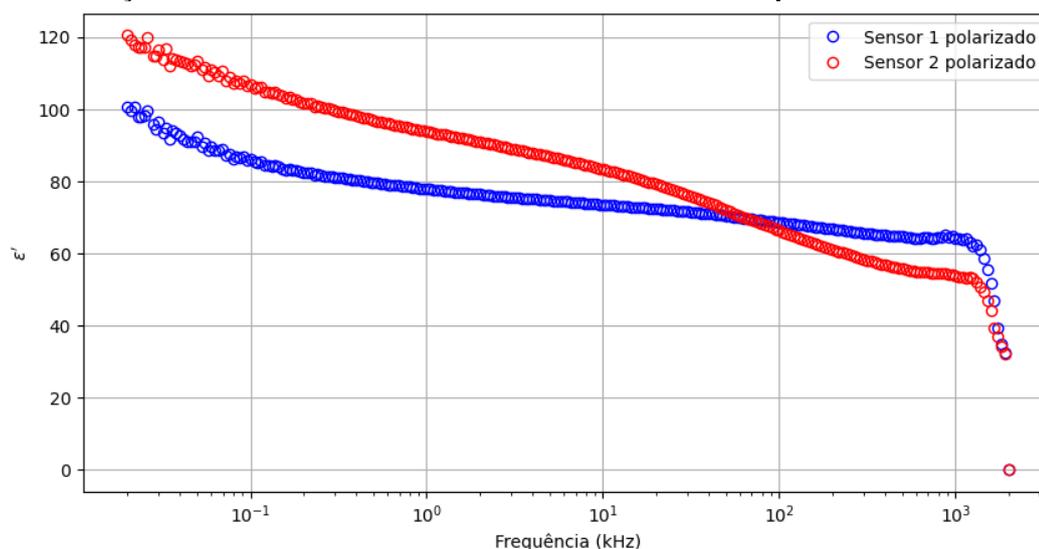


Figura 62: Medição da constante real dielétrica dos sensores 1 e 2 polarizados.



É importante destacar que a principal diferença entre os sensores 1 e 2 reside na conexão dos eletrodos. O sensor 1 foi construído com uma ligação contínua de tinta prata entre as fibras de PZT, enquanto o sensor 2 foi elaborado conectando as fibras por meio de um fio de prata com diâmetro de 0,009 mm, complementado por uma gota de tinta prata no topo das fibras.

Observando as figuras, é possível notar uma clara diferença nas propriedades físicas em relação à configuração da ligação dos eletrodos. Em relação à constante dielétrica real (ϵ'), os sensores 1 e 2 não polarizados exibem tendências similares. Observa-se uma diminuição dessa grandeza no intervalo entre 20 Hz e 150 Hz. No entanto, para o sensor 1, os valores se aproximam de zero em torno de 2 kHz, enquanto para o sensor 2, aproximam-se de zero em torno de 100 kHz. Quando as amostras são polarizadas, observa-se para o sensor 1 uma diminuição lenta de ϵ' no intervalo de 20 Hz a 100 Hz, com uma queda mais acentuada em torno de 1 MHz. O sensor 2 apresenta um comportamento similar, porém com uma queda mais acentuada. Esses resultados indicam uma grande dependência das propriedades dielétricas em relação à polarização das amostras, conduzindo a um aumento da

estabilidade da constante dielétrica real na faixa de baixas frequências, contrastando com as alterações na faixa de altas frequências.

Figura 63: Medição da tangente de perda dos sensores 1 e 2, sem polarização.

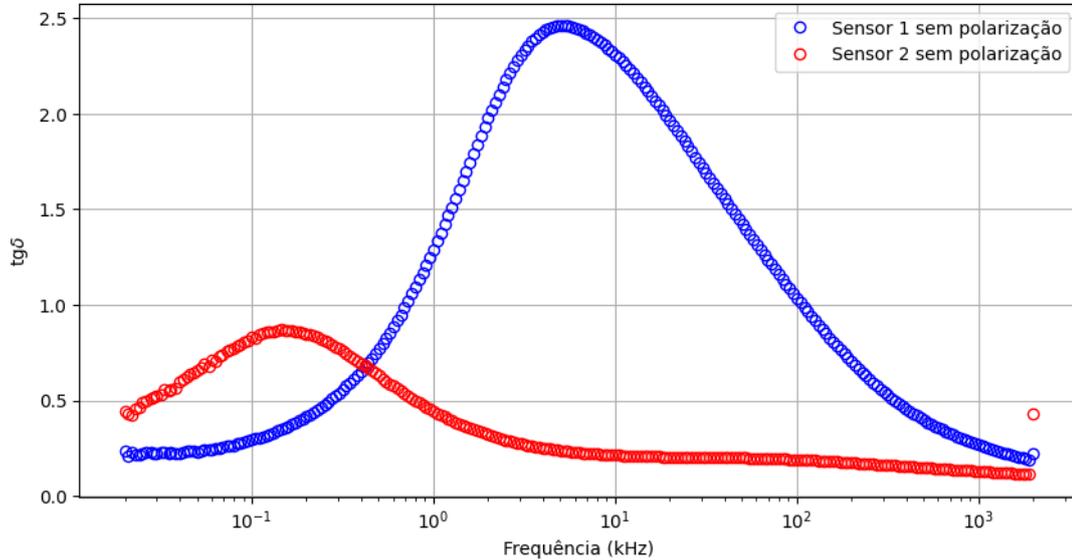
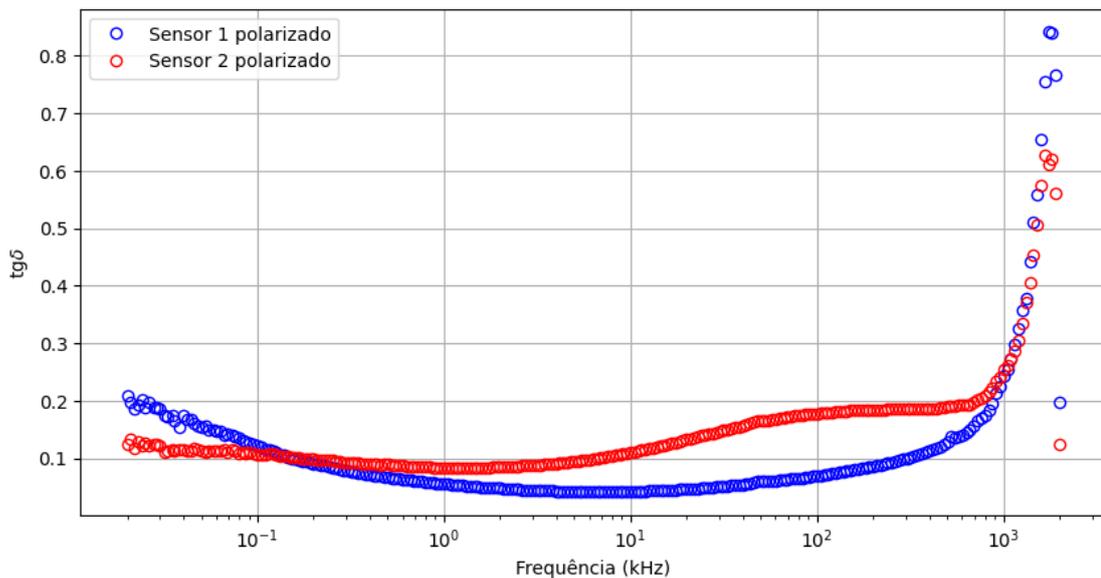


Figura 64: Medição da tangente de perda dos sensores 1 e 2, polarizados.



No contexto da tangente de perda, para o sensor 1, tanto nas medições dos sensores não polarizados quanto nos polarizados, observa-se um valor de aproximadamente 0,3 a 20 Hz (Figura 61). Para o sensor 2, a 20 Hz, há uma

diminuição dos valores da tangente nas medições realizadas sem e com polarização. No caso do sensor 1 sem polarização, observa-se um pico no valor da tangente em aproximadamente 5 kHz, seguido por uma queda suave. Essa característica não é identificada no sensor 2, que apresenta um pico em um valor mais baixo no eixo vertical, em uma frequência de aproximadamente 150 Hz, seguido por uma queda mais acentuada em 10 kHz.

Os resultados indicam que, dentro da faixa de frequência estudada, os sensores apresentam propriedades dielétricas mais estáveis, incluindo a tangente de perda, quando as fibras de PZT do compósito estão polarizadas. Segundo Li et al. [128], ao estudarem compósitos 0-3 de CFO-PZT, observaram uma diminuição da permissividade com a redução da concentração de CFO e o aumento da frequência. Isso sugere que a condutividade está relacionada à concentração de CFO na amostra em comparação ao PZT, resultando em um maior número de portadores que contribuem para a polarização quando um campo é aplicado. Em frequências mais baixas, todos os mecanismos de polarização contribuem para um maior valor da constante dielétrica; no entanto, à medida que a frequência aumenta, esses mecanismos não conseguem se manter, resultando em uma redução da grandeza ϵ' .

De acordo com o presente estudo, a constante dielétrica real dos sensores com conectividade 1-3 apresenta um comportamento semelhante em relação à dependência da frequência, replicando esse resultado para a tangente de perda. Esse comportamento indica a possibilidade de transições de fase ocorrerem dentro desses compósitos, podendo estar correlacionadas à ordem/desordem dessas transições, normalmente observadas em materiais ferroelétricos com estrutura de perovskita. Esse desordenamento pode estar relacionado a tensões induzidas nas transições de fase, sendo evidente em sistemas com PZT, que geram uma fonte adicional de tensão.

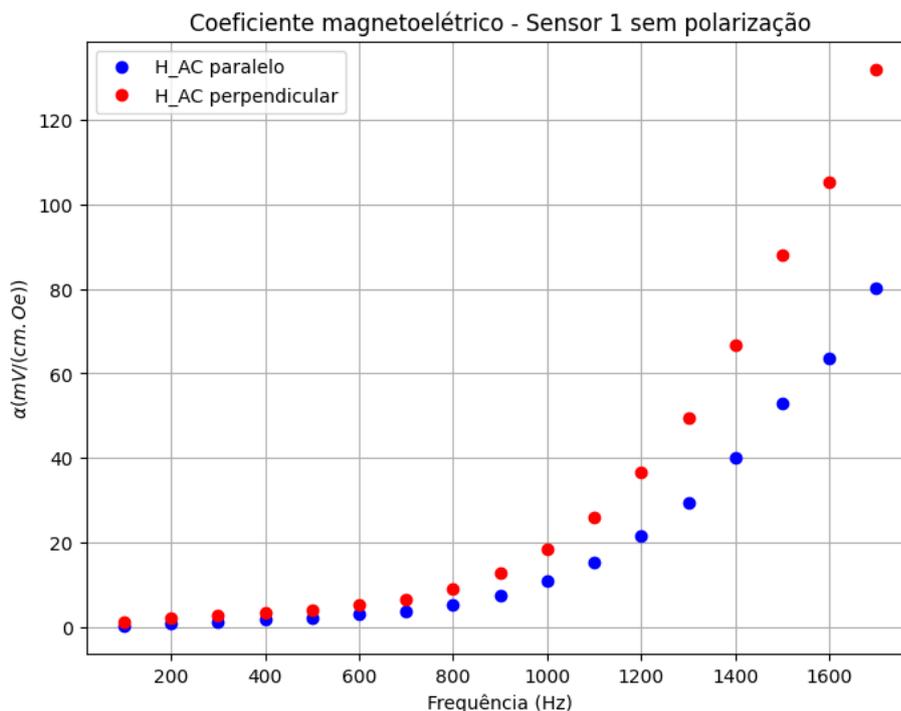
Mesmo sem um estudo analítico detalhado sobre a parte estrutural do compósito utilizado na elaboração dos sensores, pode-se propor que as medições dielétricas evidenciam um comportamento típico dependente da frequência, com aumento dos valores da permissividade dielétrica e da tangente de perda em baixas frequências, devido à diminuição da carga espacial e à polarização interfacial em frequências mais altas, em razão do relaxamento dipolar.

É importante ressaltar que a tangente de perda, relacionada à energia dissipada durante o alinhamento dos dipolos elétricos no processo de polarização, deve apresentar uma redução em seu valor. Esse fator pode interferir diretamente na sensibilidade do dispositivo, uma vez que a tangente de perda está associada à geração de ruído na estrutura interna do sensor, afetando, assim, sua sensibilidade [129].

5.1.2 MEDIÇÕES MAGNETOELÉTRICAS.

Conforme descrito na seção de Materiais e Métodos, as medições do coeficiente magnetoelétrico começaram sem a polarização dos sensores e sem aplicação do campo magnético estático (H_{DC}), usando um campo magnético alternado (H_{AC}) de 1 Oe. A Figura 65 mostra as curvas do coeficiente magnetoelétrico (α'_E) em função da frequência, com o sensor 1 posicionado paralelamente (fora do plano) e perpendicularmente (no plano) ao campo, respectivamente.

Figura 65: Sensor 1 sem polarização e sem aplicação do campo H_{DC} , com o sensor posicionado paralelo e perpendicular ao campo.



Notavelmente, a orientação do sensor impacta diretamente o coeficiente magnetoelétrico medido. Até 1700 Hz, observou-se um pico superior para o sensor posicionado perpendicularmente ao campo. Essa diferença é atribuída ao fato de que, nessa configuração, as fibras de PZT são excitadas diretamente em seu diâmetro, gerando um efeito piezoelétrico mais eficaz e um maior acoplamento entre as fases elétrica e magnética no compósito. Outro fator evidente é a forte dependência da frequência, que, se continuasse a aumentar, atingiria um nível máximo (frequência de ressonância mecânica) e decairia rapidamente [129].

Na segunda etapa das medições magnetoelétricas, foram utilizados os valores do campo magnético H_{DC} para estudar os regimes de baixo e alto campo magnético. Os diferentes modos de medição para cada sensor, incluindo configuração, frequência, campo magnético H_{AC} e campo magnético H_{DC} , estão apresentados na

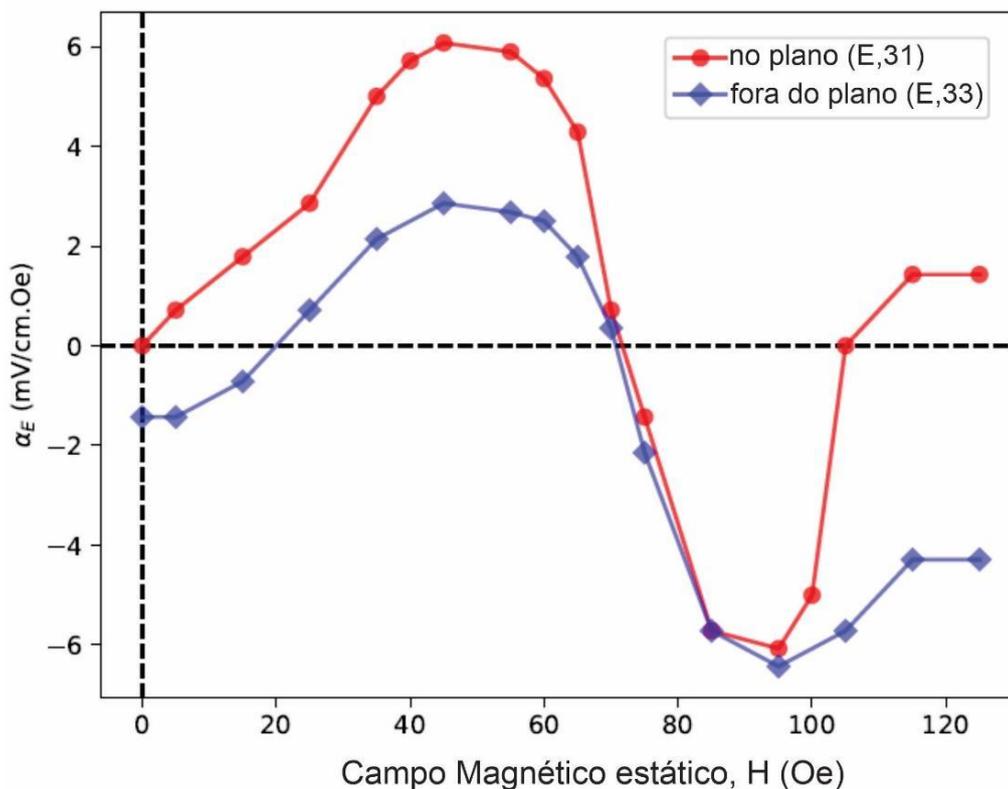
Tabela 6.

Tabela 6: Configuração das medições do coeficiente magnetoelétrico, para os Sensores 1 e 2, para o regime de baixo e alto campo magnético.

	Configuração	f_{HAC} (Hz)	Campo H_{AC} (Oe)	Campo H_{DC} (Oe)
Sensor 1 e 2	Horizontal	1000	8	0 - 8000
Sensor 1 e 2	Vertical	1000	8	0 - 350

As curvas referentes às medições do sensor 1, à temperatura ambiente, estão apresentadas na Figura 66. Os dados correspondentes às medições no plano do dispositivo estão destacados em vermelho, enquanto os dados fora do plano do dispositivo estão em azul. Nessas medições, observa-se uma forte interação com o campo. Portanto, espera-se que o coeficiente α'_E no plano seja maior do que fora do plano. Esse comportamento ocorre devido à magnetoestricção, um fenômeno em que o material sofre deformação em resposta a um campo magnético, resultando em uma alteração no seu comprimento. Essa deformação acontece porque o material é submetido a uma ação magnética durante a aplicação do campo, o que provoca a variação em seu comprimento, fenômeno conhecido como magnetoestricção [130]. Essa deformação se dá em resposta a um campo de polarização elétrica H ; conseqüentemente, no plano, observa-se um efeito maximizado de alteração em seu comprimento.

Figura 66: Dependência do campo magnético estático com o coeficiente α'_E para o Sensor 1 polarizado.



As Figuras 67 e 68 apresentam os loops magnetoelétricos para o Sensor 1, evidenciando uma curva histerética e a remanescência associada à dependência do coeficiente α'_E em relação ao campo H_{DC} , no plano e fora do plano, respectivamente. Quando há um aumento do campo H_{DC} , α'_E aumenta, o que é esperado, pois os coeficientes são diretamente proporcionais ao acoplamento piezomagnético ($q = \frac{\delta\lambda}{\delta H}$), onde λ é a magnetoestricção, e a dependência de H acompanha a inclinação de λ vs. H. No entanto, à medida que λ atinge a saturação em altos campos, observa-se a diminuição de α'_E . Para a maioria das ferritas, λ fora do plano pode ser descrito como $\lambda_{fora\ do\ plano} = 2\lambda_{no\ plano}$ [131]. Ademais, observa-se também uma duplicação de α'_E quando comparados os casos fora do plano com os no plano.

Ainda de acordo com as Figuras 67 e 68, o estudo também revelou que os valores de α'_E são sempre maiores que zero, refletindo a tensão/deformação residual

que introduz um viés (*bias*) influenciando as medições magnetoelétricas. Isso é particularmente evidente nas diferenças observadas nos loops magnetoelétricos, início e fim da medição, possivelmente devido à liberação de resíduos de tensões/deformação liberados após a polarização e a aplicação do campo magnético.

Figura 67: Loops magnetoelétricos para o Sensor 1 polarizado no plano.

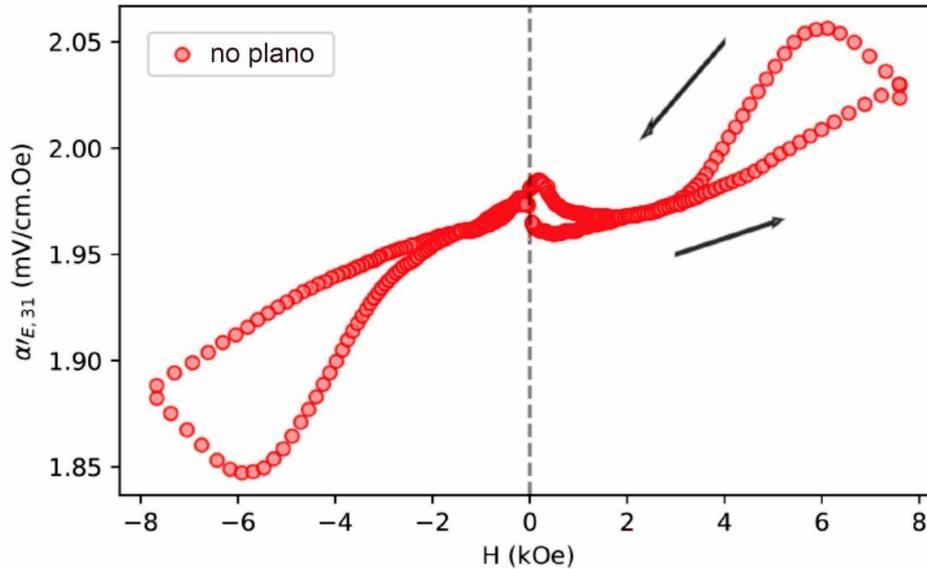
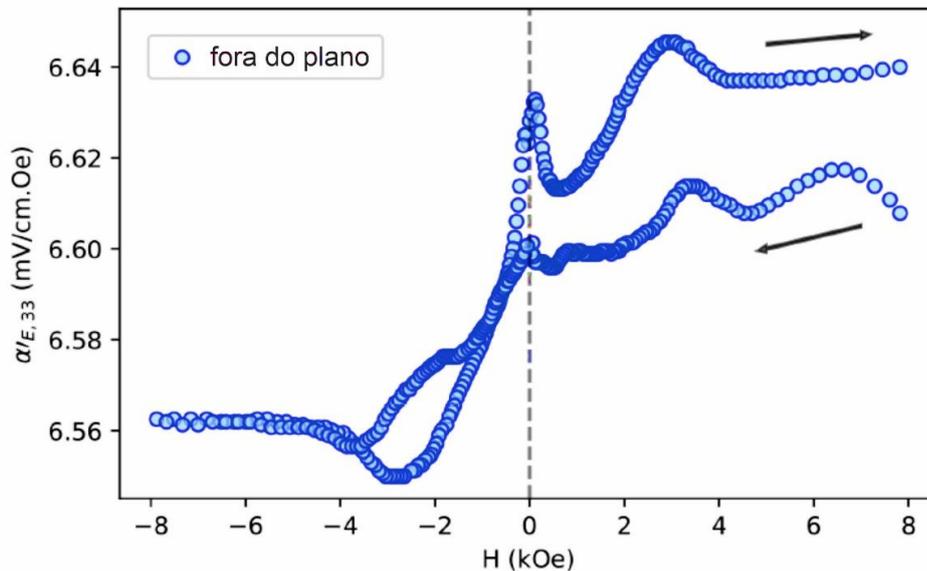


Figura 68: Loops magnetoelétricos para o Sensor 1 polarizado fora do plano.



Por fim, é possível comparar os resultados deste trabalho com estudos anteriores, destacando a consistência dos dados obtidos. Peng et al. [132]

investigaram compósitos magnetoelétricos formados por PZT e CFO em diferentes proporções, observando que o coeficiente de tensão magnetoelétrica variava em função da frequência para o compósito 0-3 PZT-CFO sob um campo magnético polarizado. O valor máximo do coeficiente magnetoelétrico para esse compósito foi de 226 mV/cm·Oe em uma frequência de 75,1 kHz (condição de ressonância mecânica), sugerindo um forte acoplamento magnetoelétrico na amostra. Por sua vez, Lu et al. [133], ao investigarem compósitos magnetoelétricos com diferentes proporções de PZT e CFO, notaram que o coeficiente magnetoelétrico dependia da polarização magnética DC e da frequência AC. Os resultados indicaram um aumento proporcional do coeficiente magnetoelétrico com o incremento da polarização DC em todas as amostras, sugerindo um elevado acoplamento entre a fase magnetoestrictiva do CFO e a resposta piezoelétrica do PZT. Especificamente, na frequência de 100 kHz, o coeficiente magnetoelétrico alcançou 32 mV/cm·Oe, dez vezes maior que o valor observado a 1 kHz com uma polarização DC de 2 kOe. Esse resultado ressalta a importância do bias DC na modulação da resposta magnetoelétrica e sugere um potencial para melhorias adicionais em frequências de ressonância.

De maneira geral, esses achados reforçam a importância das propriedades magnetoelétricas dos compósitos para aplicações em sensores, evidenciando que a composição, a microestrutura e fatores externos, como a polarização em corrente contínua (DC), são fundamentais para otimizar a resposta dos materiais. Os resultados deste estudo corroboram e ampliam as observações previamente descritas, ressaltando o grande potencial dos compósitos magnetoelétricos para uma ampla gama de tecnologias.

5.1.3 MEDIÇÕES DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DOS SENSORES

Com o avanço das pesquisas e o aumento das publicações sobre o desenvolvimento de materiais e compósitos que aprimoram o acoplamento magnetoelétrico, diversas possibilidades de design e aplicações em dispositivos tecnológicos têm sido exploradas. A utilização da frequência de ressonância dos materiais em dispositivos na presença de um campo alternado (AC) é uma metodologia amplamente estudada. DONG ShuXiang e ZHAI JunYi (2008) propuseram, em seu trabalho, um desenvolvimento analítico para compósitos laminares, utilizando Terfenol-D (material magnetostritivo) e PZT (material piezoelétrico), operando em modos longitudinalmente magnetizados e polarizados transversalmente (L-T), e transversalmente magnetizados e polarizados transversalmente (T-T). Os resultados demonstram que os coeficientes de tensão ME aumentam significativamente, potencializados por um fator de qualidade mecânica, Q_m , quando operados na frequência de ressonância [134].

Bichurin et al. (2003) [135] exploraram as interações magnetoelétricas em materiais multicamadas com fases magnetoestritivas, como a ferrita de níquel, e fases piezoelétricas, como o PZT. Utilizando o método dinâmico, o grupo investigou o impacto da frequência de ressonância no coeficiente magnetoelétrico, observando um aumento de 40 vezes na tensão ME para o compósito ferrita de níquel-PZT em comparação com os valores obtidos em baixa frequência. Segundo o estudo, as amostras foram polarizadas em um campo elétrico (E) perpendicular ao plano e, em seguida, submetidas a um campo de viés (H) e a um campo alternado (dH). A deformação mecânica resultante da magnetostricção é acoplada à fase ferroelétrica, gerando um campo elétrico (dE) através da espessura da amostra. O coeficiente de tensão ME, $\alpha'_E = \frac{dE}{dH}$, foi medido para campos longitudinais (todos os campos

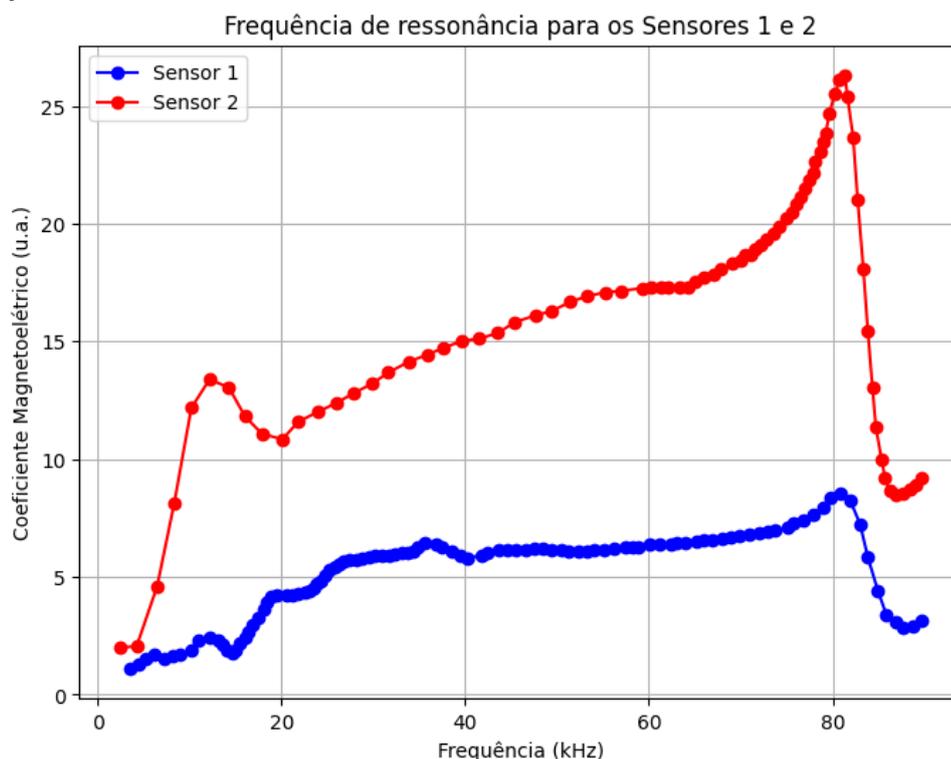
paralelos entre si) ou transversais (H e dH perpendicular a E e dE).

Em alinhamento com esses estudos, as frequências de ressonância dos Sensores 1 e 2 foram determinadas utilizando o método dinâmico para analisar o comportamento de α'_E em função da frequência oscilante. A Figura 69 ilustra o coeficiente magnetoelétrico em função da frequência do campo magnético AC aplicado para os Sensores 1 e 2, respectivamente.

Segundo Zhang et al. (2014) [136], a frequência ressonante se caracteriza por um pico máximo do valor de α'_E , atingindo um elevado fator de qualidade mecânica efetivo ($Q_{m,eff}$), que pode ser determinado pelo valor da frequência em um pico ressonante, $Q_{m,eff} = \frac{f_r}{\Delta f}$, onde Δf tem 3 dB de largura de banda.

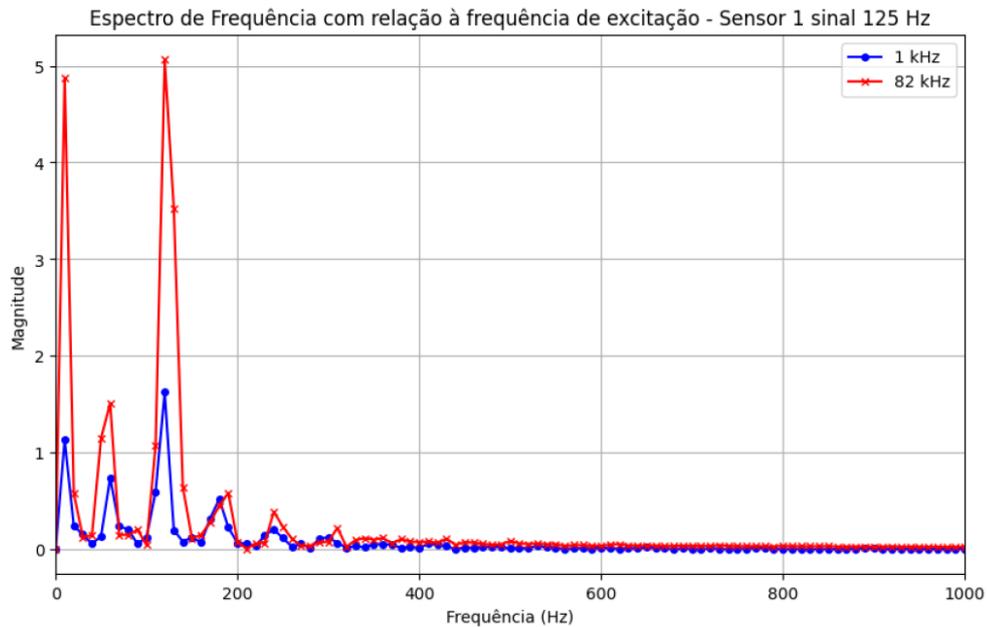
Seguindo a linha desses estudos foram medidos os valores da frequência de ressonância, para os Sensores 1 e 2, alcançando 82 kHz, sendo que o Sensor 2 apresentou um α'_E três vezes maior em comparação ao Sensor 1.

Figura 69: Coeficiente magnetoelétrico em função da frequência do campo magnético de excitação para os sensores 1 e 2.



Com o intuito de testar os sinais em relação à frequência de ressonância medida (82 kHz), foram realizadas medições dos sinais dos Sensores 1 e 2 nas frequências de 125 Hz e 2 Hz, com amplitude de 1,5 V. A primeira medição ocorreu na frequência de ressonância dos dispositivos, enquanto a segunda foi conduzida a uma frequência de excitação de 1 kHz. As Figuras 70 e 71 apresentam os resultados em 125 Hz para os Sensores 1 e 2, respectivamente. Por sua vez, as Figuras 72 e 73 ilustram os resultados obtidos para o sinal em 2 Hz, também para os Sensores 1 e 2, respectivamente.

Figura 70: Comparação dos sinais em 125 Hz com relação à excitação com frequência de ressonância de 82 kHz, e com a excitação de 1 kHz, para o Sensor 1



Ao analisar as Figuras 70 e 71, observa-se uma diferença significativa entre os sinais excitados em 82 kHz (frequência de ressonância) e aqueles excitados em 1 kHz. Para o Sensor 1, nota-se um aumento do sinal quatro vezes maior na frequência de ressonância quando comparado ao sinal excitado em 1 kHz. No caso do Sensor 2, esse aumento foi de aproximadamente três vezes. Esses resultados foram obtidos a

partir da análise do sinal de 125 Hz.

Figura 71: Comparação dos sinais em 125 Hz com relação à excitação com frequência de ressonância de 82 kHz, e com a excitação de 1 kHz, para o Sensor 2

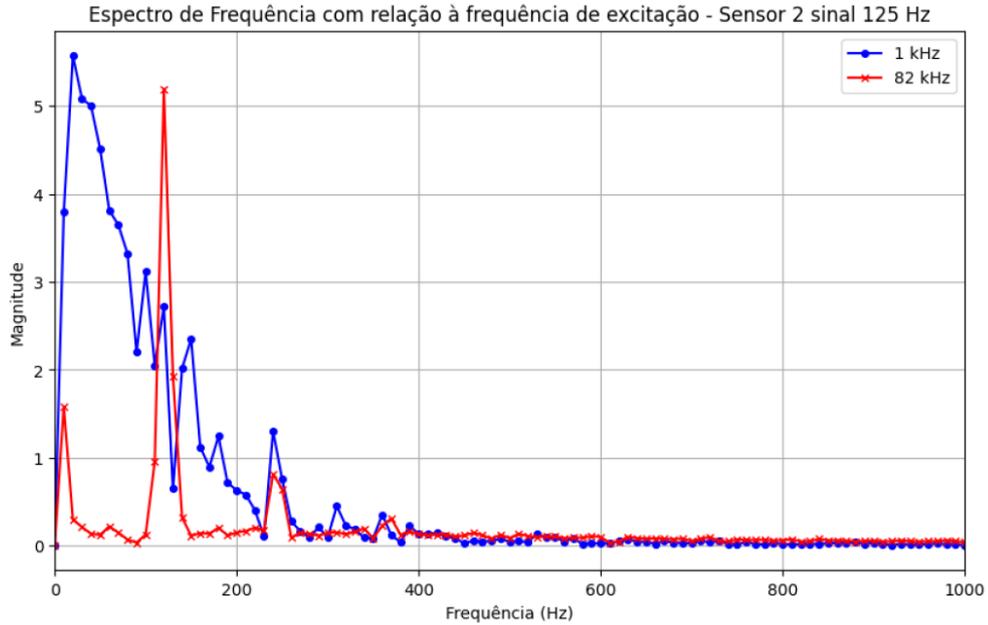


Figura 72: Comparação dos sinais em 2 Hz com relação à excitação com frequência de ressonância de 82 kHz, e com a excitação de 1 kHz, para o Sensor 1

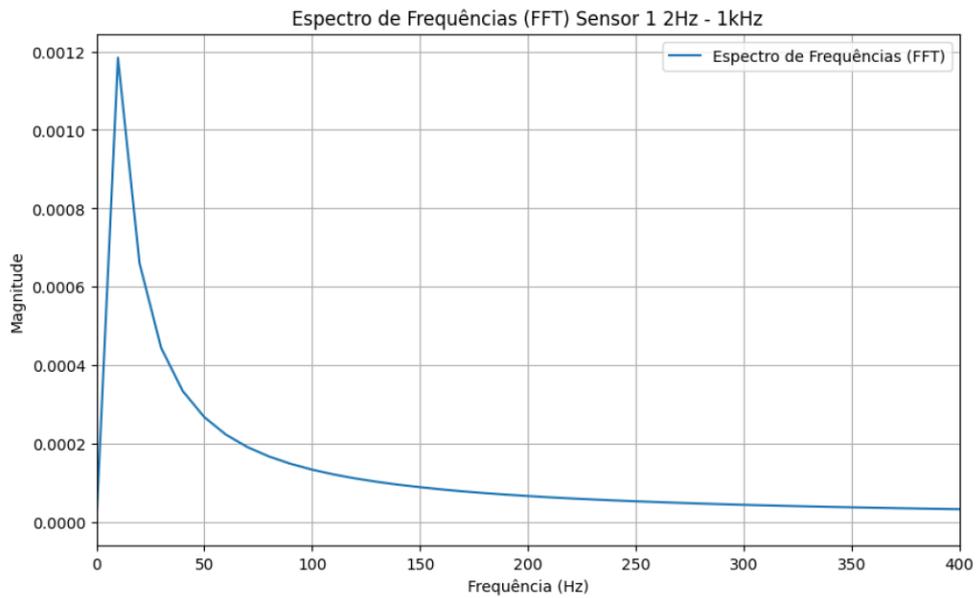
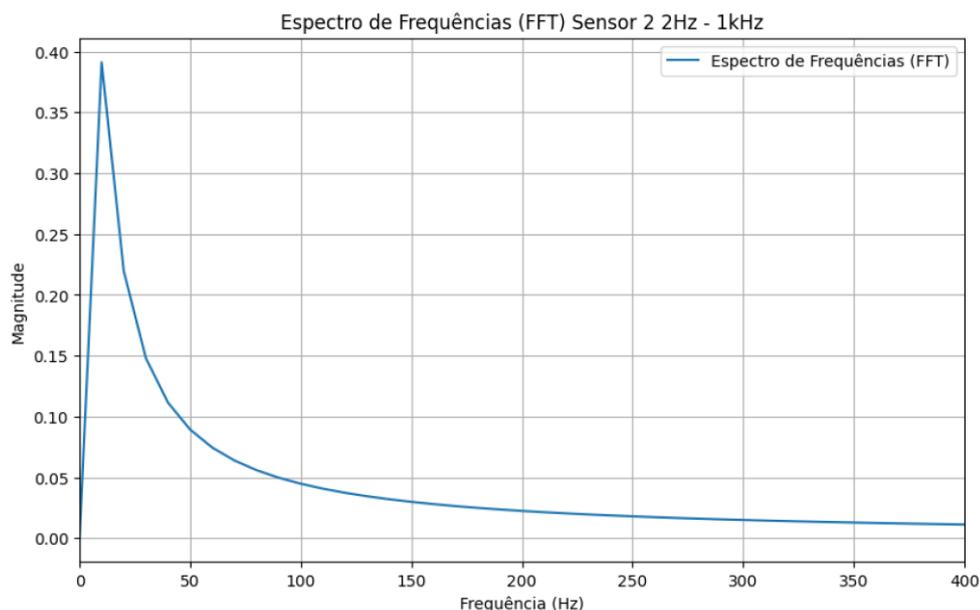


Figura 73: Comparação dos sinais em 2 Hz com relação à excitação com frequência de ressonância de 82 kHz, e com a excitação de 1 kHz, para o Sensor 2



No entanto, ao analisar os sinais em 2 Hz (Figuras 72 e 73), excitados em 1 kHz, não foi possível identificar um pico dominante na frequência de estudo. Esse resultado reforça a importância de operar na frequência de ressonância dos dispositivos para otimizar sua resposta. Tais observações estão alinhadas com a teoria, que estabelece que a frequência ressonante é caracterizada pelo pico máximo do coeficiente magnetoelétrico (α'_E).

Para os testes de leitura dos Sensores, utilizou-se a frequência de 82 kHz na bobina de excitação construída, com o intuito de potencializar o coeficiente magnetoelétrico (α'_E).

5.2 PROCESSAMENTO DE SINAIS DO CIRCUITO DE PRÉ-AMPLIFICAÇÃO E LEITURA.

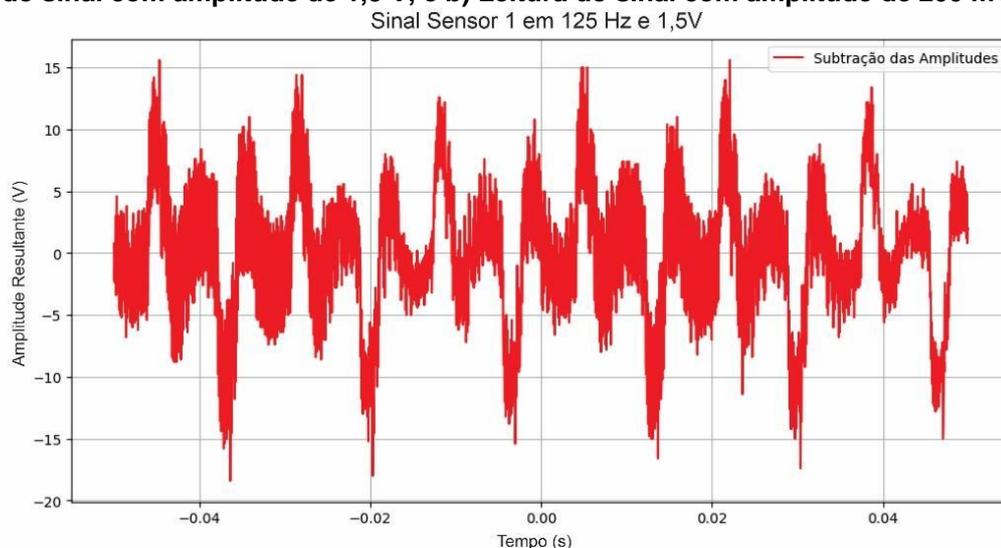
5.2.1 ANÁLISE DOS SINAIS DE CAMPO AC EM 125 HZ

Conforme descrito na seção 4.4.1, foi desenvolvido um circuito de pré-amplificação e leitura que, além de amplificar, estabiliza os sinais medidos pelos sensores para posterior análise com o código desenvolvido em Python. Este código implementa a rotina de um amplificador lock-in, detalhada no Anexo 3, que subtrai os sinais de fundo (bobina desligada) dos sinais com o campo magnético ativo (bobina ligada).

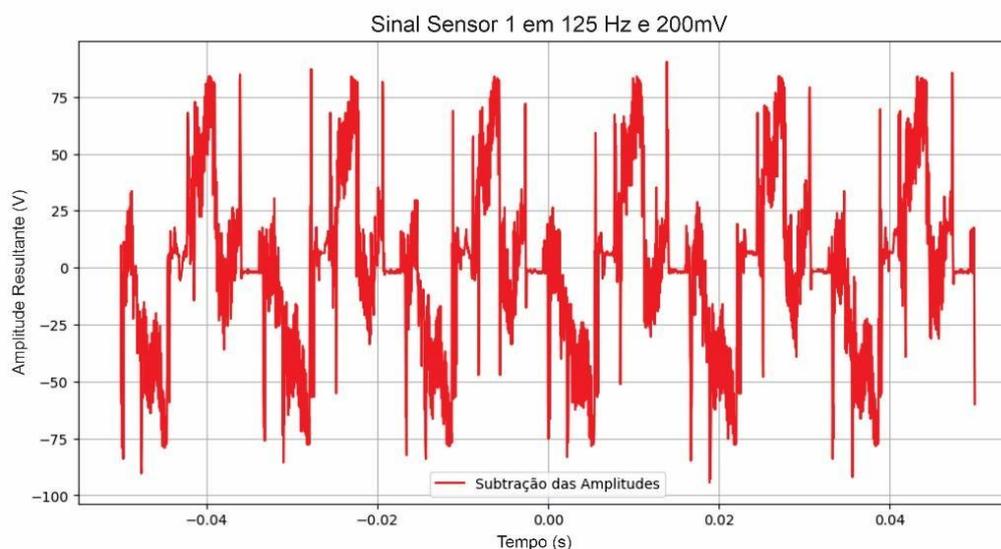
A Figura 74 ilustra a subtração das amplitudes dos sinais do Sensor 1 em relação ao sinal senoidal de 125 Hz injetado na bobina manual. As subfiguras (a) e (b) apresentam os sinais com amplitudes de 1,5 V e 200 mV, respectivamente. A medição da amplitude em 1,5 V foi realizada com um ganho de 4 vezes no amplificador de instrumentação AD620, enquanto a medição em 200 mV foi feita com um ganho de 8 vezes.

Após a subtração, o código processa a modulação do sinal resultante com o sinal de referência, tanto em fase (0°) quanto em quadratura (90°), com as fases devidamente sincronizadas. Este processo é padrão em um amplificador lock-in e é explicado em detalhes no Anexo 3, juntamente com o código desenvolvido. Em seguida, foi aplicado um filtro passa-baixa com frequência de corte de 125 Hz, permitindo a reconstrução do sinal, que foi finalizado com janelamento utilizando a função de Hanning, escolhida por sua suavização simétrica e boa resolução de frequência, conforme discutido anteriormente.

Figura 74: Subtração das amplitudes da leitura do Sensor 1 para o sinal senoidal em 125 Hz. a) Leitura do sinal com amplitude de 1,5 V, e b) Leitura do sinal com amplitude de 200 mV.



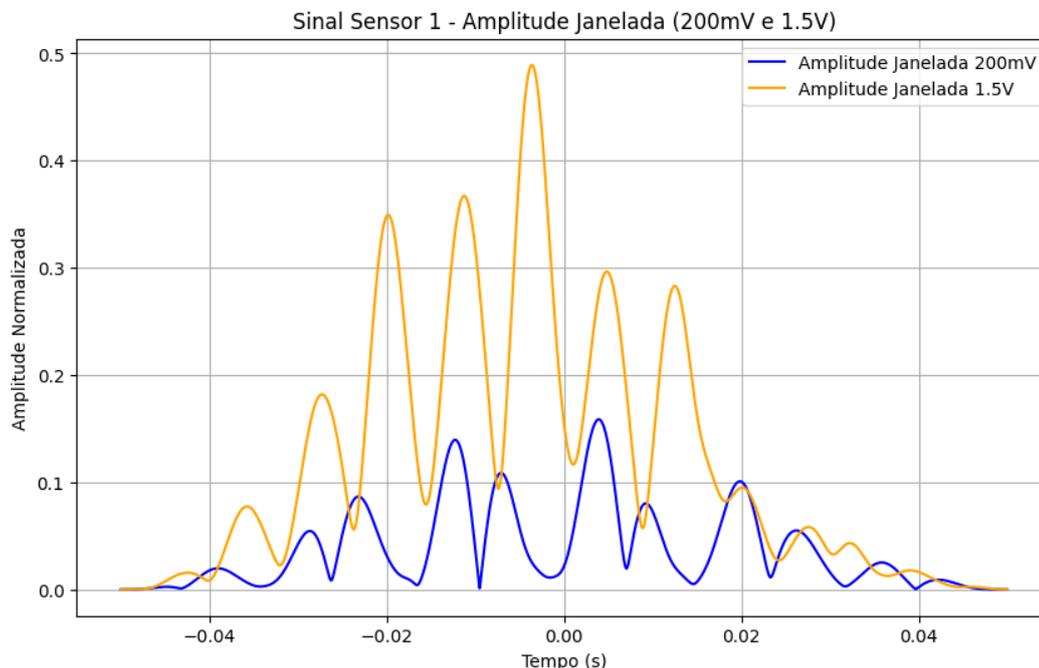
a)



b)

A Figura 75 apresenta os sinais reconstruídos e normalizados, em relação aos ganhos, do Sensor 1 para o campo magnético AC de 125 Hz, nas amplitudes de 1,5 V e 200 mV. Observa-se o efeito do janelamento de Hanning, a suavização simétrica das bordas do sinal e as diferenças entre os sinais de diferentes amplitudes, evidenciando a forma de onda reconstruída pelo código desenvolvido. As amplitudes RMS calculadas foram de 1,24 V e 189,33 mV, respectivamente, correspondendo aos campos AC de 23,70 Oe e 18,51 Oe, conforme indicado na Tabela 5.

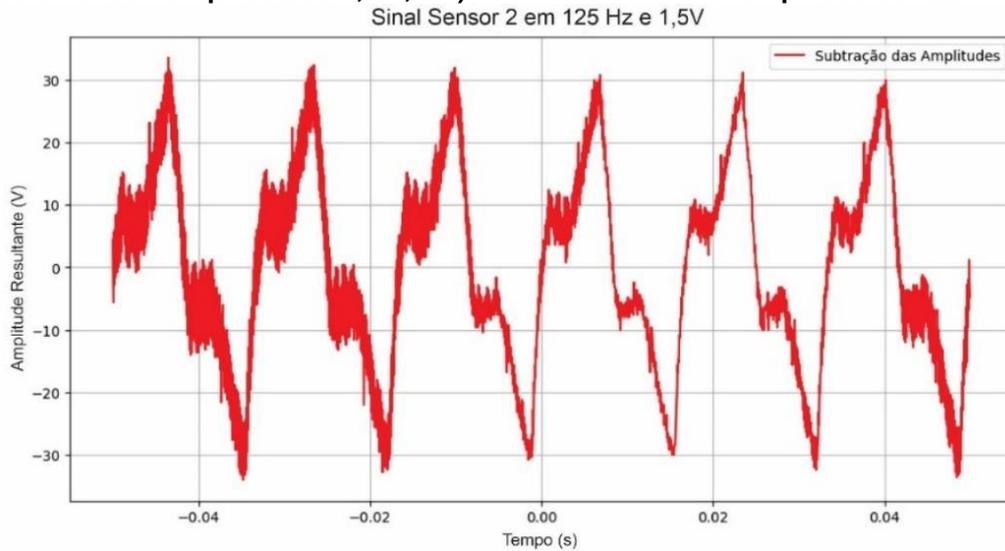
Figura 75: Comparação dos sinais de leitura reconstruídos e normalizados para o Sensor 1.



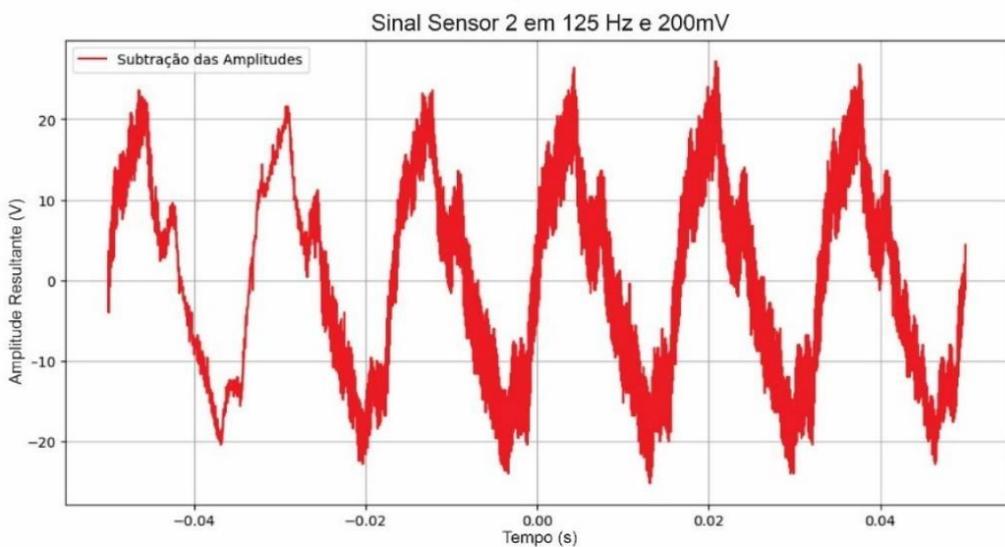
A Figura 76 apresenta a mesma análise para o Sensor 2, mostrando a subtração das amplitudes dos sinais de leitura para um sinal senoidal de 125 Hz, com amplitudes de 1,5 V e 200 mV. Diferentemente do Sensor 1, um ganho de 7 vezes foi aplicado a ambas as amplitudes. A Figura 77 ilustra o efeito do janelamento com a função de Hanning para o Sensor 2, revelando um valor ligeiramente maior para a amplitude de 200 mV em comparação com a de 1,5 V, o que contraria a expectativa de que a amplitude maior fosse a de 1,5 V. Esse aspecto será discutido nas análises dos espectros. Ao calcular as amplitudes RMS resultantes, obtiveram-se os valores de 95,12 mV para o sinal de 1,5 V e 79,33 mV para o sinal de 200 mV. Em relação à inversão e à proximidade dos resultados na Figura 76, deve-se notar que esta apresenta uma variação relativamente pequena, acompanhando os resultados das amplitudes RMS calculadas. Esse resultado pode estar relacionado à diferença na condutividade entre a tinta prata e o fio de prata utilizados nas conexões das fibras de

PZT, possivelmente afetando a forma como o sinal é coletado e transmitido dentro do sensor. Embora esta hipótese não possa ser confirmada sem estudos adicionais sobre o tempo de resposta, ela está prevista para investigações futuras.

Figura 76: Subtração das amplitudes da leitura do Sensor 2 para o sinal senoidal em 125 Hz. a) Leitura do sinal com amplitude de 1,5 V, e b) Leitura do sinal com amplitude de 200 mV.



a)

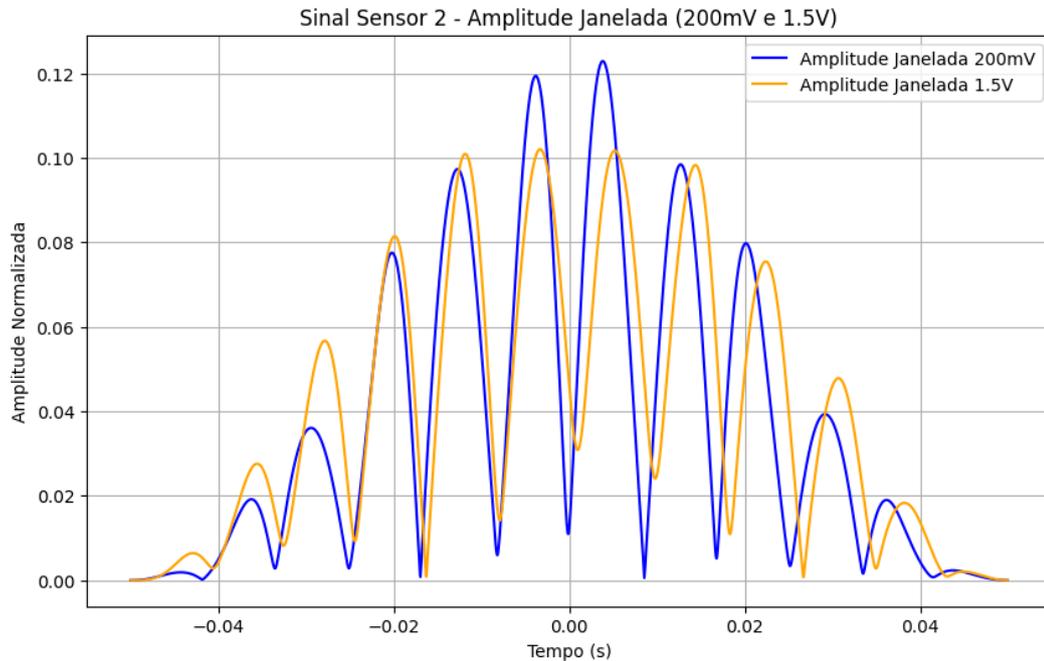


b)

Como conclusão, ao analisar um campo de corrente alternada (AC) a 125 Hz, com amplitudes de 1,5 V e 200 mV, o Sensor 1 demonstrou maior estabilidade e coerência, sendo capaz de distinguir os sinais de campo em diferentes amplitudes.

No entanto, é necessário realizar uma análise dos sinais no domínio da frequência para complementar o estudo. Essa análise será realizada para finalizar a pesquisa.

Figura 77: Comparação dos sinais de leitura reconstruídos e normalizados para o Sensor 2.



5.2.2 ANÁLISE DOS SINAIS DE CAMPO AC EM 2 HZ

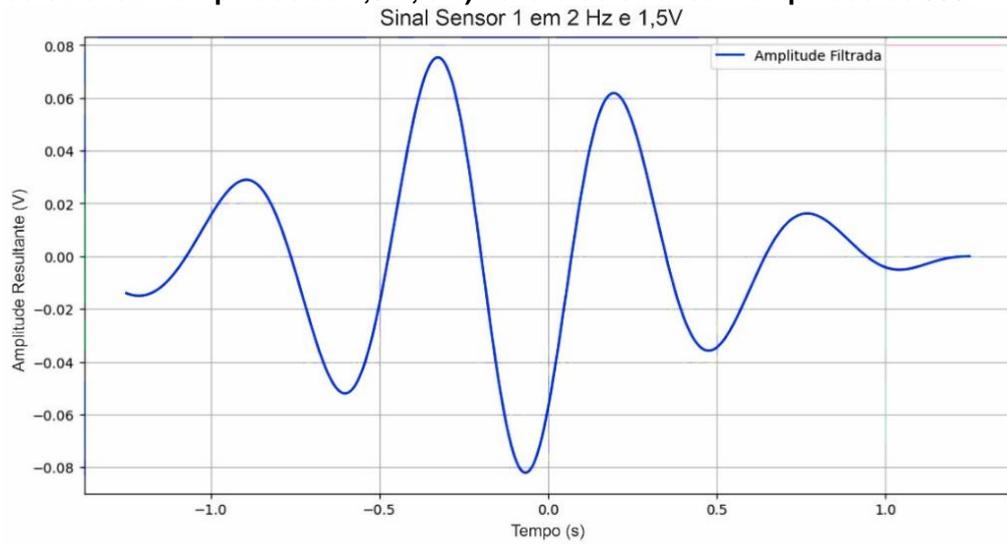
Um dos principais objetivos deste trabalho é avaliar os sensores desenvolvidos e o circuito de leitura para a captura de sinais biológicos, como os vetores magnéticos provenientes do coração. Foram realizadas medições de um campo AC em 2 Hz, utilizando uma bobina de alto-falante para garantir a entrega de um sinal em 2 Hz, livre de ruídos ou distorções. A bobina manual utilizada nos testes a 125 Hz não foi capaz de gerar um sinal preciso a 2 Hz.

Para as medições dos sinais em 2 Hz, foram seguidos os mesmos procedimentos adotados para o sinal a 125 Hz, resultando em um sinal obtido pela subtração de um sinal de fundo de um sinal com o campo AC ativado.

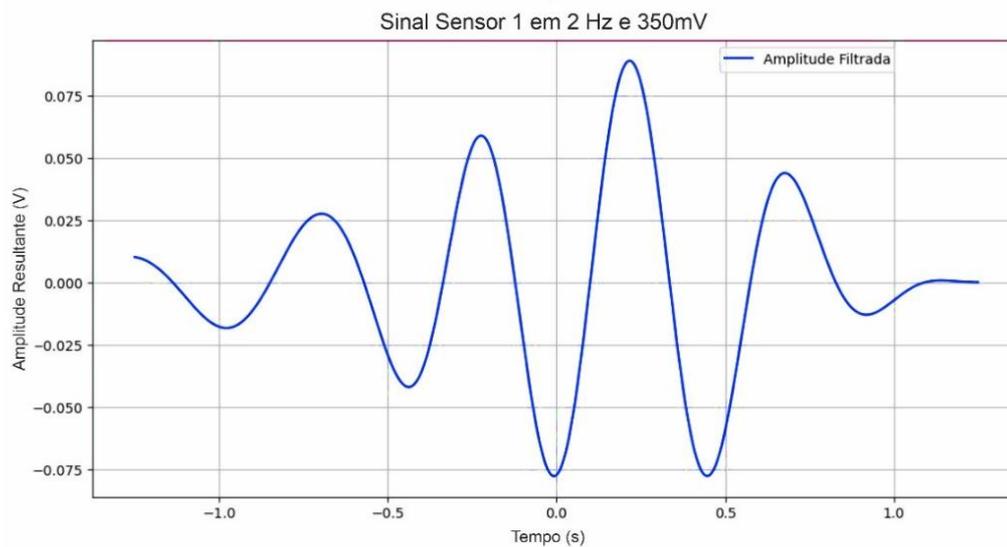
Houve algumas alterações no código inicialmente desenvolvido para os sinais em 125 Hz, uma vez que a leitura dos sinais em 2 Hz apresentou-se mais limpa e menos ruidosa. Após a subtração das amplitudes, aplicou-se um filtro passa-bandas de ordem 2, com faixa entre 1,5 Hz e 2,5 Hz, utilizando a função de janela de Hanning. Como já discutido na seção 4.2.2, foi construída uma curva para a determinação do menor valor de campo e amplitude. O maior campo foi considerado com amplitude de 1,5 V, enquanto o menor, determinado pela Figura 58, foi de 350 mV. Constatou-se que a maior leitura em campo seria de 1,62 Oe e a menor de aproximadamente 1 Oe. Com esses valores, foi possível avaliar os sensores em um campo mínimo de 100 μ T, que ainda é superior ao sinal magnético cardíaco, que está em torno de 100 pT [107]. A Figura 78 ilustra a subtração das amplitudes dos sinais de leitura do Sensor 1, com a injeção de um sinal senoidal em 2 Hz na bobina voice coil.

A análise da Figura 78 revela uma pequena diferença na leitura dos sinais ao variar a amplitude do campo AC. Para essa medição, o ganho selecionado no circuito foi de 7 vezes para uma amplitude de 1,5 V, resultando em uma amplitude RMS de 0,65 mV. Na medição com 350 mV de amplitude, foi escolhido um ganho de 9 vezes, o que resultou em uma amplitude RMS de 0,15 mV. Essas variações confirmam a capacidade de detecção do Sensor 1 para um sinal de 2 Hz, além de permitir uma boa distinção entre os diferentes campos (1,62 Oe e 1 Oe). A Figura 79 apresenta as duas curvas de leitura normalizadas em relação ao ganho para fins de comparação.

Figura 78: Subtração das amplitudes da leitura do Sensor 1 para o sinal senoidal em 2 Hz. a) Leitura do sinal com amplitude de 1,5 V, e b) Leitura do sinal com amplitude de 350 mV.



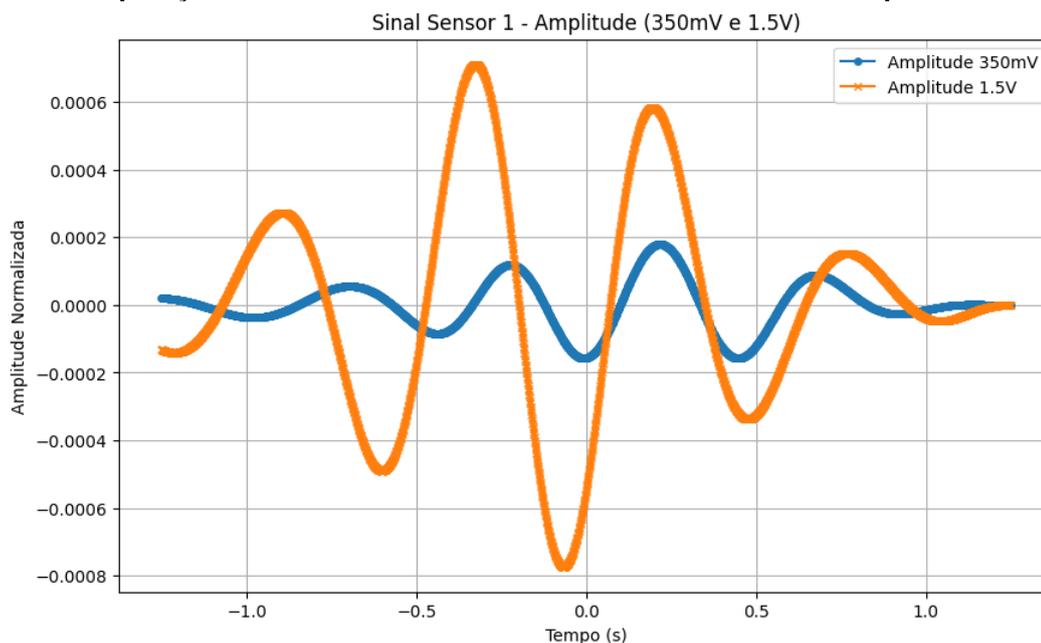
a)



b)

As medições com o Sensor 2 seguiram o mesmo procedimento de subtração das amplitudes, aplicação do filtro passa-banda e janelamento de Hanning. A Figura 80 apresenta os gráficos resultantes da subtração dos sinais de leitura do Sensor 2 na frequência de 2 Hz.

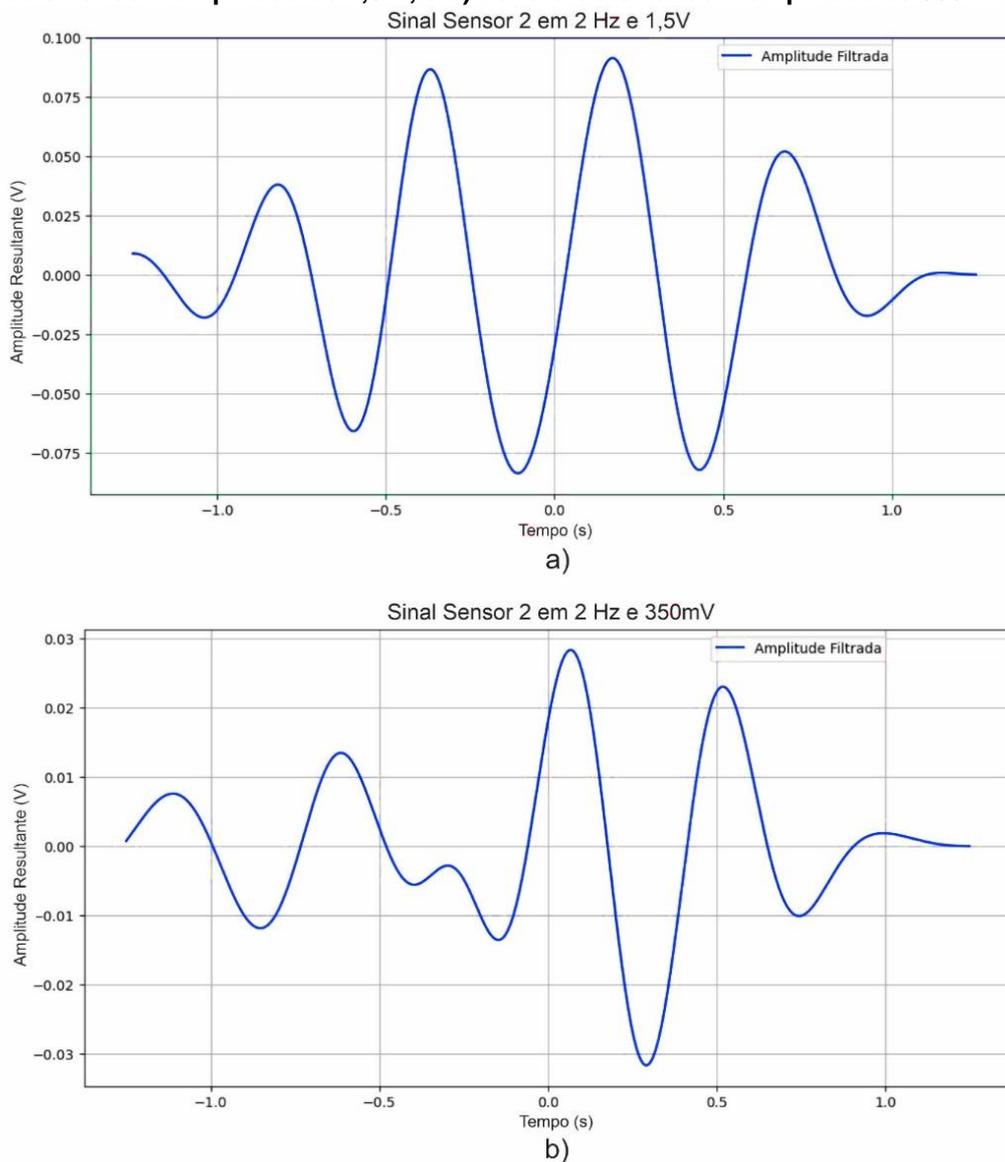
Figura 79: Comparação dos sinais de leitura reconstruídos e normalizados para o Sensor 1.



As medições realizadas com o Sensor 2 seguiram o mesmo procedimento de subtração das amplitudes, aplicação do filtro passa-banda e janelamento de Hanning. A Figura 80 apresenta os gráficos correspondentes ao sinal de leitura em 2 Hz, evidenciando um valor de leitura superior em comparação ao Sensor 1.

Com a análise da Figura 80, observa-se que o Sensor 2 apresenta, em relação ao Sensor 1, valores de leitura inferiores. Isso é evidenciado ao comparar os valores de amplitude RMS: para uma amplitude de 1,5 V, o valor é de 0,42 mV, enquanto para uma amplitude de 350 mV, o valor é de 0,11 mV, ambos com o ganho 7 selecionado no circuito. Dessa forma, pode-se afirmar que o Sensor 1 apresentou, para o sinal de campo AC a 2 Hz, uma leitura 1,2 vezes maior em comparação ao Sensor 2.

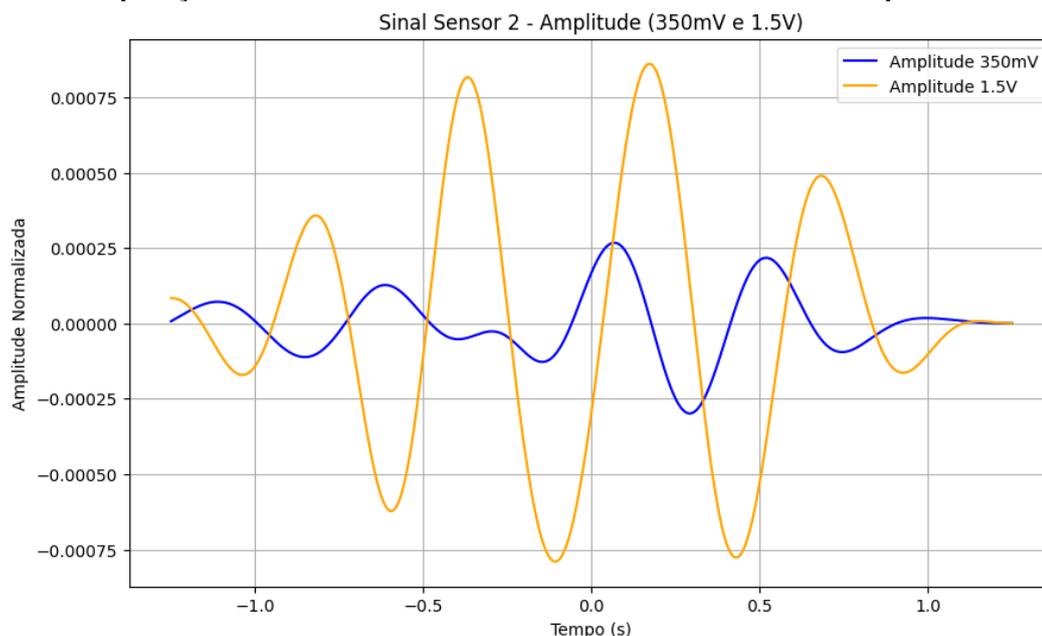
Figura 80: Subtração das amplitudes da leitura do Sensor 2 para o sinal senoidal em 2 Hz. a) Leitura do sinal com amplitude de 1,5 V, e b) Leitura do sinal com amplitude de 350 mV.



Para as medições dos sinais em 125 Hz, o sinal do Sensor 1 apresentou-se também superior, com uma diferença de 6,5 vezes em relação ao Sensor 2. Esses resultados indicam que o Sensor 1 demonstrou uma maior sensibilidade na leitura dos sinais a 125 Hz e 2 Hz, sendo que, para a menor frequência, essa diferença foi reduzida.

Para avaliar melhor visualmente as proporções de cada leitura do Sensor 2, a Figura 81 ilustra as curvas de leituras normalizadas do sinal de campo AC a 2 Hz.

Figura 81: Comparação dos sinais de leitura reconstruídos e normalizados para o Sensor 2.



Ao comparar os resultados obtidos para os Sensores 1 e 2, ambos demonstraram sinais estáveis e distinguíveis em relação às amplitudes do sinal registrado. Isso reforça o bom desempenho de ambos na faixa de sinal de 2 Hz em um campo de 1 Oe (100 μ T), tornando-os adequados para futuros testes de leitura de biosinais magnéticos.

5.2.3 ANÁLISE DOS SINAIS DOS SENSORES EM FUNÇÃO DA DISTÂNCIA DA FONTE DE CAMPO AC.

Com o objetivo de avaliar a eficácia e a sensibilidade dos sensores desenvolvidos, bem como do circuito de leitura em aplicações práticas, foram realizadas medições do campo magnético AC em função da distância entre a fonte de campo e os dispositivos. Essa análise de desempenho dos sensores é fundamental, especialmente em contextos onde se busca precisão na detecção de campos

magnéticos. Utilizaram-se dois sinais de campo AC: um a 125 Hz e outro a 2 Hz, ambos com a maior amplitude estudada de 1,5 V. As medições foram realizadas variando a distância da bobina fonte de campo em relação aos sensores, de 0 a 30 cm. Esse procedimento permitiu avaliar não apenas a atenuação do campo AC com o aumento da distância, mas também a resposta dos dispositivos a essas variações. As Figuras 82 e 83 ilustram, para os Sensores 1 e 2, a relação da amplitude recuperada, média e RMS normalizadas, em função da distância da fonte de campo AC.

Ao avaliar as respostas do Sensor 1 (Figura 82) e do Sensor 2 (Figura 83), observa-se claramente uma diminuição proporcional na intensidade do campo magnético detectado à medida que a distância aumenta. Esse comportamento é consistente com estudos realizados e mencionados na literatura [137,138], validando as expectativas e reforçando a confiabilidade do sistema de medição desenvolvido.

Figura 82: Relação entre as amplitudes média e RMS normalizadas, e a distância, para a leitura do Sensor 1 do sinal em 125 Hz.

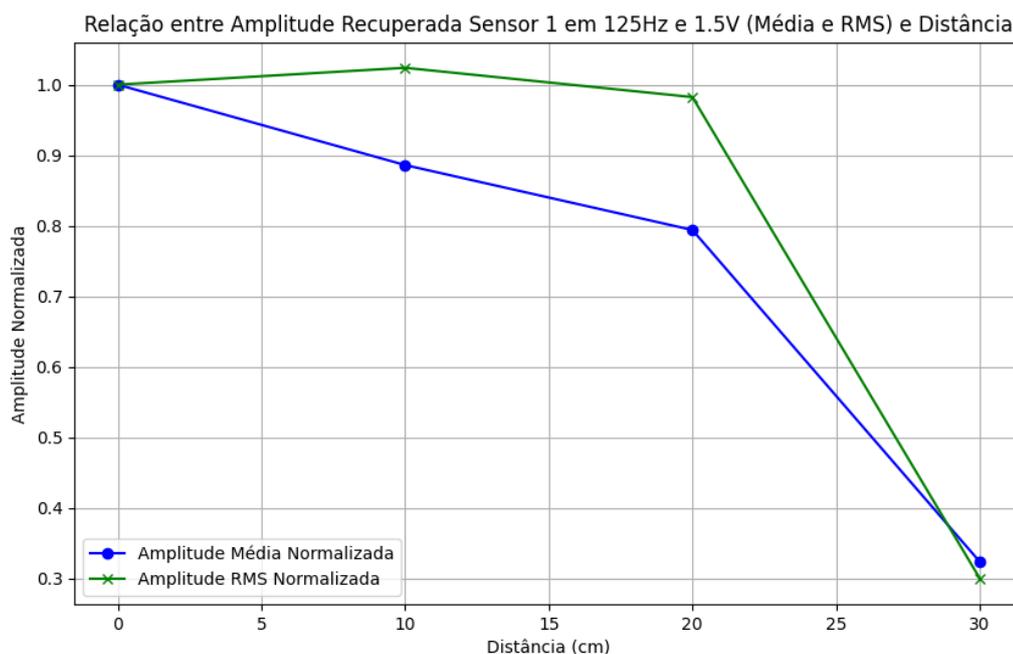
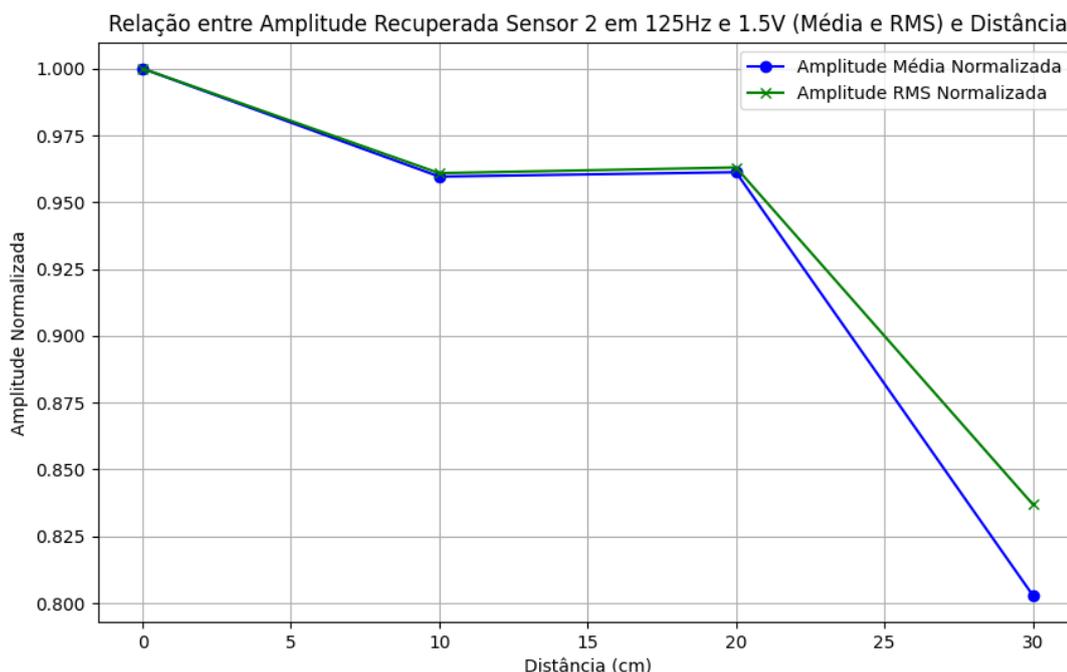


Figura 83: Relação entre as amplitudes média e *RMS* normalizadas, e a distância, para a leitura do Sensor 2 do sinal em 125 Hz.



De acordo com a normalização das curvas apresentadas nas Figuras 82 e 83, observa-se que a leitura do Sensor 1 exibiu uma atenuação de 70% do sinal com o aumento da distância da fonte, enquanto o Sensor 2 apresentou uma atenuação de 20%. Esse resultado sugere que a diferença de atenuação inerente a cada sensor está relacionada às características construtivas de cada um, destacando a relação entre a condutividade e a captação do sinal por meio das fibras de PZT.

Como segunda avaliação, foram analisadas as respostas dos sensores em função da distância da fonte de campo AC, utilizando um sinal de 2 Hz e 1,5 V de amplitude. As Figuras 84 e 85 ilustram, para os Sensores 1 e 2, a relação entre a amplitude recuperada RMS normalizada e a distância da fonte de campo AC.

Nas Figuras 84 e 85, assim como nas medições do sinal a 125 Hz, observa-se uma diminuição proporcional na intensidade do campo com o aumento da distância, acompanhada de uma leve variação no padrão da curva de decaimento. Em termos percentuais, o Sensor 1 apresentou 60% de atenuação na leitura do campo AC ao

longo da distância, enquanto o Sensor 2 apresentou 80% de atenuação. Esse resultado, em comparação com a leitura do sinal a 125 Hz, sugere um comportamento mais estável na sensibilidade dos sensores quando avaliados com o sinal a 2 Hz, qualificando ambos para futuros testes na leitura de sinais biomagnéticos.

Este estudo destacou a capacidade dos sensores de detectar variações mínimas no campo magnético em diferentes distâncias, o que é fundamental para aplicações que exigem alta precisão. Os resultados obtidos são promissores para futuros aprimoramentos na tecnologia de sensores, incluindo a investigação da interação entre condutividade e frequência do sinal. A pesquisa contínua nessa área pode levar a melhorias significativas no design dos sensores e dos circuitos de leitura, aumentando sua eficácia e sensibilidade em uma variedade de aplicações práticas.

Figura 84: Relação entre a amplitude *RMS* normalizada, e a distância, para a leitura do Sensor 1 do sinal em 2 Hz.

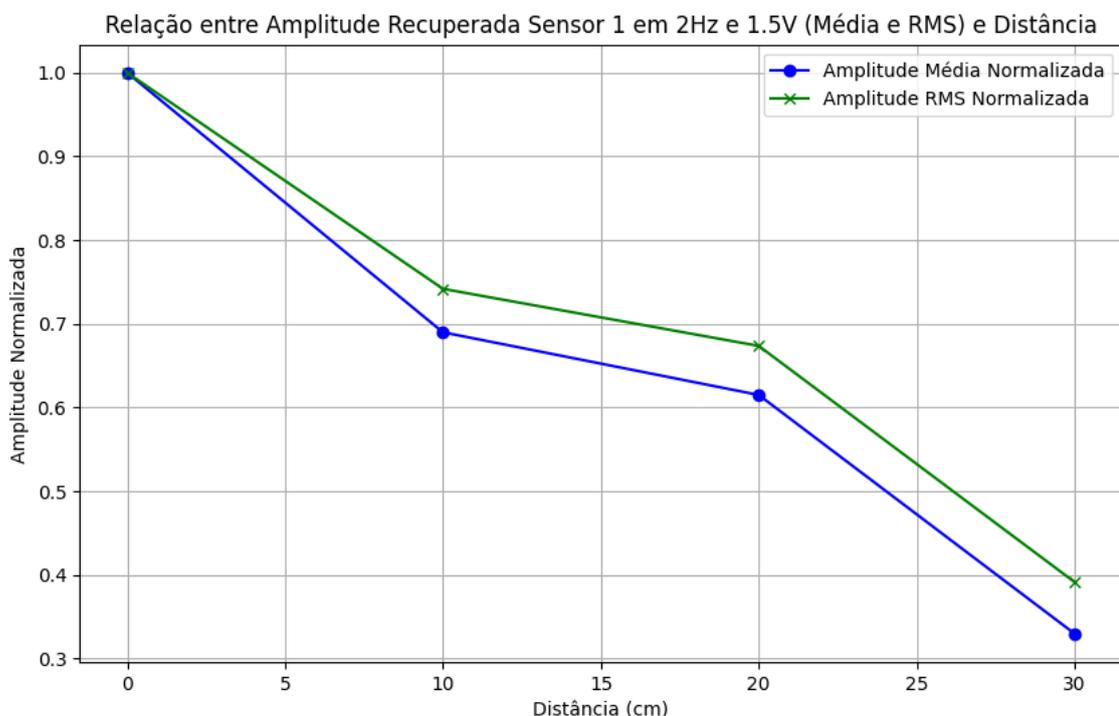
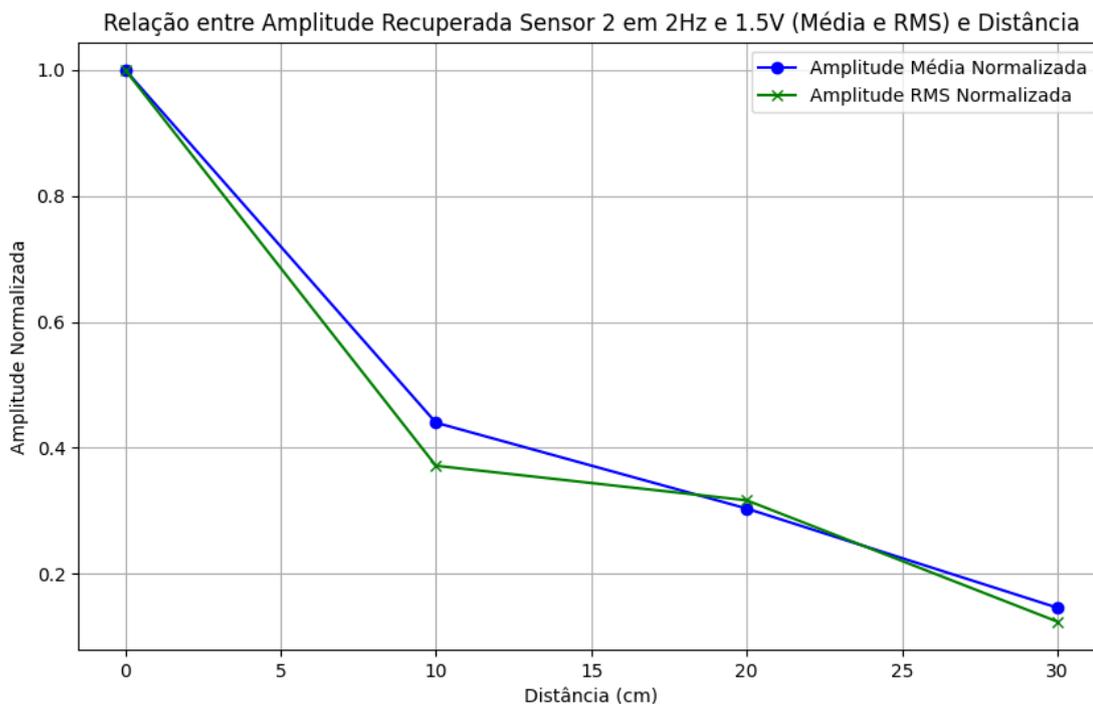


Figura 85: Relação entre a amplitude *RMS* normalizada, e a distância, para a leitura do Sensor 2 do sinal em 2 Hz.



5.3 ANÁLISE ESPECTRAL DOS SINAIS.

O estudo do perfil espectral dos sinais capturados pelos sensores em análise é fundamental para avaliar detalhadamente o desempenho desses dispositivos em condições ambientais não controladas para a aplicação prática. Essa abordagem não apenas aprimora a configuração dos sensores e do circuito de leitura, mas também possibilita ajustes no algoritmo de processamento, visando otimizar a eficácia e a precisão dos dispositivos.

A compreensão do espectro de um sinal é fundamental para otimizar a configuração dos sensores e do circuito de leitura, assim como para realizar possíveis ajustes no algoritmo de processamento, com o objetivo de maximizar a eficácia e a precisão desses dispositivos. A análise espectral pode oferecer insights sobre como

os sinais de leitura são influenciados por variáveis, tanto internas quanto externas, facilitando a identificação de padrões que podem estar ocultos no domínio do tempo.

Neste contexto, os resultados discutidos a seguir ressaltam a importância de uma análise espectral detalhada, identificando como as componentes de frequência dos sinais captados pelos sensores variam em resposta a diferentes amplitudes. Esses resultados são fundamentais para validar a confiabilidade dos sensores em condições dinâmicas e para propor melhorias no projeto e na aplicação dos mesmos. Dando continuidade à análise dos sinais discutida no tópico anterior, foram elaborados os espectros correspondentes aos sinais de leitura.

Como discutido na seção 3.2.3.1.3, foi utilizado o algoritmo desenvolvido por Cooley e Tukey (1965), mais conhecido como Transformada Rápida de Fourier (FFT). Os dados foram obtidos a partir do osciloscópio, que selecionou automaticamente a frequência de amostragem de 25.000 Hz para os sinais de 125 Hz. Após a reconstrução da curva e a remoção das componentes de corrente contínua (DC), foi calculado o valor absoluto da FFT. Os espectros foram visualizados na faixa de 0 a 2.500 Hz. Os gráficos das Figuras 86 e 87 correspondem ao espectro de frequência do sinal de 125 Hz para os Sensores 1 e 2, destacando as diferenças entre as amplitudes dos sinais registrados.

É importante destacar que, para ambos os sensores, além do pico dominante em 125 Hz, aparecem um de 120 Hz (2º harmônico da rede elétrica e outro de 130 Hz, foram detectados. No entanto, para o Sensor 2, essas duas frequências mostraram-se com menor intensidade.

De acordo com as variações dos sinais de leitura do Sensor 1, que podem ser descritas pelas amplitudes RMS dos sinais recuperados, 1,24 V (1,5 V) e 189,33 mV (200 mV), o gráfico de espectro apresentado na Figura 86 é coerente com os sinais

de leitura. Nesse gráfico, é possível identificar claramente a frequência dominante, evidenciada por um pico acentuado em 125 Hz, com magnitude de 0,10 para o sinal com amplitude de 1,5 V e magnitude de 0,050 para o sinal com amplitude de 200 mV.

Figura 86: Espectros de frequência para a leitura do Sensor 1, para o sinal em 125 Hz, comparando as diferentes amplitudes do sinal.

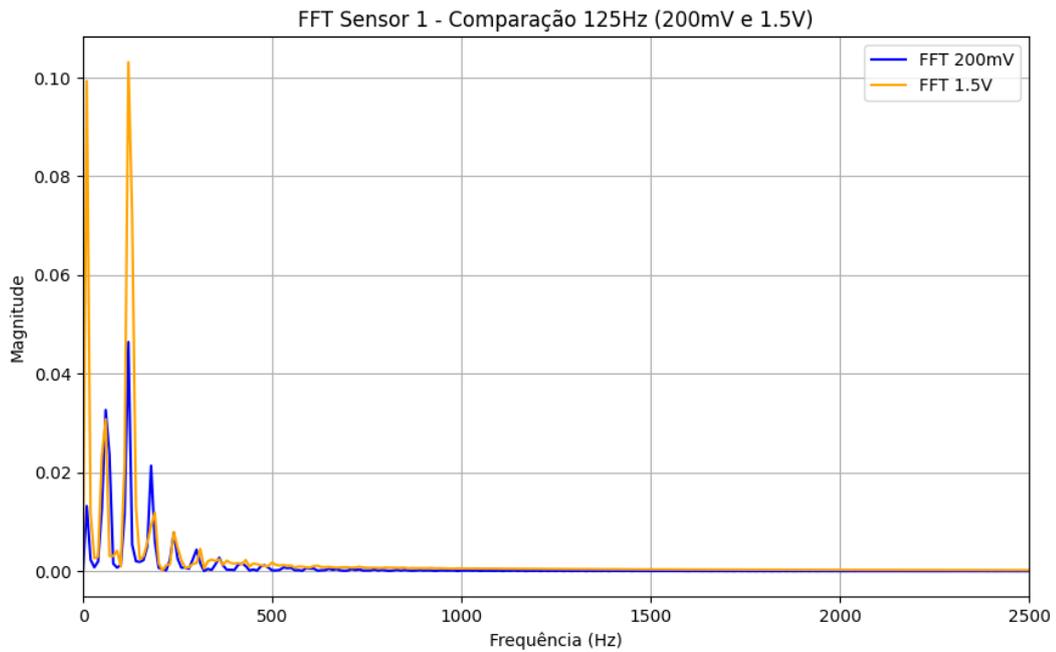
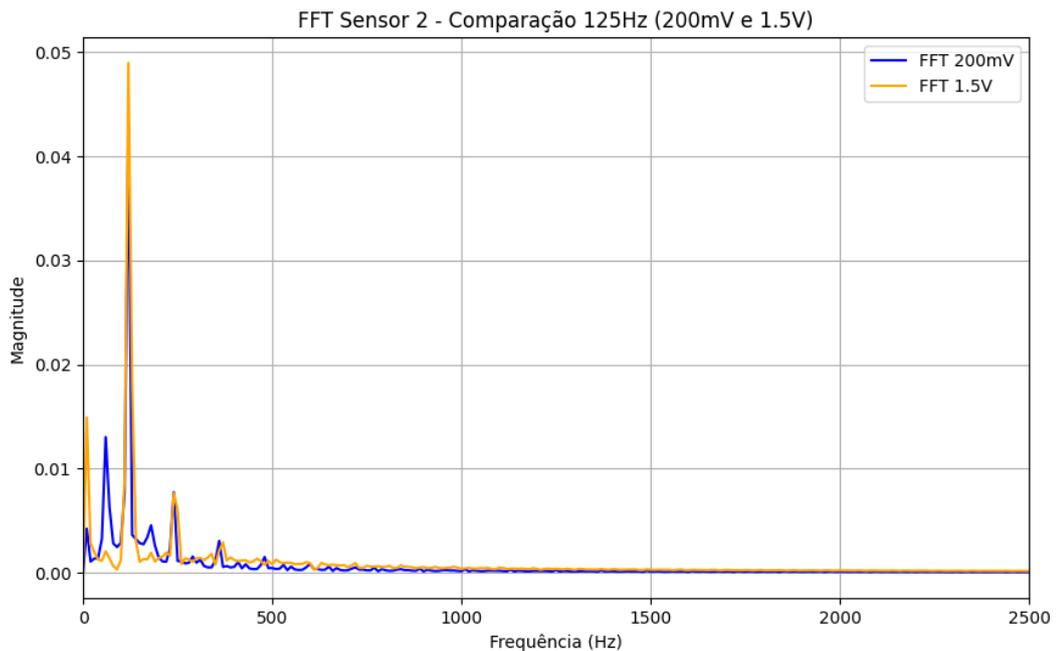


Figura 87: Espectros de frequência para a leitura do Sensor 2, para o sinal em 125 Hz, comparando as diferentes amplitudes do sinal.



Na Figura 87, referente ao Sensor 2, observa-se uma clara definição da frequência dominante do sinal em 125 Hz, com uma magnitude de 0,05 para a amplitude de 1,5 V e uma magnitude de 0,035 para a amplitude de 200 mV. Na análise dos sinais de leitura, as amplitudes janeladas apresentadas na Figura 77 mostram que as amplitudes dos sinais são praticamente iguais. No entanto, ao analisar os sinais no domínio da frequência, é possível evidenciar as diferenças nas magnitudes das amplitudes dos sinais de 1,5 V e 200 mV.

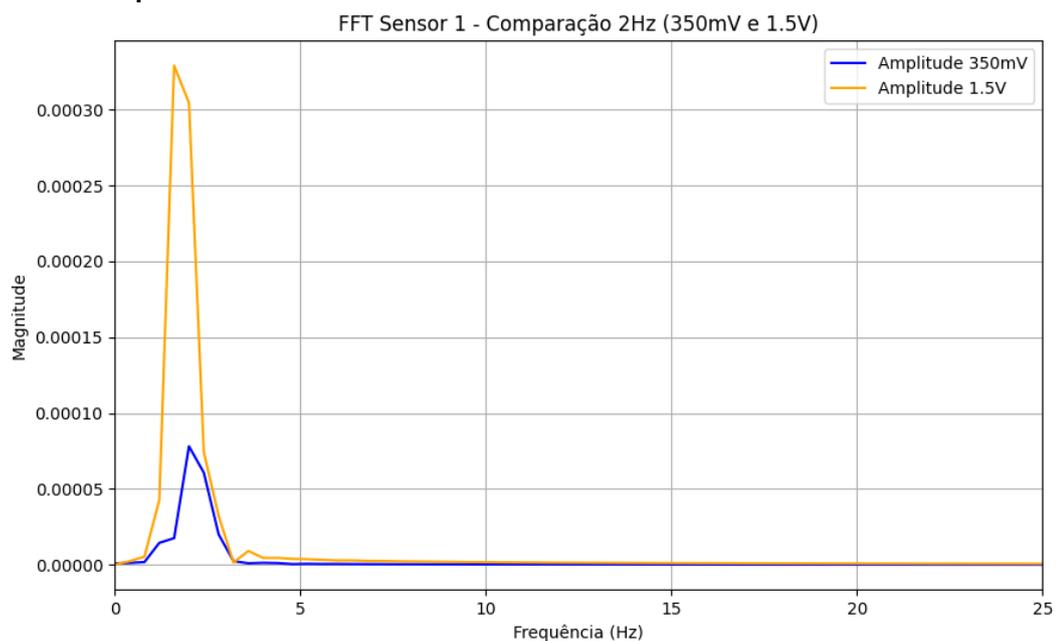
Para as medições em 2 Hz, devido à limitação na escolha da frequência de amostragem e ao tempo de aquisição do osciloscópio, foi necessário utilizar a técnica de zero-padding para os cálculos da FFT no código. Para frequências baixas, como o sinal de 2 Hz, o sistema de aquisição deve ser adequadamente ajustado para um tempo de aquisição maior, a fim de capturar todos os detalhes do sinal. Como o osciloscópio possui uma limitação de memória, não é possível selecionar um tempo de aquisição mais longo, uma vez que ele adquire um número fixo de 2500 pontos. Além dessa restrição, também não é viável escolher uma frequência de amostragem apropriada, conforme o teorema de Nyquist, sendo que a frequência de amostragem mínima do osciloscópio foi de 1000 Hz, um valor excessivamente alto para um sinal de 2 Hz.

Para uma análise mais eficaz dos sinais em 2 Hz, foi utilizada no código a técnica de zero-padding, que consiste em adicionar zeros ao sinal de forma a preservá-lo, melhorando a resolução da Transformada Rápida de Fourier e permitindo uma melhor distinção entre componentes de frequências próximas. No algoritmo, a função "n_padding" possui um fator de adição de zeros, sendo estabelecido o valor 16, o que aumenta o tamanho original do sinal em 16 vezes.

Com o código devidamente ajustado, as FFTs dos sinais de leitura para os Sensores 1 e 2 foram calculadas. As Figuras 88 e 89 ilustram, para os Sensores 1 e 2, os espectros de frequência obtidos pela FFT utilizando a técnica de zero-padding, para o sinal de campo a 2 Hz, nas amplitudes de 1,5 V e 350 mV.

Em consonância com os sinais do Sensor 1, cujas amplitudes RMS são de 0,65 mV (1,5 V) e 0,15 mV (350 mV), o gráfico espectral da Figura 89 revela-se coerente, apresentando uma definição clara do sinal em 2 Hz, embora com uma magnitude relativamente baixa. Isso é geralmente esperado para sinais de baixas amplitudes e frequências.

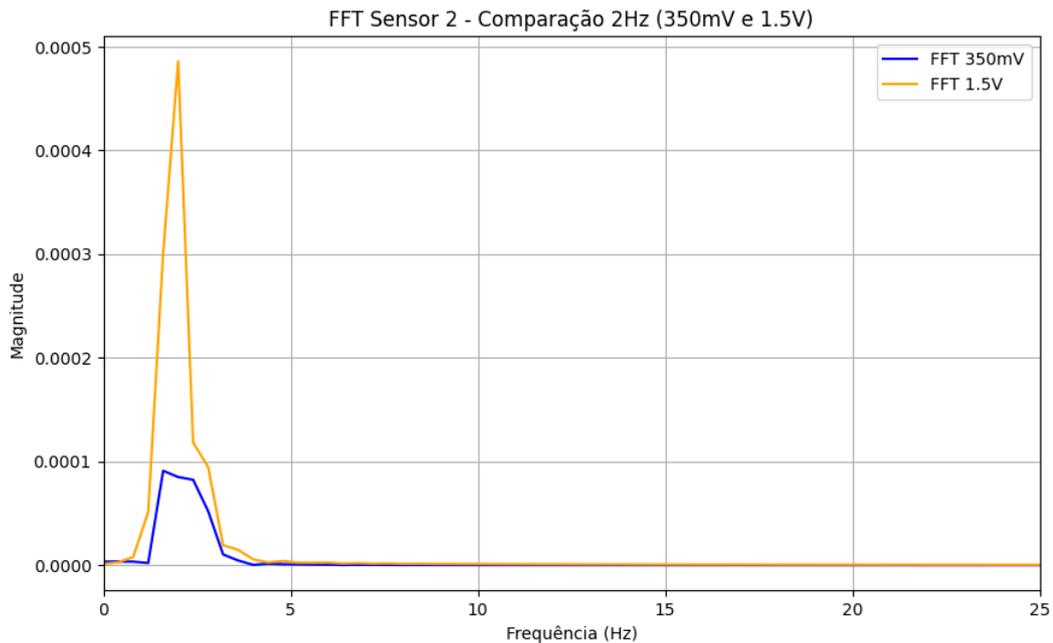
Figura 88: Espectros de frequência para a leitura do Sensor 1, para o sinal em 2 Hz, comparando as diferentes amplitudes do sinal.



Em contrapartida, os espectros referentes à leitura dos sinais do Sensor 2, além de apresentarem dominância em 2 Hz, mostraram uma magnitude ligeiramente maior quando comparados aos resultados obtidos para o Sensor 1. Uma hipótese recai sobre os aspectos construtivos de captação do sinal de cada sensor nas fibras piezoelétricas. Esse fator pode estar influenciando a resposta em frequência, bem

como a impedância de entrada, impactando diretamente a sensibilidade. Como não foram realizadas investigações sobre essa hipótese, ela não pode ser confirmada, mas será analisada em trabalhos futuros.

Figura 89: Espectros de frequência para a leitura do Sensor 2, para o sinal em 2 Hz, comparando as diferentes amplitudes do sinal.

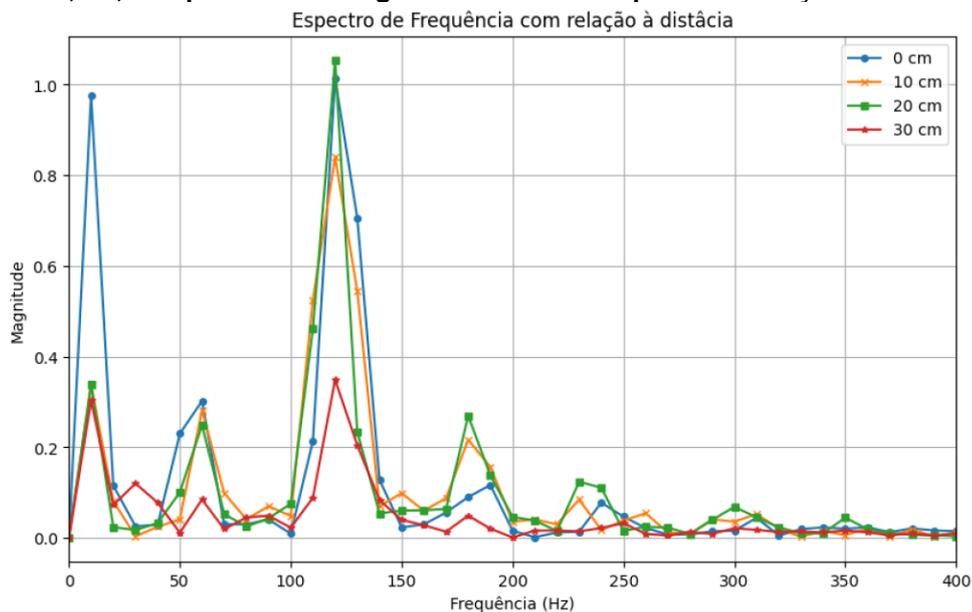


Seguindo a mesma análise espectral para os Sensores 1 e 2, em sinais de 125 Hz e 2 Hz, variando-se a amplitude do sinal, foram construídos os espectros de frequência com base nas medições da intensidade do sinal em relação à distância. As Figuras 90 e 91 ilustram os espectros para os Sensores 1 e 2, em 125 Hz e 1,5 V de amplitude, considerando a distância entre a Fonte e o Sensor variando de 0 cm até 30 cm.

Ao analisar as Figuras 90 e 91, nota-se, em torno do pico dominante em estudo (125 Hz), um decaimento gradual da magnitude dos espectros com o aumento da distância. Para o Sensor 1, observa-se uma variação percentual de 0% a 65%, correspondendo às medições em 0 cm e 30 cm, respectivamente. Em torno da

frequência de estudo (125 Hz), houve uma variação percentual de 4%. Para o Sensor 2, a variação percentual foi de 0% a 12% para as mesmas distâncias, e a variação percentual em torno de 125 Hz também foi de 4%, igual ao Sensor 1. Esse resultado está alinhado com os estudos anteriores, indicando que o Sensor 1 apresenta uma maior variação com a distância em comparação ao Sensor 2, que exibe uma menor variação.

Figura 90: Espectros de frequência para a leitura do Sensor 1, para o sinal em 125 Hz com amplitude de 1,5 V, comparando as magnitudes dos sinais para as medições Fonte x Sensor.



As Figuras 92 e 93 apresentam a mesma análise para os espectros em 2 Hz, com amplitude de 1,5 V, para os Sensores 1 e 2.

Ao analisar os resultados da Figura 92 (Sensor 1), observa-se uma variação percentual de 0% a 96%, correspondendo às medições em 0 cm e 30 cm, respectivamente. Em torno da frequência de estudo (2 Hz), a variação foi de 5% a 15%. Na Figura 93, referente ao Sensor 2, a variação percentual foi de 0% a 90% para a distância Fonte x Sensor variando de 0 cm a 30 cm. A variação em torno da frequência de estudo (2 Hz) foi de 0,8% a 19%.

Figura 91: Espectros de frequência para a leitura do Sensor 2, para o sinal em 125 Hz com amplitude de 1,5 V, comparando as magnitudes dos sinais para as medições Fonte x Sensor.

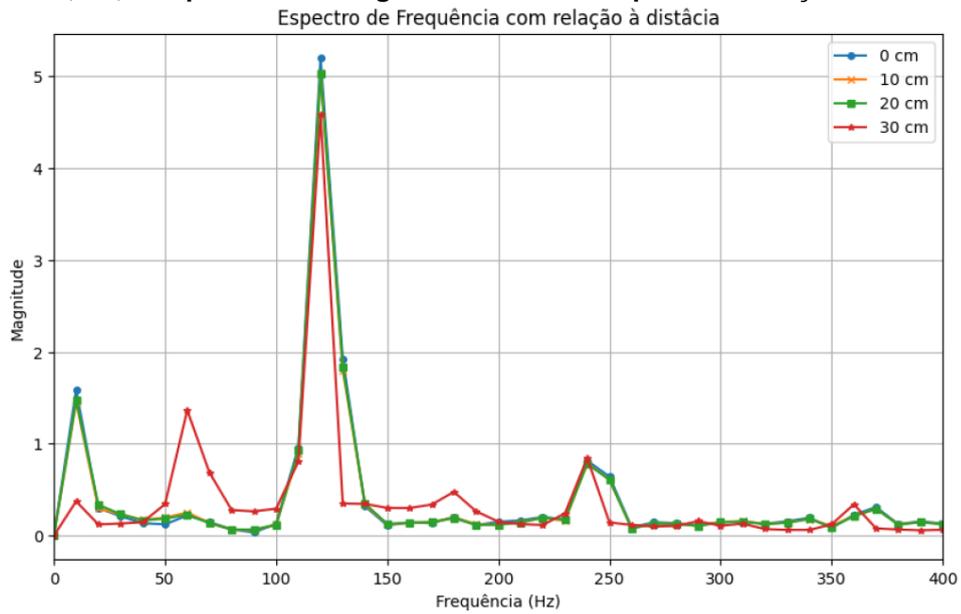


Figura 92: Espectros de frequência para a leitura do Sensor 1, para o sinal em 2 Hz com amplitude de 1,5 V, comparando as magnitudes dos sinais para as medições Fonte x Sensor.

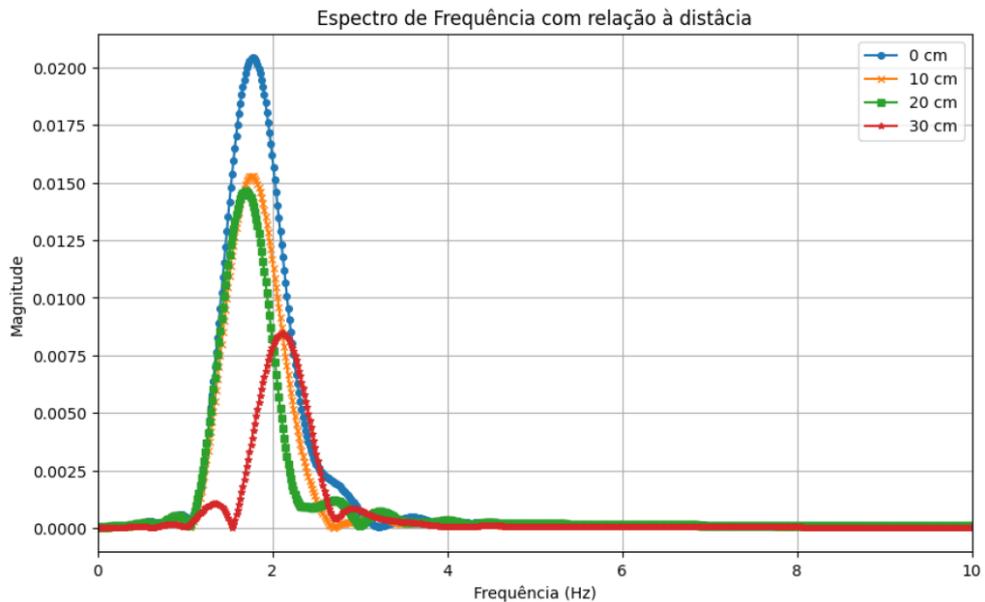
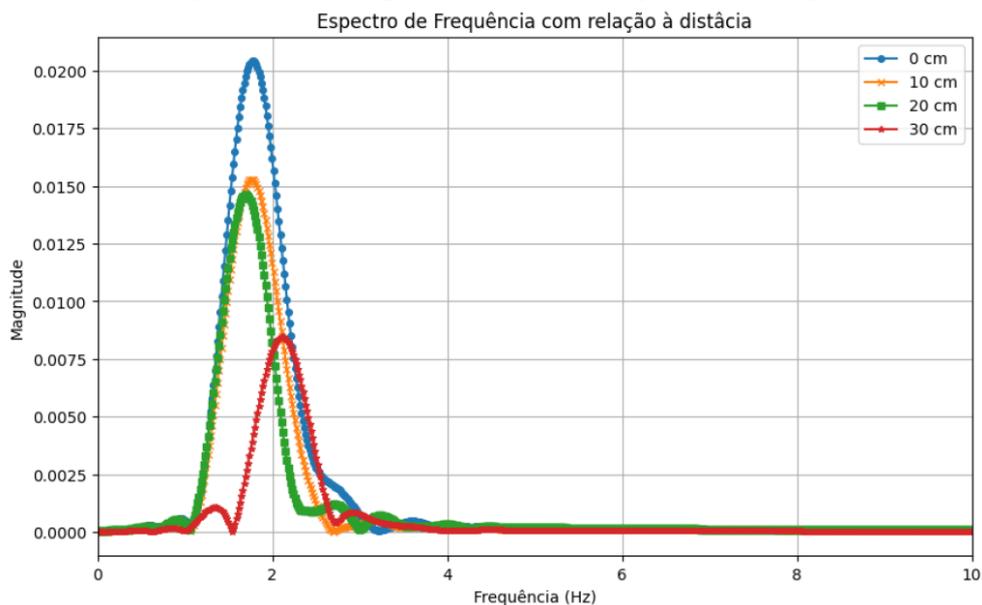


Figura 93: Espectros de frequência para a leitura do Sensor 2, para o sinal em 2 Hz com amplitude de 1,5 V, comparando as magnitudes dos sinais para as medições Fonte x Sensor.



Ao comparar os resultados dos Sensores 1 e 2, no que diz respeito à variação em torno da frequência de 2 Hz, o Sensor 2 apresentou uma menor variação em relação ao Sensor 1. Esse resultado sugere que o Sensor 2 possui uma melhor resolução em frequências mais baixas, especificamente em 2 Hz.

A partir dessa análise espectral detalhada, é evidente que ambos os sensores apresentaram boa performance, tanto em sinais com frequência de 125 Hz quanto de 2 Hz. A estabilidade e a simplicidade do circuito de leitura desenvolvido confirmam sua adequação para operar em ambientes não controlados, em temperatura ambiente, reforçando a viabilidade dos sensores para futuras aplicações práticas na leitura de sinais biomagnéticos.

Esses achados são fundamentais para futuros ajustes e melhorias nos sensores e no sistema de aquisição de dados, garantindo que os dispositivos continuem a operar de forma eficiente sob diversas condições de uso.

5.4 AVALIAÇÃO DA RELAÇÃO SINAL RUÍDO (SNR) DO CIRCUITO DE PRÉ-AMPLIFICAÇÃO E LEITURA

Para avaliar a eficácia de um circuito em termos de leitura e processamento de sinais, bem como o impacto do ruído sobre sua saída, é fundamental determinar a relação sinal-ruído (SNR). Essa métrica é essencial para mensurar a qualidade de um sinal em relação ao nível de ruído presente no sistema. O ruído, caracterizado como uma variação indesejada e aleatória, pode ter diversas origens, como interferências térmicas, eletromagnéticas ou distorções. Um SNR elevado indica que a intensidade do sinal predomina sobre o ruído, enquanto um SNR baixo sugere que o ruído é, comparativamente, mais intenso que o sinal desejado.

O valor ideal de SNR varia significativamente conforme a aplicação, refletindo a necessidade de ajustes às especificidades de cada contexto. Essas aplicações incluem áudio e comunicações [141], imagens médicas [142,143] e sistemas de radar e sonar [144].

Adequar o SNR para cada situação não apenas melhora a qualidade dos resultados obtidos, mas também contribui para a eficiência e confiabilidade do sistema desenvolvido. No contexto de sinais de baixa frequência e intensidade, como os encontrados em aplicações biomédicas, onde sinais de baixa amplitude podem se misturar com o ruído, surgem grandes desafios. Esses desafios podem aumentar a complexidade do projeto e da implementação do circuito.

Prioritariamente, em aplicações biomédicas, a atenção se concentra na escolha e utilização de amplificadores de instrumentação de baixo ruído, como o AD620 e o

OPA620, utilizados neste trabalho. A seleção de amplificadores de alta qualidade, aliada à otimização do layout do circuito, contribui para a mitigação de diversos tipos de ruídos, incluindo o ruído térmico, o noise burst e a radiação eletromagnética natural [145].

Para realizar a avaliação da relação sinal-ruído (SNR), primeiramente, injetou-se uma onda senoidal por meio de um gerador de funções (JDS6600), nas frequências de 125 Hz e 2 Hz, com amplitudes de 100 mV. Após a aquisição dos sinais do circuito, que foi utilizado com ganho 5, os dados foram processados por um pequeno código desenvolvido em Python. Nessa rotina, gera-se uma onda senoidal pura, semelhante à onda injetada, utilizando um osciloscópio. Em seguida, realiza-se um ajuste de fase entre o sinal da senóide pura e o sinal medido pelo circuito; essa etapa é fundamental para o alinhamento entre os sinais.

Para o cálculo do SNR, após o alinhamento das fases dos sinais, utilizou-se a seguinte equação:

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{sinal}}{P_{ruído}} \right) \quad (34)$$

Onde, P_{sinal} é a potência do sinal, e $P_{ruído}$ refere-se à potência do ruído.

Na sequência, o código calcula as potências do sinal e do ruído, para que, em seguida, o cálculo do SNR seja concluído. Na equação 34, apresenta-se o SNR calculado em decibéis.

Os valores da relação sinal-ruído (SNR) obtidos para os sinais de 125 Hz e 2 Hz foram, respectivamente, de 15,33 dB e 10,72 dB. Esses resultados são fundamentais para avaliar a eficácia do circuito de pré-amplificação e leitura, especialmente no que diz respeito à manipulação de sinais de baixa frequência e baixa

intensidade. O valor de SNR de 15,33 dB encontra-se em uma faixa aceitável, permitindo a distinção entre o sinal e o ruído. Por outro lado, o valor de SNR de 10,72 dB indica uma maior presença de ruído em relação ao sinal, o que é esperado na leitura de sinais de baixa intensidade na faixa de 2 Hz. No entanto, essa condição não representou um obstáculo na análise dos sinais deste trabalho, como demonstram os resultados obtidos. O código desenvolvido para o cálculo do SNR está disposto no ANEXO 4.

Devido à simplicidade do circuito, sendo este um primeiro protótipo, os valores apresentados neste trabalho mostram-se satisfatórios quando comparados à faixa de sinal de ECG (5 dB a 20 dB) [146] e à faixa de sinal de MCG (5 dB a 47 dB) [147]. Para trabalhos futuros, poderão ser realizadas implementações com o intuito de aprimorar a qualidade da leitura em sinais de menor frequência.

6. CONCLUSÃO

O presente estudo alcançou avanços significativos no desenvolvimento de sensores magnetoelétricos voltados para a detecção de biosinais magnéticos de baixa frequência e intensidade, com ênfase no monitoramento de sinais cardíacos. Desde a concepção do sensor até o circuito de leitura e condicionamento do sinal, foi implementado um método eficaz e de baixo custo, fundamentado em compósitos de fibras de PZT e nanopartículas de CoFe_2O_4 , integrados em uma matriz polimérica.

Diferentemente das abordagens convencionais, este método utiliza uma montagem realizada à temperatura ambiente, o que preserva as propriedades dos compósitos e evita a formação de fases indesejadas. As análises dielétricas realizadas confirmaram a estabilidade do material, especialmente após a polarização das fibras, evidenciando seu potencial para aplicações em sinais biomagnéticos.

As curvas de comportamento magnetoelétrico observadas, juntamente com a dependência do campo H em relação ao coeficiente magnetoelétrico, indicam resultados promissores relacionados ao acoplamento magnetoelétrico e à tensão de pico de α'_E .

Os testes realizados com os sensores apresentaram resultados promissores: o Sensor 1 demonstrou um desempenho superior em sinais de 125 Hz, enquanto o Sensor 2 se destacou em 2 Hz, ambos sendo adequados para a leitura de biosinais. No entanto, para a detecção de sinais magnéticos na faixa de 100 pT, recomenda-se a realização de testes adicionais em intensidades menores.

O circuito de leitura demonstrou ser eficiente, apresentando uma relação sinal-ruído de 15,33 para sinais a 125 Hz e 10,72 para sinais a 2 Hz, comparável àquela de sistemas de ECG (5 dB a 20 dB) e MCG (5 dB a 47 dB). No entanto, as melhorias

planejadas, como a implementação de amplificadores mais precisos, sistemas de autoajuste de ganho e aquisição em tempo real, podem ampliar significativamente as aplicações do dispositivo.

Para trabalhos futuros, pretende-se não apenas aprimorar esses resultados, mas também desenvolver um protótipo capaz de detectar sinais biomagnéticos com alta precisão e sensibilidade. Isso poderá viabilizar a aplicação deste dispositivo em ambientes clínicos não controlados e em pesquisas.

Em síntese, esta pesquisa estabelece fundamentos sólidos para o avanço dos sensores magnetoelétricos, com potencial de aplicação tanto em contextos clínicos quanto em investigações científicas, contribuindo para o desenvolvimento de tecnologias inovadoras na detecção biomagnética.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] KATAYAMA, T.; YASUI, S.; HAMASAKI, Y.; SHIRAISHI, T.; AKAMA, A.; KIGUCHI, T.; ITOH, M. Ferroelectric and Magnetic Properties in Room-Temperature Multiferroic $Ga_x Fe_{2-x} O_3$ Epitaxial Thin Films. *Advanced Functional Materials*, (2017) 28(2), 1704789. doi:10.1002/adfm.201704789.
- [2] CHU, Z.; POURHOSSEINIANS, M.; DONG, S. Review of multi-layered magnetoelectric composite materials and devices applications. *Journal of Physics D: Applied Physics*. (2018) 51. 10.1088/1361-6463/aac29b.
- [3] WANG, Y; HU, J.; LIN, Y.; NAN, C. W. Multiferroic Magnetoelectric Composite Nanostructures. *NPG Asia Materials*. (2010) 2. 61-68. 10.1038/asiamat.2010.32.
- [4] FIEBIG, M. Revival of the magnetoelectric effect. *J. Phys. D. Appl. Phys.* (2005), 38:R1. *Journal of Physics D: Applied Physics*. 38. 10.1088/0022-3727/38/8/R01.
- [5] DONG, S.; ZHAI, J.; BAI, F.; LI, J.; VIEHLAND, D. Push–Pull Mode Magnetostrictive/Piezoelectric Laminate Composite with an Enhanced Magnetoelectric Voltage Coefficient. *Applied Physics Letters*. (2005). 87. 062502-062502. 10.1063/1.2007868.
- [6] BICHURIN, M.; PETROV, V. Modeling of Magnetoelectric Effects in Composites. *Springer Series in Materials Science*. Springer Dordrecht, (2014).
- [7] JAHNS, R.; KNOCHEL, R.; GREVE, H.; WOLTERMANN, E.; LAGE, E.; QUANDT, E. Magnetoelectric Sensors for Biomagnetic Measurements. *Proc. IEEE Medical Measurements and Applications*. (2011). 10.1109/MeMeA.2011.5966676.
- [8] KOPYL, S. et al. Magnetoelectric effect: principles and applications in biology and medicine—a review. *Materials Today Bio*, v. 12, p. 100149, 2021.

- [9] LENZ, J.; EDELSTEIN, A. Magnetic Sensors and Their Applications. *Sensors Journal*, (2006), IEEE. 6. 631 - 649. 10.1109/JSEN.2006.874493.
- [10] KLEINER, R.; KOELLE, D.; LUDWIG, F.; CLARKE, J. Superconducting quantum interference devices: State of the art and applications, in *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 10, pp. 1534-1548, (2004). doi: 10.1109/JPROC.2004.833655.
- [11] HEATH, S. *Embedded Systems Design*, 2nd, (2002), p.15-73. ISBN 9780750655460.
- [12] - MURZIN, D. et al. Ultrasensitive magnetic field sensors for biomedical applications. *Sensors*, v. 20, n. 6, p. 1569, 2020.
- [13] YIN, S. Magnetolectric laminate sensor system for pico-Tesla magnetic field sensing. 2018. Tese de Doutorado. Northeastern University Boston.
- [14] ENGELHARDT, E. et al. Towards analytically computable quality classes for MCG sensor systems. *Current Directions in Biomedical Engineering*. De Gruyter, 2022. p. 691-694.
- [15] QUESNEL, P. X.; CHAN, A. DC; YANG, H. Real-time biosignal quality analysis of ambulatory ECG for detection of myocardial ischemia. 2013 IEEE International Symposium on Medical Measurements and Applications (MeMeA). IEEE, 2013. p. 1-5.
- [15] ELZENHEIMER, E.; BALD, C.; ENGELHARDT, E.; HOFFMANN, J.; HAYES, P.; ARBUSTINI, J.; BAHR, A.; QUANDT, E.; HÖFT, M.; SCHMIDT, G. Quantitative Evaluation for Magnetolectric Sensor Systems in Biomagnetic Diagnostics. *Sensors*. 22, 1018. <https://doi.org/10.3390/s22031018>. (2022).
- [17] MALVIUO, J.; PLONSEY, R. *Bioelectromagnetism: principles and applications of bioelectric and biomagnetic fields*. Oxford University Press, USA, 1995.

- [18] BARON-PALUCKA, K. Interpretation of the sequences of magnetocardiographical images based on flow of electrical impulses through human heart. *Image Processing and Communications Challenges 2*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010. p. 239-246.
- [19] COHEN, D.; KAUFMAN, L. A. Magnetic determination of the relationship between the ST segment shift and the injury current produced by coronary artery occlusion. *Circulation research*, v. 36, n. 3, p. 414-424, 1975.
- [20] MOONEY, J. W. et al. A portable diagnostic device for cardiac magnetic field mapping. *Biomedical Physics & Engineering Express*, v. 3, n. 1, p. 015008, 2017.
- [21] BALTES, H. P.; POPOVIC, R. S. Integrated semiconductor magnetic field sensors. In *Proceedings of the IEEE*, vol. 74, no. 8, pp. 1107-1132. (1986). doi: 10.1109/PROC.1986.13597.
- [22] CARUSO, M.; CARL, S.; BRATLAND, T.; ROBERT, S. A New Perspective on Magnetic Field Sensing. *Sensors* (1998) (Peterborough, NH). 15.
- [23] MONTANHER, D. Z. *Compósitos Laminares Magnetoelétricos Aplicados ao Sensoriamento de Campos Magnéticos*. (2013). Tese (Doutorado em Física) - Universidade Estadual de Maringá, UEM, Maringá, Paraná.
- [24] RIPKA, P. Review of fluxgate sensors, *Sensors and Actuators A: Physical*, Volume 33, Issue 3, (1992), Pages 129-141.
- [25] RIPKA, P.; JANOSEK, M. Advances in Magnetic Field Sensors, in *IEEE Sensors Journal*, vol. 10, no. 6, pp. 1108-1116, (2010). doi: 10.1109/JSEN.2010.2043429.
- [26] MARCONATO, N. Design of Integrated Micro-Fluxgate Magnetic Sensors: Advantages and Challenges of Numerical Analyses. *Sensors*. (2022), 22, 961. <https://doi.org/10.3390/s22030961>.

- [27] TUMANSKI, S. Modern magnetic field sensors - a review. *Przeglad Elektrotechniczny*. (2013) 89. 1-12.
- [28] SUCHTELEN, V. J. Product Properties: A New Application of Composite Materials. *Philips Research Reports*. (1972). 27, 28-37.
- [29] LIANG, X.; CHEN, H.; SUN, N. X. Magnetolectric materials and devices. *APL Materials*, v. 9, n. 4, 2021.
- [30] ORTEGA, N.; KUMAR, A.; SCOTT, J.; KATIYAR, R. Multifunctional Magnetolectric Materials for Device Applications. *Journal of Physics: Condensed Matter*. (2015). 27. 10.1088/0953-8984/27/50/504002.
- [31] RÖNTGEN, W. C. Ueber die durch Bewegung eines im homogenen electrischen Felde befindlichen Dielectricums hervorgerufene electro-dynamische Kraft. *Ann. Phys.* (1888). 271: 264-270. <https://doi.org/10.1002/andp.18882711003>.
- [32] CURIE, J.; CURIE, P. Développement par compression de l'électricité polaire dans les cristaux hémihédres à faces inclinées. In: *Bulletin de la Société minéralogique de France*, volume 3, 4, (1880). pp. 90-93. DOI: <https://doi.org/10.3406/bulmi.1880.1564>. www.persee.fr/doc/bulmi_01509640_1880_num_3_4_1564.
- [33] LANDAU, L. D.; LIFSHITZ, E. M. *Statistical Physics*, 1st Edition, vol. 5, Pergamon, Oxford, (1959).
- [34] DZYALOSHINSKII, I. E. On the magneto-electrical effects in antiferromagnets. *Soviet physics. JETP* 10, 628-629. (1960).
- [35] FOLEN, V. J.; RADO, G. T.; STALDER, E. W. Anisotropy of the Magnetolectric Effect in Cr₂O₃. *Physical Review Letters*. 6, 607-608. (1961).
- [36] ASTROV, D. N. Magnetolectric Effect in Chromium Oxide. *Soviet. Phys. JETP* 13, 729 (1961).

- [37] SCHMID, H. Multi-ferroic magnetoelectrics. In: *Ferroelectrics*, (1994), vol. 162, n° 1-4, p. 317-338. doi: 10.1080/00150199408245120.
- [38] KHOMSKII, D. I. Classifying multiferroics: Mechanisms and effects. *Physics 2* (2009): 20.
- [39] LOTTERMOSER, T.; MEIER, D. A short history of multiferroics. *Physical Sciences Reviews*. (2022). -1. 10.1515/psr-2020-0032.
- [40] RYU, J.; PRIYA, S. J.; UCHINO, K.; KIM, H. J. Magnetolectric Effect in Composites of Magnetostrictive and Piezoelectric Materials. *Journal of Electroceramics*. (2002) 8. 107-119. 10.1023/A:1020599728432.
- [41] DEVAN, R.; KOLEKAR, Y.; CHOUGULE, B. K. Magnetolectric effect and electrical properties in BTO + Ni_{0.93}Co_{0.02}Cu_{0.05}Fe₂O₄ particulate composites. *Journal of Alloys and Compounds*. (2008) 461. 678-683. 10.1016/j.jallcom.2007.07.087.
- [42] KATAYAMA, T.; YASUI, S.; HAMASAKI, Y.; SHIRAISHI, T.; AKAMA, A.; KIGUCHI, T.; ITOH, M. Ferroelectric and Magnetic Properties in Room-Temperature Multiferroic Ga_xFe_{2-x}O₃ Epitaxial Thin Films. *Advanced Functional Materials*, (2017) 28(2), 1704789. doi:10.1002/adfm.201704789.
- [43] BOOMGAARD, V. D. J.; TERRELL, D. R.; BORN, R. A. J. An in situ grown eutectic magnetoelectric composite material. *J. Mater. Sci.* 9, 1705–1709 (1974). <https://doi.org/10.1007/BF00540770>.
- [44] ASTROV, D. N. The Magnetolectric Effect in Antiferromagnetics. *Sov. Phys. JETP*, (1960).
- [45] BOOMGAARD, J.; RUN, A.; SUCHTELEN, J. Piezoelectric-piezomagnetic composites with magnetoelectric effect. *Ferroelectrics*. (1976) 14. 727-728. 10.1080/00150197608236711.

- [46] UDALOV, O.; CHTCHELKATCHEV, N.; BELOBORODOV, I. Coupling of ferroelectricity and ferromagnetism through Coulomb blockade in composite multiferroics. *Physical Review B*. (2014), 89. 10.1103/PhysRevB.89.174203.
- [47] LOHR, J. H.; LOPEZ, C. A.; SALETA, M. E.; SANCHEZ, R. D. Ferromagnetic and multiferroic interfaces in granular perovskite composite $x\text{La}_{0.5}\text{Sr}_{0.5}\text{CoO}_3-(1-x)\text{BiFeO}_3$ ", *Journal of Applied Physics*. (2016), 120, 074103 <https://doi.org/10.1063/1.4960697>.
- [48] RYU, J.; CARAZO, V.; UCHINO, K; KIM, H. J. Magnetoelectric Properties in Piezoelectric and Magnetostrictive Laminar Composites. *Japanese Journal of Applied Physics*. (2001). 40. 4948-4951. 10.1143/JJAP.40.4948.
- [49] CHU, Z.; POURHOSSEINIANS, M.; DONG, S. Review of multi-layered magnetoelectric composite materials and devices applications. *Journal of Physics D: Applied Physics*. (2018) 51. 10.1088/1361-6463/aac29b.
- [50] LIPPMANN, G. Principe de la conservation de l'électricité, ou second principe de la théorie des phénomènes électriques. *J. Phys. Theor. Appl.*, (1881), 10 (1), pp.381-394. 10.1051/jphysap:0188100100038100. jpa-00237824.
- [51] VOIGT, W. Bestimmung der Elasticitätsconstanten des brasilianischen Turmalines. *Annalen Der Physik - ANN PHYS-BERLIN*. (1890) 277. 712-724. 10.1002/andp.18902771205.
- [52] BROWN, C.; KELL, R.; TAYLOR, R.; THOMAS, L. Piezoelectric Materials, A Review of Progress. in *IRE Transactions on Component Parts*, (1962). vol. 9, no. 4, pp. 193-211, December 1962, doi: 10.1109/TCP.1962.1136768.
- [53] POLLA, D. L.; LORRAINE, F. Processing and Characterization of Piezoelectric Materials and Integration into Microelectromechanical Systems. *Annual Review of Materials Science*. (2003). 28. 563-597. 10.1146/annurev.matsci.28.1.563.

- [55] SAFAEI, M.; SODANO, H.; ANTON, S. A review of energy harvesting using piezoelectric materials: State-of-the-art a decade later (2008-2018). *Smart Materials and Structures*. (2019). 28. 10.1088/1361-665X/ab36e4.
- [56] LANGEVIN, P.; Centre National de la Recherche Scientifique (Francia). *Oeuvres Scientifiques De Paul Langevin*. CNRS. Service Des Publications (1950).
- [57] JORDAN, T. L.; OUNAIES, Z. Piezoelectric ceramics characterization. Defense Technical Information Center. ADA395517. Nasa Langley Research Center. Hampton, Virginia. (2001).
- [58] IZYUMSKAYA, N.; ALIVOV, Y.; CHO, S.; MORKOÇ, H.; LEE, H.; KANG, Y. S. Processing, Structure, Properties, and Applications of PZT Thin Films. *Critical Reviews in Solid State and Materials Sciences*. (2007) - CRIT REV SOLID STATE MAT SCI. 32. 111-202. 10.1080/10408430701707347.
- [59] SENSOR TECHNOLOGY LTD. Navy Type PZT Classifications. *Sensor Technology Ltd.*, 3 jul. 2021. Disponível em: <https://sensortechcanada.com/2021/07/03/navy-type-pzt-classifications/>. Acesso em: [12/05/2024].
- [60] HRISTOFOROU, E.; KTENA, A. Magnetostriction and magnetostrictive materials for sensing applications. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. (2007). Volume 316, Issue 2, Pages 372-378, ISSN 0304-8853, <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2007.03.025>.
- [61] MARKS, J.; VITOLINA, S. Modelling of magnetostriction of transformer magnetic core for vibration analysis. *Open Physics*. (2017). 15. 10.1515/phys-2017-0094.
- [62] EKREEM, N.; OLABI, A. G.; PRESCOTT, T.; RAFFERTY, A.; HASHMI, M. An overview of magnetostriction, its use and methods to measure these properties.

- Journal of Materials Processing Technology. (2007). 191. 96-101.
10.1016/j.jmatprotec.2007.03.064.
- [63] LEE, E. W. Magnetostriction and Magnetomechanical Effects. Rep. Prog. Phys. 18 184. (1955).
- [64] CALKINS, T.; DAPINO, M.; FLATAU, A. Effect of prestress on the dynamic performance of a Terfenol-D transducer. Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. (1997). 10.1117/12.275654.
- [65] ZHOU, Z.; ZHANG, Y.; WANG, Z.; TANG, W. W. W.; SHI, J.; XIONG, R. Electronic structure studies of the spinel CoFe_2O_4 by X-ray photoelectron spectroscopy. Applied Surface Science. Volume 254, Issue 21, (2008).
- [66] AMIRI, S. H. The role of cobalt ferrite magnetic nanoparticles in medical science. Mater Sci Eng C Mater Biol Appl. Jan 1;33(1):1-8. (2013).
- [67] MAPOSSA, A. B.; MHIKE, W.; ADALIMA, J. L.; TICHAPONDWA, S. Removal of Organic Dyes from Water and Wastewater Using Magnetic Ferrite-Based Titanium Oxide and Zinc Oxide Nanocomposites: A Review. Catalysts, (2021), 11, 1543.
- [68] ZENG, X.; ZHANG, J.; ZHU, S.; DENG, X.; MA, H.; ZHANG, J.; ZHANG, Q.; LI, P.; XUE, D.; MELLORS, N. J.; ZHANG, X.; PENG, Y. Direct observation of cation distributions of ideal inverse spinel CoFe_2O_4 nanofibres and correlated magnetic properties. Nanoscale. 9 22, 7493-7500. (2017).
- [69] BHAME, S. D.; JOY, P. A. Enhanced magnetostrictive properties of Mn substituted cobalt ferrite $\text{Co}_{1.2}\text{Fe}_{1.8}\text{O}_4$. Journal of Applied Physics 99, 073901. (2006).
- [70] BHAME, S. D.; JOY, P. A. Enhanced strain sensitivity in magnetostrictive spinel ferrite $\text{Co}_{1-x}\text{Zn}_x\text{Fe}_2\text{O}_4$. Journal of Magnetism and Magnetic Materials. (2017). doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2017.09.075>.

- [71] NEWNHAM, R. E.; SKINNER, D. P.; CROSS, L. E. Connectivity and Piezoelectric–Pyroelectric Composite. *Materials Research Bulletin*. (1978). 13. 525-536. 10.1016/0025-5408(78)90161-7.
- [72] AKDOGAN, E.; ALLAHVERDI, M.; SAFARI, A. Piezoelectric Composites for Sensor and Actuator Applications. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*. (2005) 52. 746 - 775. 10.1109/TUFFC.2005.1503962.
- [73] WANG, Y; HU, J.; LIN, Y.; NAN, C. W. Multiferroic Magnetoelectric Composite Nanostructures. *NPG Asia Materials*. (2010) 2. 61-68. 10.1038/asiamat.2010.32.
- [74] ANDREW, J.; STARR, J.; BUDI, M. Prospects for Nanostructured Multiferroic Composite Materials. (2014) 74. 38–43. 10.1016/j.scriptamat.2013.09.023.
- [75] BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. *Instrumentação e Fundamentos de Medidas*. Vol. I, 2ª Ed., Ed. LTC. (2010).
- [76] VASCONCELOS, F. H.; SILVA, E. J.; BOAVENTURA, W. C. *Instrumentação eletrônica com metrologia: bases para uma abordagem integrada*. Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica. v. 21, n. 6. (2010).
- [77] JACOBSEN, M.; DEMBEK, T. A.; KOBBE, G.; GAIDZIK, P. W.; HEINEMANN, L. Noninvasive Continuous Monitoring of Vital Signs With Wearables: Fit for Medical Use? *J. Diabetes Sci. Technol*. Jan;15(1):34-43. doi: 10.1177/1932296820904947. (2020).
- [79] MOMBERS, C.; LEGAKO, K.; GILCHRIST, A. Identifying medical wearables and sensor technologies that deliver data on clinical endpoints. *Br. J. Clin. Pharmacol*. 81(2):196-8. doi: 10.1111/bcp.12818. (2015).
- [80] SEITZ, F. Research on Silicon and Germanium in World War II. *Physics Today*. 48, 1, 22. (1995). <http://physicstoday.scitation.org/toc/pto/48/1>

- [81] BRAGA, C. N. Disponível em: <https://www.newtoncbraga.com.br/index.php/artigos/70-mundo-das-valvulas/457-as-valvulas-o-que-voce-precisa-sobre-esses-componentes-antigos-v001.html?showall=1>. Acesso em: 15 nov. 2022.
- [82] FIORE, J. M. Semiconductor Devices: Theory and Application. Dissidents, (2021).
- [83] CRISP, J. Introduction to Microprocessors and Microcontrollers. Newnes, USA. (2001).
- [84] WILMSHURST, T. Designing Embedded Systems with PIC Microcontrollers: Principles and Applications. 1st. ed. Newnes, USA. (2007).
- [85] REERMANN, J.; DURDAUT, P.; SALZER, S.; DEMMING, T.; PIORRA, A.; QUANDT, E.; FREY, N.; HÖFT, M.; SCHMIDT, G. Evaluation of Magnetolectric Sensor Systems for Cardiological Applications, Measurement. doi: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2017.09.047>. (2017).
- [86] SARKAR, S. Design of Magnetic Sensor Based All-in-One Cardiorespiratory Health Monitoring System. 42nd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society (EMBC), Montreal, QC, Canada, (2020), pp. 4660-4663, doi: 10.1109/EMBC44109.2020.9176550.
- [87] BAI, Y. Microcontroller Engineering with MSP432: Fundamentals and Applications. 1st ed. CRC Press. <https://doi.org/10.1201/9781315367101>. 2016.
- [88] MITESCU, M. SUSNEA, I. Microcontrollers in practice. In Springer Series Advanced Microelectronics. (2005).
- [89] MARCONDES, H.; FRÖHLICH, A. A. A hybrid hardware and software component architecture for embedded system design. International Embedded

Systems Symposium. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009. p. 259-270.

[90] BAKRI, M. H. et al. Biomedical applications of wearable biosensors. *Next Materials*, p. 100084, 2024.

[91] BAI, Y. *Microcontroller Engineering with MSP432: Fundamentals and Applications*. 1st ed. CRC Press. <https://doi.org/10.1201/9781315367101>. 2016.

[92] OPPENHEIM, A. V.; WILLSKY, A. S.; HAMID, S.; NAWAB, S. H. *Sinais e Sistemas – 2ª Edição*, Pearson, (2010).

[93] WINDER, S. *Analog and Digital Filter Design*. 2nd ed. In *EDN Series for Design Engineers*. Newnes. (2002).

[94] SMITH, S. W. *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Publishing. (1997).

[95] MULGREW, B.; GRANT, P. M.; THOMPSON, J. *Digital Signal Processing: Concepts and Applications*. 2nd ed. Basingstoke: Macmillan. (1999).

[96] JUNGWIRTH, P. *Sampling Theory and Analog to Digital Conversion Course Lecture Slides*. Independently Published, 2018. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=4mjWugEACAAJ>. Acesso em: 04 jul. 2024.

[97] OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Discrete-Time Signal Processing*. 3. ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2010. 1136 p.

[98] KESTER, W. *Analog-Digital Conversion*. Upper Saddle River: Analog Devices, 2004.

[99] FERREIRA, D. *Análise e Processamento de Sinais*. 2. ed. São Paulo: Atlas, 2020. 350 p.

[100] MED (2008) Mechanical Engineering Department. *Machine Control System*. Disponível em: <https://med.neduet.edu.pk/node/131>. Acesso em: 12 dez. 2022.

- [101] PROAKIS, J.; MANOLAKIS, D. Digital Signal Processing. 4. ed. Upper Saddle River: Pearson, 2007.
- [102] COOLEY, J. W.; TUKEY, J. W. An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series. Mathematics of Computation, New York, v. 19, n. 90, p. 297-301, 1965.
- [103] ZHANG, W.; CHEN, L. Identification of Milling Status Using Vibration Feature Extraction Techniques and Support Vector Machine Classifier. Journal of Manufacturing Processes, New York, v. 45, n. 2, p. 123-134, 2020.
- [104] LATHI, B. P. Principles of linear systems and signals. Oxford University Press, 2009.
- [105] SMITH III, J. O. Mathematics of the Discrete Fourier Transform (DFT). CCRMA. 2002.
- [106] DSP Illustrations. Spectral Leakage, Zero Padding and Frequency Resolution. Disponível em: <https://dspillustrations.com/pages/posts/misc/spectral-leakage-zero-padding-and-frequency-resolution.html>. Acesso em: 10 out. 2024.
- [107] NumPy. Install. Disponível em: <https://numpy.org/install/>. Acesso em: 10 out. 2024.
- [108] LYONS, R. Reducing FFT scalloping loss errors without multiplication. IEEE Signal Processing Magazine, v. 28, n. 2, p. 112-116, 2011.
- [109] PRABHU, K. M. Window functions and their applications in signal processing. Taylor & Francis, 2014.
- [110] COVANTES-OSUNA, C. et al. Window Functions Analysis in Filters for EEG Movement Intention Signals. Latin American Conference on Biomedical Engineering. Cham: Springer International Publishing, 2019. p. 182-190.

- [111] LI, H.; ZHANG, P.; HUANG, Y. Kaiser Window Function Non-Local Means for Image Denoising. *Informatics in Control, Automation and Robotics: Volume 1*. Springer Berlin Heidelberg, 2011. p. 765-770.
- [112] EEPower. Introduction to Inductor Filter Types and Applications. EEPower, 2023. Disponível em: <https://eepower.com/technical-articles/introduction-to-inductor-filter-types-and-applications/#>. Acesso em: 04 jul. 2024.
- [113] STEARNS, S. D., HUSH, D. R. *Digital Signal Processing with Examples in MATLAB®*, 2nd edition. CRC Press, 2011.
- [114] SHENOI, B. A. *Introduction to Digital Signal Processing and Filter Design*. 1st edition, Wiley, 2005.
- [115] LYONS, R. G. *Understanding Digital Signal Processing (1st. ed.)*. Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., USA, (1996).
- [116] THEDE, L. D. *Practical Analog And Digital Filter Design*. Artech House, Inc. (2004).
- [117] SIEMENS COMMUNITY, 2020. Disponível em: <https://community.sw.siemens.com/s/article/introduction-to-filters-fir-versus-iir>. Acesso em: 02 jan. 2023.
- [118] ZHANG, Z., HE, A., XU, Z., YANG, K., KONG, X. Neuromuscular Magnetic Field Measurement Based on Superconducting Bio-Sensors. *Micromachines*. 2023; 14(9):1768. <https://doi.org/10.3390/mi14091768>.
- [119] CARNEIRO, A. A. O. et al. Biomagnetismo: Aspectos Instrumentais e Aplicações. *Revista Brasileira de Ensino de Física*, v. 22, n. 3, 2000.
- [120] United States Department of Defense. *MIL-C-17: Coaxial cables*. Disponível em: <https://nepp.nasa.gov/docuploads/96D38FB4-6F63-45A5-8CB5ABCA633430EB/MIL-C-17.pdf>. Acesso em: 20 out. 2024.

- [121] LIU, Y. L.; ZHANG, R. AD630 lock-in amplifier circuit for weak signal. *Advanced Materials Research*, v. 482, p. 975-980, 2012.
- [122] MAXIMILIANO, O. S.; FABIAN, J. B. Lock-in amplifier error prediction and correction in frequency sweep measurements. *Review of Scientific Instruments*, v. 78, n. 1, p. 1-7, 2007.
- [123] CAPITANIO, R. A. Implementação de um Filtro Sintonizado Tipo Lock-in, Utilizando Processador Digital de Sinais (DSP) na Aquisição de Sinais Fototérmicos para Análise de Perda Fotoquímica em Plantas. 2008.
- [124] Analog Devices, Inc. AD620: Low Cost, Low Power Instrumentation Amplifier. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD620.pdf>. Acesso em: 20 jul. 2024.
- [125] Texas Instruments. OPA620: Precision, Low Noise Operational Amplifiers. Disponível em: <https://www.meditronik.com.pl/doc/plus/opa620.pdf>. Acesso em: 20 jul. 2024.
- [126] DODD, M.; KLIPPEL, W.; OCLEE-BROWN, J. Voice coil impedance as a function of frequency and displacement. *Audio Engineering Society Convention 117*. Audio Engineering Society, 2004.
- [127] Components101. TDA2002: 8W Hi-Fi Audio Power Amplifier. Disponível em: <https://components101.com/ics/tda2002-8w-hi-fi-audio-power-amplifier-pinout-datasheet>. Acesso em: 20 jul. 2024.
- [128] LI, C. et al. A comparative study on the structural, dielectric, ferroelectric and magnetic properties of $\text{CoFe}_2\text{O}_4/\text{PbZr}_0.52\text{Ti}_0.48\text{O}_3$ multiferroic composite with different molar ratios. *Journal of Physics Communications*, v. 3, n. 12, p. 125010, 2019.

- [129] ZHANG, T. et al. A new magnetoelectric composite with enhanced magnetoelectric coefficient and lower resonance frequency. *Applied Composite Materials*, v. 21, p. 579-590, 2014.
- [130] SRINIVASAN, G. Magnetoelectric composites. *Annual Review of Materials Research*, v. 40, n. 1, p. 153-178, 2010.
- [131] LALETIN, V. M.; SRINIVASAN, G. Magnetoelectric effects in composites of nickel ferrite and barium lead zirconate titanate. *Ferroelectrics*, v. 280, n. 1, p. 177-185, 2002.
- [132] PENG, J. et al. Electrical, magnetic, and direct and converse magnetoelectric properties of $(1-x) \text{Pb}(\text{Zr}_{0.52}\text{Ti}_{0.48})\text{O}_3-(x) \text{CoFe}_2\text{O}_4$ (PZT-CFO) magnetoelectric composites. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, v. 378, p. 298-305, 2015.
- [133] LU, S. G. et al. Effect of CoFe_2O_4 content on the dielectric and magnetoelectric properties in $\text{Pb}(\text{ZrTi})\text{O}_3/\text{CoFe}_2\text{O}_4$ composite. *Journal of electroceramics*, v. 21, p. 398-400, 2008.
- [134] DONG, S.; ZHAI, J. Equivalent circuit method for static and dynamic analysis of magnetoelectric laminated composites. *Chinese Science Bulletin*, v. 53, p. 2113-2123, 2008.
- [135] BICHURIN, M. I. et al. Resonance magnetoelectric effects in layered magnetostrictive-piezoelectric composites. *Physical Review B*, v. 68, n. 13, p. 132408, 2003.
- [136] ZHANG, T. et al. A new magnetoelectric composite with enhanced magnetoelectric coefficient and lower resonance frequency. *Applied Composite Materials*, v. 21, p. 579-590, 2014.
- [137] MAO, Q. et al. Magnetoelectric devices based on magnetoelectric bulk composites. *Journal of Materials Chemistry C*, v. 9, n. 17, p. 5594-5614, 2021.

- [138] ZAEIMBASHI, M. et al. Ultra-compact dual-band smart NEMS magnetoelectric antennas for simultaneous wireless energy harvesting and magnetic field sensing. *Nature communications*, v. 12, n. 1, p. 3141, 2021.
- [139] Allegro MicroSystems. A1301 and A1302: Continuous-Time Ratiometric Linear Hall Effect Sensor ICs. Disponível em: <https://www.allegromicro.com/~media/files/datasheets/a1301-2-datasheet.ashx>. Acesso em: 10 abr. 2024.
- [140] YAO, Z. et al. A Universal Digital Lock-in Amplifier Design for Calibrating the Photo-Detector Responses with Standard Black-Bodies. *Sensors*, v. 23, n. 21, p. 8902, 2023.
- [141] YANG, T. C.; YANG, W. Performance analysis of direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communications with low signal-to-noise-ratio input signals. *The Journal of the Acoustical Society of America*, v. 123, n. 2, p. 842-855, 2008.
- [142] PARRISH, T. B. et al. Impact of signal-to-noise on functional MRI. *Magnetic Resonance in Medicine: An Official Journal of the International Society for Magnetic Resonance in Medicine*, v. 44, n. 6, p. 925-932, 2000.
- [143] MURPHY, E. K. et al. Signal-to-noise ratio analysis of a phase-sensitive voltmeter for electrical impedance tomography. *IEEE transactions on biomedical circuits and systems*, v. 11, n. 2, p. 360-369, 2016.
- [144] NIETO-BORGE, J. C. et al. Signal-to-noise ratio analysis to estimate ocean wave heights from X-band marine radar image time series. *IET Radar, Sonar & Navigation*, v. 2, n. 1, p. 35-41, 2008.
- [145] VASEGHI, S. V. *Advanced digital signal processing and noise reduction*. John Wiley & Sons, 2008.

- [146] ZENG, K.; DONG, M. Signal-to-noise ratio estimation based on Haar wavelet for cardiovascular bio-signals in web-based e-healthcare system. *Multimedia Tools and Applications*, v. 76, p. 11739-11749, 2017.
- [147] STRAND, S. et al. Low-cost fetal magnetocardiography: a comparison of superconducting quantum interference device and optically pumped magnetometers. *Journal of the American Heart Association*, v. 8, n. 16, p. e013436, 2019.
- [148] PASTORIL, J. C. A. Propriedades ferróicas e multiferróicas em compósitos I-3 produzidos a partir de partículas magnetostritivas e fibras piezoelétricas. 2019. 172 f. Tese (Doutorado em Física) – Universidade Estadual de Maringá, Maringá, 2019.
- [149] BRISINDA, D.; FENICI, P.; FENICI, R. Clinical magnetocardiography: The unshielded bet—past, present, and future. *Frontiers in Cardiovascular Medicine*, v. 10, p. 1232882, 2023.
- [150] Inframat Advanced Materials. Cobalt ferrite nanoparticles. Disponível em: <http://www.inframat.com/advancedmaterials.htm>. Acesso em: [03 de janeiro de 2025].

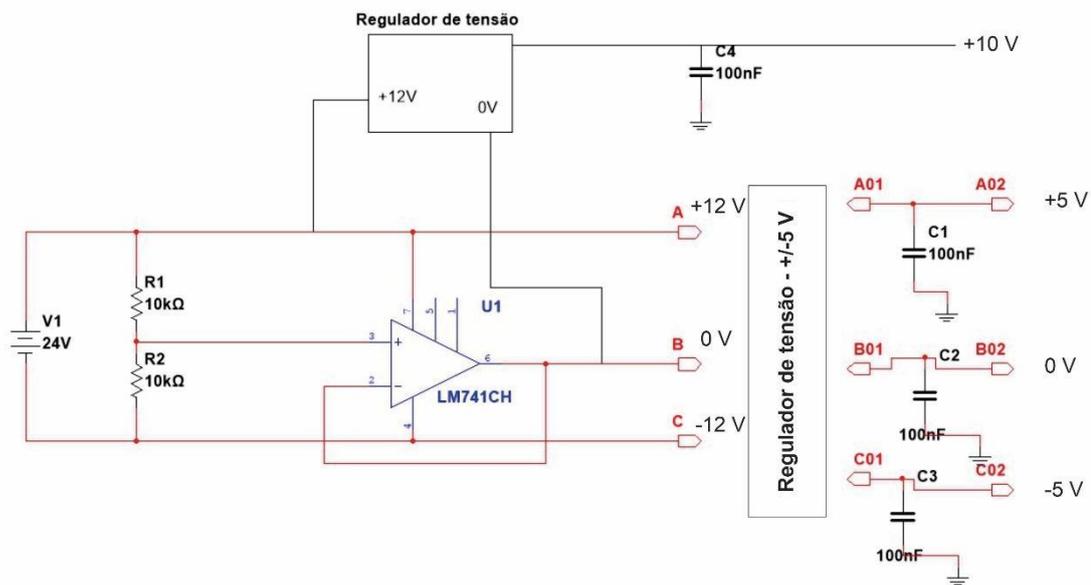
ANEXO 1: FONTE DE TENSÃO

Para alimentar o circuito de leitura e pré-amplificação, foi necessário desenvolver uma fonte de alimentação que fornecesse tensões simétricas de ± 5 V para o amplificador operacional OPA620, além de uma tensão positiva de +10 V destinada ao módulo pré-amplificador AD620. Para isso, utilizou-se uma fonte de tensão DC de +24 V, empregando um amplificador operacional LM741 configurado como seguidor de tensão para criar uma "terra virtual" a 0 V. Este arranjo é fundamental para simular a divisão da fonte em tensões simétricas.

O amplificador LM741 é alimentado por meio de um divisor de tensão que fornece ± 12 V. A regulação dessas tensões para ± 5 V foi realizada com o uso de reguladores de tensão específicos para cada linha. Além disso, uma linha de +10 V foi estabelecida utilizando outro regulador conectado à linha de +12 V, a fim de fornecer tensão ao restante do circuito.

Para garantir a estabilidade e evitar interferências nas saídas, foram incorporados capacitores de desacoplamento de 100 nF em pontos estratégicos do circuito. A Figura A1.1 apresenta o diagrama da fonte de alimentação construída, detalhando as conexões e os componentes utilizados, conforme descrito.

Figura A1.1: Circuito da fonte de tensão utilizada para circuito de leitura e pré-amplificação.



ANEXO 2: ESTUDO DA DISTRIBUIÇÃO MAGNÉTICA E RUÍDO NAS BOBINAS FONTE DE CAMPO MAGNÉTICO

Este estudo foi necessário devido à dificuldade dos sensores desenvolvidos em detectar o sinal de 2 Hz emitido pela bobina manual. Assim, foi realizado um mapeamento da distribuição do campo magnético gerado pelas bobinas fonte de campo utilizadas neste trabalho. Para isso, foi desenvolvido um espectrômetro utilizando uma placa ESP32 acoplada a um sensor de efeito Hall ratiométrico. O termo ratiométrico refere-se a um sinal de saída proporcional à mudança na tensão de entrada ou de alimentação, onde, conforme ocorrem pequenas variações na tensão, o ponto zero e a sensibilidade variam de forma equivalente, permitindo medições precisas e confiáveis nas avaliações magnéticas [139].

Além disso, um gaussímetro foi desenvolvido utilizando uma placa Arduino Uno em conjunto com um sensor de efeito Hall ratiométrico. Este dispositivo foi calibrado com valores de referência de um gaussímetro comercial da Lake Shore, conforme apresentado na Tabela 5, a fim de garantir a precisão das medições. A Figura A2.1 ilustra o gráfico de calibração que compara os valores obtidos com o gaussímetro Arduino e o gaussímetro da Lake Shore.

Para avaliar a distribuição magnética da bobina manual, foram realizadas medições ao redor da bobina com o objetivo de construir uma representação tridimensional do campo magnético gerado a 125 Hz. Esse procedimento proporcionou uma visão clara da variação espacial do campo. A Figura A2.2 ilustra essa representação tridimensional, destacando o bom desempenho da bobina ao operar com uma frequência de 125 Hz e uma amplitude de 1,5 V.

Figura A2.1: Curvas de calibração comparando os valores medidos da bobina manual pelo gaussímetro Arduino e pelo gaussmeter da Lake Shore.

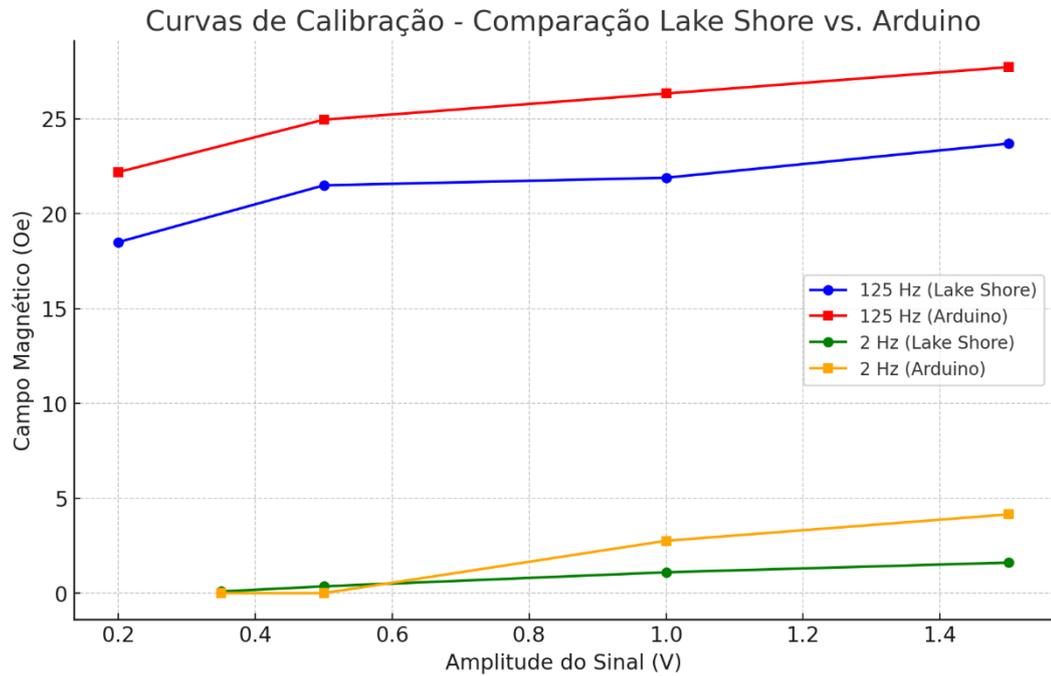
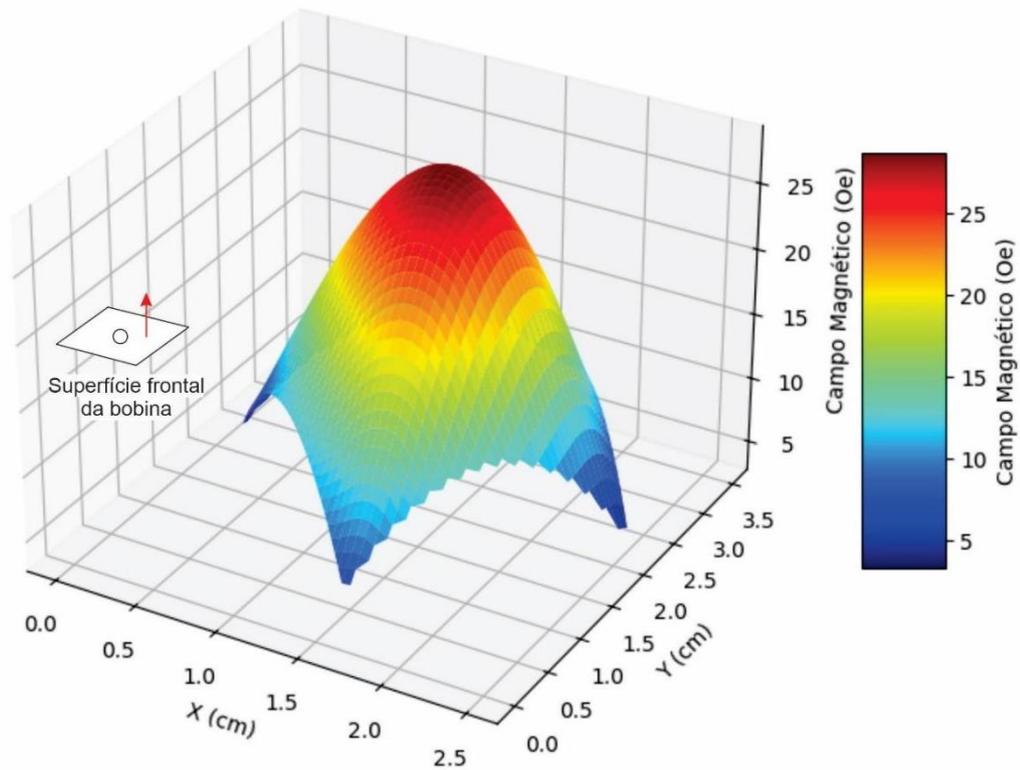


Figura A2.2: Representação tridimensional do campo magnético gerado pela bobina manual com a injeção de um sinal senoidal em 125 Hz de frequência e 1,5 V de amplitude.



Com o objetivo de analisar os sinais das bobinas no domínio da frequência, foram processados os sinais adquiridos pela placa ESP32 para construir curvas espectrais e um espectrograma nas frequências de 125 Hz e 2 Hz, ambas com amplitude de 1,5 V. As Figuras A2.3 e A2.4 apresentam os espectros de frequência para os sinais em 125 Hz e 2 Hz com a bobina manual, respectivamente. A partir desses gráficos, observa-se que, no caso do sinal em 2 Hz, a bobina manual apresentou um comportamento ruidoso, sem uma magnitude expressiva nessa frequência. Esse ruído comprometeu a consistência das leituras realizadas pelos sensores, conforme discutido anteriormente. Para superar essa limitação e garantir a transmissão de um sinal característico em 2 Hz, optou-se pelo uso de uma bobina de alto-falante, conhecida como voice coil. Essa bobina possui características mais adequadas para operar em baixas frequências, proporcionando melhores resultados. A Figura A2.5 ilustra o espectro obtido com a bobina voice coil, evidenciando um pico de maior magnitude no sinal em 2Hz.

Figura A2.3: Espectro de frequências da bobina manual para o sinal em 125 Hz

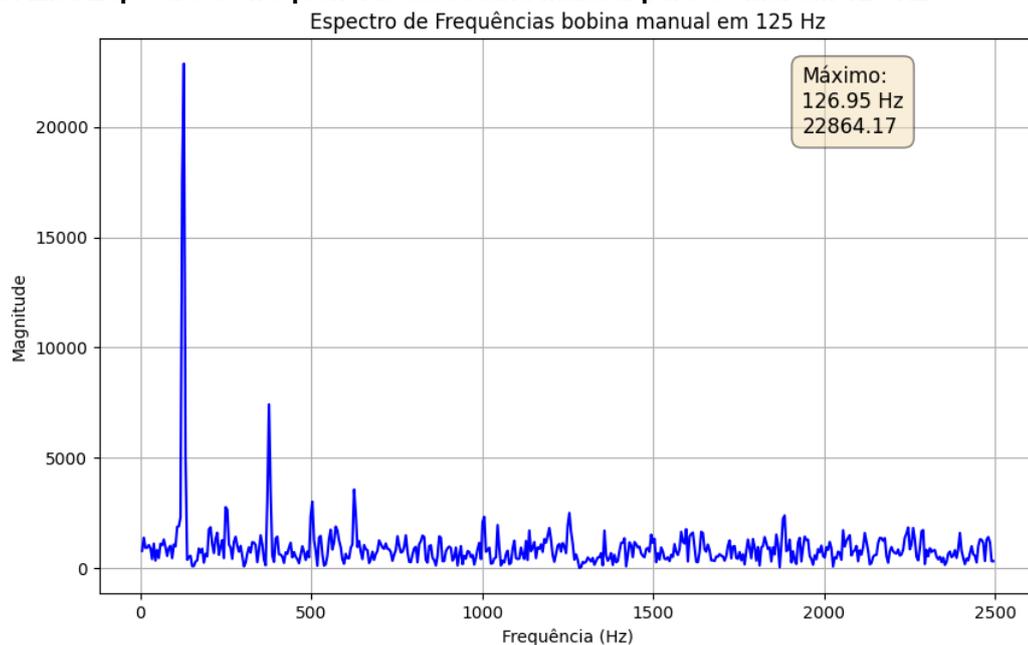


Figura A2.4: Espectro de frequências da bobina manual para o sinal em 2 Hz

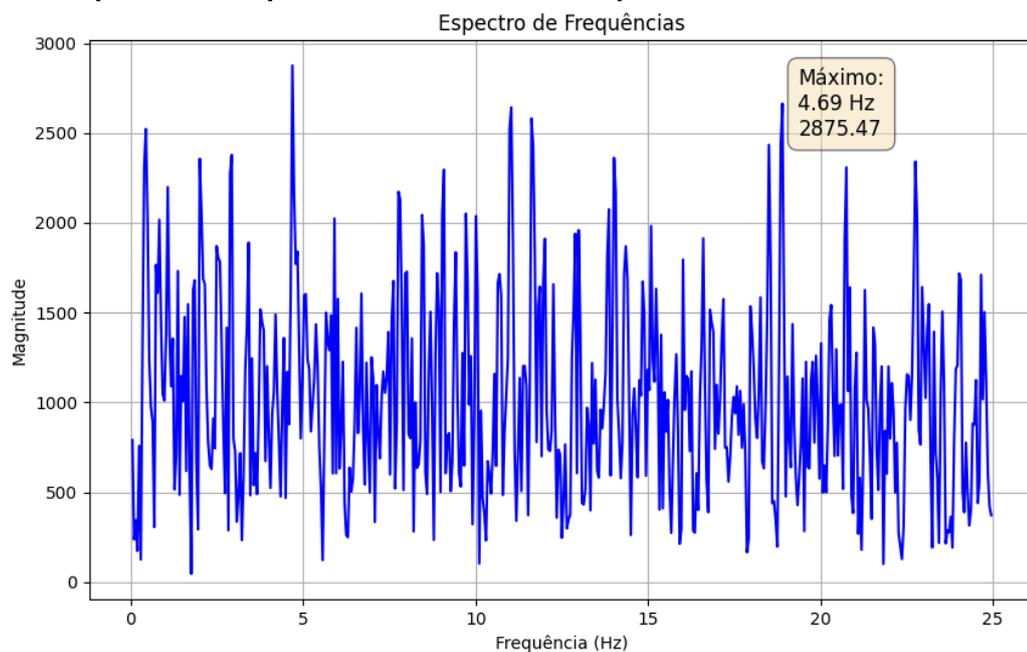
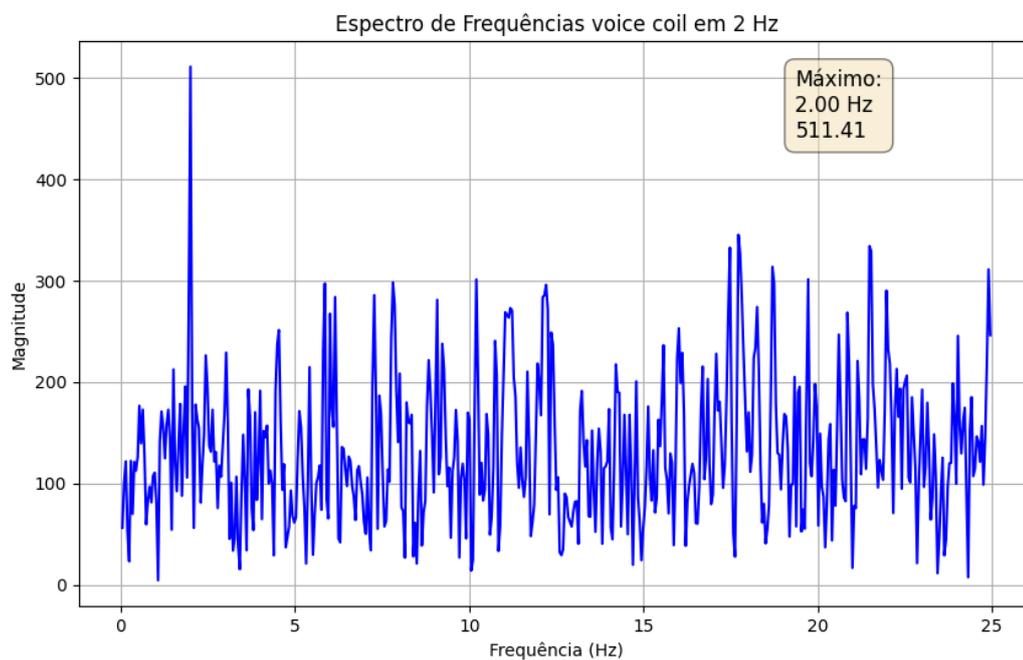


Figura A2.5: Espectro de frequências da bobina voice coil para o sinal em 2 Hz.



Os gráficos das figuras A2.3 e A2.5 confirmam o excelente desempenho das bobinas, destacando magnitudes significativas em 126,95 Hz, com um valor de

22.867,7, e em 2 Hz, com um valor de 511,41, indicando uma boa potência para a leitura dos sensores analisados.

Complementando o estudo, foram analisados os espectros em todos os lados da bobina manual utilizando sinais de 125 Hz e 2 Hz, com o objetivo de construir os espectrogramas. As Figuras A2.6 e A2.7 apresentam os espectrogramas calculados e normalizados, destacando o melhor desempenho na face frontal para o sinal de 125 Hz, evidenciado em vermelho. Por outro lado, no caso do sinal de 2 Hz (Figura A2.7), observa-se a presença de uma grande quantidade de frequências originadas de fontes ambientais, que acabam mascarando o sinal de interesse nessa frequência. Assim, conclui-se que a bobina voice coil apresenta um desempenho superior para sinais de 2 Hz, garantindo uma transmissão mais limpa e adequada para a leitura pelos sensores.

Este estudo detalhado sobre a distribuição magnética e as características do ruído das bobinas ressalta a capacidade do sistema desenvolvido de fornecer dados confiáveis para o teste de leitura dos sensores em análise. Com essas informações, foi possível aprimorar ainda mais os parâmetros do circuito e do software de processamento, visando alcançar uma precisão superior, o que, por sua vez, melhorou a confiabilidade e a eficácia das medições dos campos magnéticos AC. Por fim, a seguir, são apresentados os códigos desenvolvidos e utilizados para o gaussímetro e o espectrômetro, ambos elaborados na IDE do Arduino.

Figura A2.6: Espectrograma para a bobina manual com o sinal em 125 Hz.

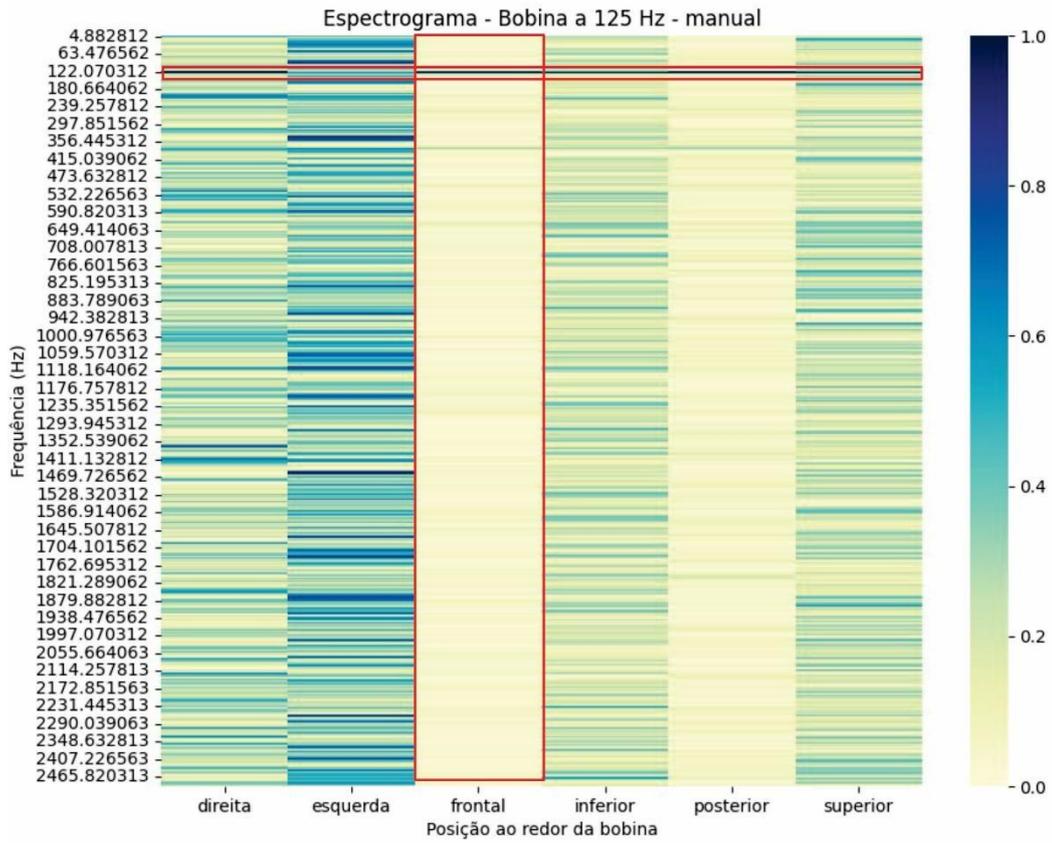
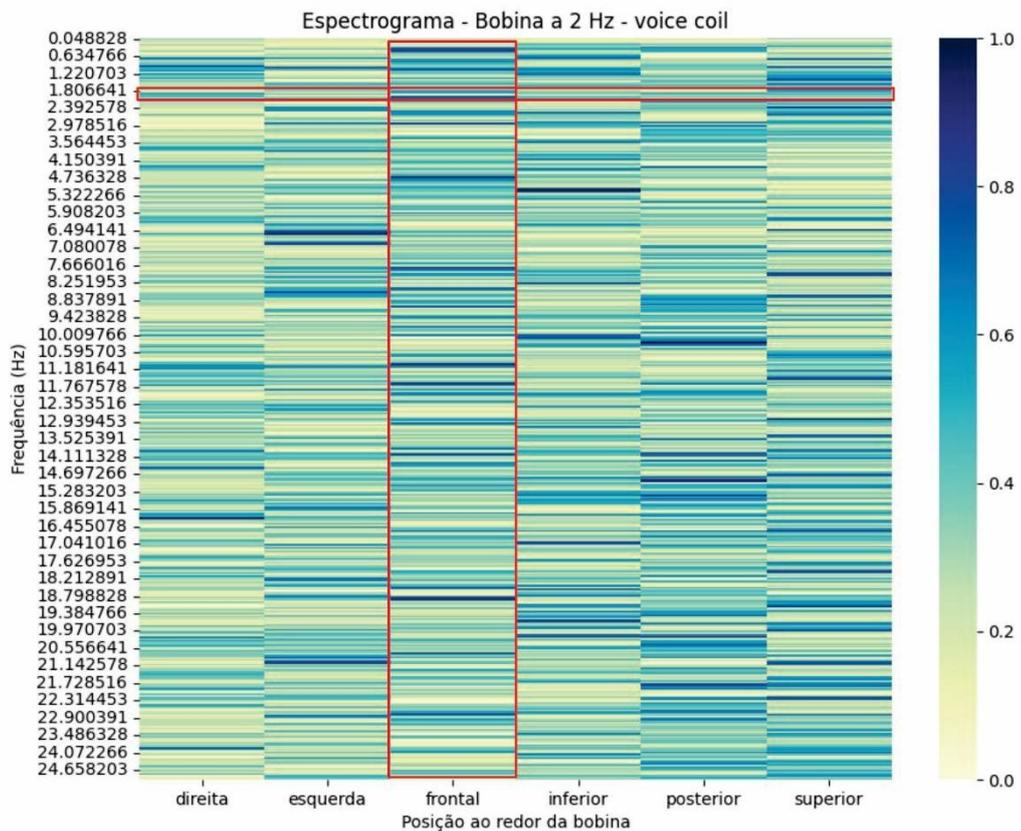


Figura A2.7: Espectrograma para a bobina manual com o sinal em 2 Hz.




```

// Aguarda a calibração inicial
calibrateSensor();

// Atualiza a primeira linha após a calibração
lcd.clear();
lcd.setCursor(0, 0);
lcd.print("***Gauss Meter***");
}

void loop() {
// Verifica se o botão de calibração foi pressionado
if (digitalRead(calibPin) == LOW) {
    unsigned long currentTime = millis();
    if ((currentTime - lastDebounceTime) > debounceDelay) {
        lcd.setCursor(0, 3);
        lcd.print("Calibrating...");
        calibrateSensor();
        lcd.setCursor(0, 3);
        lcd.print("Calibration done!");
        delay(1000);
        lcd.setCursor(0, 3);
        lcd.print(" "); // Limpa a linha de status após a calibração
        lastDebounceTime = currentTime;
    }
}

// Verifica se o botão de medição DC foi pressionado
if (digitalRead(dcPin) == LOW) {
    measureDCField();
}

// Verifica se o botão de medição AC foi pressionado
if (digitalRead(acPin) == LOW) {
    measureACField();
}

delay(100);
}

void measureDCField() {
// Ajuste ratiométrico da sensibilidade
float adjustedSensitivity = sensitivity_dc * (vcc / 5.0);

// Medição de campo DC
int sensorValue = analogRead(sensorPin);
float voltage = (sensorValue / 1023.0) * vRef;
float dcOersted = (voltage - vZero) / adjustedSensitivity;

// Limpa a linha 2 e exibe o valor DC

```

```

    lcd.setCursor(0, 1);
    lcd.print("          "); // Limpa a linha
    lcd.setCursor(0, 1);
    lcd.print("DC: ");
    lcd.print(dcOersted, 2);
    lcd.print(" Oe");
}

void measureACField() {
    // Ajuste ratiométrico da sensibilidade
    float adjustedSensitivity = sensitivity_ac * (vcc / 5.0);

    // Medição de campo AC
    float peakOersted = 0;
    unsigned long startMillis = millis();
    unsigned long sampleTime = 100;

    while (millis() - startMillis < sampleTime) {
        int sensorValue = analogRead(sensorPin);
        float voltage = (sensorValue / 1023.0) * vRef;
        float acOersted = abs((voltage - vZero) / adjustedSensitivity);

        if (acOersted > peakOersted) {
            peakOersted = acOersted;
        }
    }

    float rmsOersted = peakOersted / sqrt(2);

    // Aplica a função de ajuste linear
    float adjustedRMS = ajusteAC(rmsOersted);

    // Aplica o offset para zerar a leitura em ausência de campo
    adjustedRMS -= acOffset;

    // Limpa a linha 2 e exibe o valor AC RMS ajustado
    lcd.setCursor(0, 1);
    lcd.print("          "); // Limpa a linha
    lcd.setCursor(0, 1);
    lcd.print("AC RMS: ");
    lcd.print(adjustedRMS, 2);
    lcd.print(" Oe");
}

void calibrateSensor() {
    long sum = 0;
    int numSamples = 100; // Número de amostras para a calibração

    // Calibração do valor vZero
    for (int i = 0; i < numSamples; i++) {

```



```

    sampling_period_us = round(1000000 * (1.0 / samplingFrequency)); // Período de
amostragem em microssegundos
}

void loop() {
    // Coleta de dados do sensor Hall
    for (uint16_t i = 0; i < samples; i++) {
        microseconds = micros(); // Marca o tempo de início da amostragem
        vReal[i] = analogRead(hallSensorPin); // Leitura do valor do sensor Hall
        vmag[i] = 0.0; // A parte imaginária deve ser inicializada a zero

        // Aguarda até o próximo período de amostragem
        while (micros() - microseconds < sampling_period_us) {
            // Aguarda até que o tempo necessário para a próxima amostra seja atingido
        }
    }

    // Remover o offset DC subtraindo a média dos valores do vetor vReal
    double mean_value = 0;
    for (uint16_t i = 0; i < samples; i++) {
        mean_value += vReal[i];
    }
    mean_value /= samples;
    for (uint16_t i = 0; i < samples; i++) {
        vReal[i] -= mean_value;
    }

    // Aplica a janela de Hamming para suavizar o sinal
    FFT.windowing(FFT_WIN_TYP_HAMMING, FFT_FORWARD);

    // Calcula a FFT
    FFT.compute(FFT_FORWARD);

    // Converte os resultados da FFT para magnitude
    FFT.complexToMagnitude();

    // Envia os resultados da FFT pela serial em formato CSV
    Serial.println("Frequência (Hz),Magnitude");
    PrintVector(vReal, (samples >> 1), SCL_FREQUENCY); // Mostra apenas as
frequências relevantes

    // Determina o pico principal
    //double peakFrequency = FFT.majorPeak();
    //Serial.print("Pico Principal: ");
    //Serial.print(peakFrequency, 6);
    //Serial.println(" Hz");

    delay(2000); // Pausa de 2 segundos antes de iniciar uma nova leitura
}

```


ANEXO 3: DESENVOLVIMENTO DO CÓDIGO EM PYTHON PARA O PROCESSAMENTO DOS SINAIS DE LEITURA.

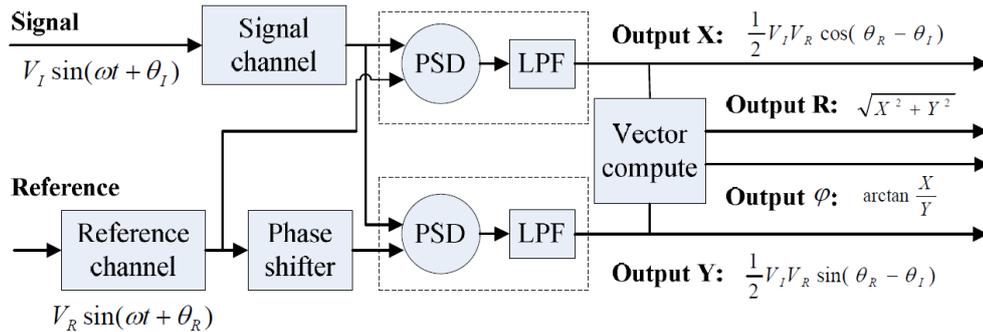
Para a medição de sinais de baixa intensidade, na ordem de microvolts (μV) e milivolts (mV), é essencial utilizar um equipamento capaz de isolar e amplificar apenas a frequência de interesse, minimizando a interferência de ruídos. Neste contexto, desenvolveu-se um circuito semelhante a um amplificador lock-in, amplamente empregado para a detecção precisa de sinais em meio a ruídos significativos. O princípio de funcionamento deste dispositivo baseia-se na sua capacidade de sincronizar a amplificação com um sinal de referência conhecido, o que facilita a distinção entre o sinal de interesse e o ruído.

Conforme a teoria de Fourier, um sinal ruidoso pode ser decomposto em uma série de componentes senoidais, cada uma com sua própria amplitude, fase e frequência. No amplificador lock-in, utilizamos a detecção sensível à fase (PSD, do inglês Phase Sensitive Detection), que emprega dois canais separados para processar o sinal: um canal em fase e um canal em quadratura. Essa técnica envolve a mixagem do sinal de entrada, que inclui tanto o sinal de interesse quanto o ruído, com um sinal de referência oscilante (por exemplo, senoidal ou quadrada) na mesma frequência do sinal de interesse. A Figura A3.1 ilustra o diagrama de blocos que representa o processo de detecção em um amplificador lock-in, onde se observam na saída as componentes em fase e em quadratura.

O código em Python desenvolvido simula esse processo, realizando inicialmente a subtração dos sinais (de fundo e com a fonte ligada) e, em seguida, a mistura do sinal amplificado com o sinal de referência. Após isso, são extraídas as componentes em fase e em quadratura. Esse procedimento é realizado alinhando o

sinal de referência para coincidir com a fase do sinal de entrada e, em seguida, defasando-o em 90° para a segunda medição. A saída final do nosso amplificador lock-in digital inclui os valores de seno e cosseno dessas componentes, permitindo o cálculo da amplitude total do sinal e da fase relativa ao sinal de referência.

Figura A3.1: Diagrama de blocos de um amplificador Lock-in [140].



O código que segue mostra a implementação de um sistema de processamento de dados em 125 Hz para o presente trabalho. Ele incorpora etapas de filtragem, modulação e demodulação, essenciais para isolar o sinal desejado de ruídos indesejados.

CÓDIGO DESENVOLVIDO PARA A ANÁLISE DE SINAIS EM 125 HZ, BASEADO EM UM AMPLIFICADOR LOCK-IN:

```

#####
import numpy as np
import pandas as pd
import matplotlib.pyplot as plt
from scipy.signal import butter, filtfilt
from scipy.signal.windows import hann

# Carregar os dados das duas planilhas Excel (com e sem campo magnético)
  
```

```

file_path1 = '/content/sem_campo.xlsx' # Arquivo sem campo magnético
file_path2 = '/content/com_campo_0.xlsx' # Arquivo com campo magnético

# Ler os arquivos Excel
df1 = pd.read_excel(file_path1, engine='openpyxl', header=None)
df2 = pd.read_excel(file_path2, engine='openpyxl', header=None)

# Carregar os dados de interesse (coluna 4 para tempo e coluna 5 para amplitude)
df_data1 = df1.iloc[0:2500, [3, 4]] # Dados do primeiro arquivo (sem campo)
df_data2 = df2.iloc[0:2500, [3, 4]] # Dados do segundo arquivo (com campo)

# Definir os nomes das colunas
df_data1.columns = ['Tempo', 'Amplitude1']
df_data2.columns = ['Tempo', 'Amplitude2']

# Verificar se os tempos nos dois arquivos coincidem
if not (df_data1['Tempo'].equals(df_data2['Tempo'])):
    print("Os tempos nos dois arquivos não coincidem!")
else:
    # Subtrair as duas ondas (com e sem campo) para isolar o sinal do campo
    amplitude_0cm = df_data1['Amplitude1'] - df_data2['Amplitude2']

    # Definir o vetor de tempo
    t = df_data1['Tempo'].values

    # Plotar o sinal subtraído
    plt.figure(figsize=(12, 6))
    plt.plot(df_data1['Tempo'], amplitude_0cm, label='Subtração das Amplitudes',
             color='red')
    plt.title('Diferença das Amplitudes')
    plt.xlabel('Tempo')
    plt.ylabel('Amplitude Subtraída')
    plt.legend()

```

```

plt.grid(True)
plt.show()

# Função para modulação com gerenciamento de fase e sincronização
def modulate_with_sync(data, t, modulation_frequency, sync_phase_delay=np.pi,
sync_indices=None, window='hann'):
    # Aplicar a janela Hann, se selecionada
    if window == 'hann':
        hann_window = hann(len(data))
        hann_mean = np.mean(hann_window)
        hann_normalized = hann_window / hann_mean
        window_data = hann_normalized
    elif window == 'box' or window == 'boxcar':
        window_data = 1
    else:
        raise ValueError(f'Janela {window} não implementada. Escolha "hann" ou
"boxcar".')

    # Ajuste de fase baseado em índices de sincronização
    if sync_indices is not None:
        time_phase_delay = t[sync_indices[0]] * modulation_frequency * 2 * np.pi
        total_phase_delay = time_phase_delay - sync_phase_delay
    else:
        total_phase_delay = sync_phase_delay

    # Gerar sinal modulado com base na fase
    phases = 2 * np.pi * modulation_frequency * t - total_phase_delay
    modulation_signal = np.sqrt(2) * np.sin(phases)

    # Remover o componente DC
    modulation_signal -= np.mean(modulation_signal)

    # Normalizar a amplitude do sinal modulado

```

```

squared_mean = np.mean(np.square(modulation_signal))
modulation_signal /= squared_mean

# Aplicar o sinal modulado aos dados
modulated_data = data * modulation_signal

return modulated_data

# Função para aplicar filtro passa-baixa
def filtro_passa_baixa(sinal, fc, fs, ordem=4):
    nyquist = 0.5 * fs
    normal_cutoff = fc / nyquist
    b, a = butter(ordem, normal_cutoff, btype='low', analog=False)
    sinal_filtrado = filtfilt(b, a, sinal)
    return sinal_filtrado

# Função para extrair a amplitude do sinal recuperado
def extract_signal_amplitude(amplitude_recuperada, mode='rms'):
    if mode == 'rms':
        amplitude = np.sqrt(np.mean(amplitude_recuperada**2))
    elif mode == 'amplitude':
        amplitude = np.sqrt(2) * np.mean(np.abs(amplitude_recuperada))
    else:
        raise ValueError(f'Modo {mode} não reconhecido. Escolha "rms" ou
"amplitude"')

    return amplitude

# Parâmetros da modulação
fs = 25000 # Frequência de amostragem (Hz)
modulation_frequency = 125 # Frequência de modulação (Hz)
sync_indices = np.array([0, int(fs / modulation_frequency)]) # Ponto de
sincronização

```

```

# Aplicar a modulação ao sinal subtraído
modulated_signal = modulate_with_sync(amplitude_0cm, t, modulation_frequency,
sync_phase_delay=np.pi, sync_indices=sync_indices)

# Demodulação usando seno e cosseno como referências
sinal_em_fase = modulated_signal * np.sin(2 * np.pi * modulation_frequency * t)
sinal_em_quadratura = modulated_signal * np.cos(2 * np.pi * modulation_frequency *
t)

# Filtrar as componentes demoduladas (em fase e em quadratura)
fc = 125 # Frequência de corte do filtro
sinal_filtrado_em_fase = filtro_passa_baixa(sinal_em_fase, fc, fs)
sinal_filtrado_em_quadratura = filtro_passa_baixa(sinal_em_quadratura, fc, fs)

# Calcular amplitude e fase do sinal recuperado
amplitude_recuperada_0cm = np.sqrt(sinal_filtrado_em_fase**2 +
sinal_filtrado_em_quadratura**2)
fase_recuperada = np.arctan2(sinal_filtrado_em_quadratura, sinal_filtrado_em_fase)

# Aplicar uma janela de Hann ao sinal
janela_hann = hann(len(amplitude_recuperada_0cm))
amplitude_janelada_0cm = amplitude_recuperada_0cm * janela_hann

# Calcular a amplitude média do sinal nos dois modos (RMS e Amplitude direta)
amplitude_rms = extract_signal_amplitude(amplitude_recuperada_0cm, mode='rms')
amplitude_amplitude = extract_signal_amplitude(amplitude_recuperada_0cm,
mode='amplitude')

# Calcular a amplitude máxima do sinal recuperado
amplitude_maxima = np.max(amplitude_recuperada_0cm)

# Exibir os resultados

```

```

print(f'Amplitude RMS do sinal recuperado: {amplitude_rms}')
print(f'Amplitude Direta do sinal recuperado: {amplitude_amplitude}')
print(f'Amplitude Máxima do sinal recuperado: {amplitude_maxima}')

# Plotar os resultados
plt.figure(figsize=(12, 8))

plt.subplot(3, 1, 1)
plt.plot(t, amplitude_0cm, label='Sinal Sensor 1 125Hz 1.5V')
plt.legend()
plt.title('Sinal Original')

plt.subplot(3, 1, 2)
plt.plot(t, amplitude_recuperada_0cm, label='Sinal Sensor 1 125Hz 1.5V
Recuperado')
plt.legend()
plt.title('Amplitude Recuperada do Sinal')

plt.subplot(3, 1, 3)
plt.plot(t, amplitude_janelada_0cm, label='Sinal Sensor 1 125Hz 1.5V Janela de
Hann')
plt.legend()
plt.title('Amplitude Recuperada do Sinal com Janela de Hann')

plt.tight_layout()
plt.show()

# Análise de Frequência (FFT)

# Remover o componente DC da amplitude recuperada
amplitude_recuperada_sem_dc_0cm = amplitude_recuperada_0cm -
np.mean(amplitude_recuperada_0cm)

```

```

# Parâmetros da FFT
N = len(amplitude_recuperada_sem_dc_0cm) # Número de pontos do sinal
T = 1 / fs # Intervalo de tempo entre amostras
frequencias = np.fft.fftfreq(N, T)[:N//2] # Frequências correspondentes para a FFT

# Aplicar a FFT
fft_sinal = np.fft.fft(amplitude_recuperada_sem_dc_0cm)
fft_magnitude = 2.0/N * np.abs(fft_sinal[:N//2]) # Magnitude da FFT

# Encontrar o pico máximo da FFT
indice_pico = np.argmax(fft_magnitude)
frequencia_pico = frequencias[indice_pico]
magnitude_pico = fft_magnitude[indice_pico]

# Plotar o espectro de frequências
plt.figure(figsize=(10, 6))
plt.plot(frequencias, fft_magnitude, label='Espectro de Frequências (FFT)')

# Configurações finais do gráfico
plt.title('Espectro de Frequências (FFT) Sensor 1 125Hz 1.5V')
plt.xlabel('Frequência (Hz)')
plt.ylabel('Magnitude')
plt.xlim(0, 2500)
plt.grid(True)
plt.legend()
plt.show()

print(f"Frequência do pico máximo: {frequencia_pico} Hz")
#####

```

Para o processamento dos sinais de leitura dos sensores a 2 Hz, foram implementadas alterações significativas em comparação ao procedimento utilizado

para os sinais a 125 Hz, com o objetivo de aumentar a clareza e reduzir o ruído. Inicialmente, realizou-se a subtração dos sinais de fundo (sem campo magnético), dos sinais com campo magnético, objetivando minimizar ruídos de modo comum originários da sonda, do cabeamento e do próprio sensor, da mesma forma que foi feito para os sinais a 125 Hz. Após a subtração, o sinal a 2 Hz apresentou-se mais definido e limpo em comparação ao sinal a 125 Hz, o que motivou a aplicação de técnicas adicionais de processamento. Utilizou-se um janelamento com a função de Hann para suavizar as transições do sinal e reduzir o efeito de vazamento espectral, que ocorre quando as frequências se espalham para outros "bins" de frequência.

Em seguida, aplicou-se um filtro passa-bandas de ordem 2, com faixa entre 1,5 Hz e 2,5 Hz. Este filtro foi projetado para centralizar e enfatizar a frequência de interesse em 2 Hz, eliminando frequências indesejadas que poderiam distorcer a análise. Este procedimento é fundamental para assegurar que o sinal analisado esteja concentrado na frequência desejada, aprimorando a precisão da detecção e da análise subsequente.

Antes de proceder com a Transformada Rápida de Fourier (FFT), utilizou-se a técnica de zero-padding. Essa técnica consiste em adicionar zeros ao sinal original para aumentar o número de pontos da FFT, resultando em uma maior resolução espectral. Ao aumentar o número de "bins" de frequência, o zero-padding permite uma melhor visualização e distinção de frequências próximas no espectro, além de mitigar o problema do vazamento espectral. Com isso, os picos no espectro são suavizados, tornando mais fácil a identificação das verdadeiras componentes de frequência do sinal.

Esses passos de processamento mostraram-se eficazes para as análises do sinal a 2 Hz, proporcionando boa qualidade e fidelidade na leitura, conforme

demonstram os resultados. O próximo bloco de código apresenta o algoritmo utilizado para os sinais de leitura a 2 Hz.

CÓDIGO DESENVOLVIDO PARA A ANÁLISE DE SINAIS EM 2 HZ:

```
#####  
  
import numpy as np  
  
import pandas as pd  
  
import matplotlib.pyplot as plt  
  
from scipy.signal import butter, filtfilt  
  
from scipy.signal.windows import hann  
  
# Função para criar o filtro passa-banda  
def criar_filtro_passa_banda(freq_baixa, freq_alta, fs, ordem=2):  
    nyquist = 0.5 * fs  
  
    low = freq_baixa / nyquist  
  
    high = freq_alta / nyquist  
  
    b, a = butter(ordem, [low, high], btype='band')  
  
    return b, a  
  
# Função para aplicar o filtro passa-banda  
def aplicar_filtro_passa_banda(dados, freq_baixa, freq_alta, fs):  
    b, a = criar_filtro_passa_banda(freq_baixa, freq_alta, fs)  
  
    dados_filtrados = filtfilt(b, a, dados)  
  
    return dados_filtrados
```

```

# Carregar os dados das duas planilhas Excel (com e sem campo magnético)
file_path1 = '/content/off_2.xlsx' # Arquivo sem campo magnético
file_path2 = '/content/on_0cm_2.xlsx' # Arquivo com campo magnético

# Ler os arquivos Excel
df1 = pd.read_excel(file_path1, engine='openpyxl', header=None)
df2 = pd.read_excel(file_path2, engine='openpyxl', header=None)

# Carregar os dados de interesse (coluna 4 para tempo e coluna 5 para amplitude)
df_data1 = df1.iloc[0:2500, [3, 4]] # Dados do primeiro arquivo (sem campo)
df_data2 = df2.iloc[0:2500, [3, 4]] # Dados do segundo arquivo (com campo)

# Definir os nomes das colunas
df_data1.columns = ['Tempo', 'Amplitude1']
df_data2.columns = ['Tempo', 'Amplitude2']

# Verificar se os tempos nos dois arquivos coincidem
if not (df_data1['Tempo'].equals(df_data2['Tempo'])):
    print("Os tempos nos dois arquivos não coincidem!")
else:
    # Subtrair as duas ondas (com e sem campo) para isolar o sinal do campo
    amplitude_0cm = df_data1['Amplitude1'] - df_data2['Amplitude2']

# Definir o vetor de tempo

```

```

t = df_data1['Tempo'].values

# Aplicar uma janela de Hann ao sinal
janela_hann = hann(len(amplitude_0cm))
amplitude_janelada_0cm = amplitude_0cm * janela_hann

# Plotar o sinal subtraído e janelado
plt.figure(figsize=(12, 6))
plt.plot(t, amplitude_janelada_0cm, label='Sinal Subtraído e Janelado (Hann)',
color='green')

plt.title('Sinal Subtraído com Janela Hann')
plt.xlabel('Tempo')
plt.ylabel('Amplitude Janelada')
plt.grid(True)
plt.legend()
plt.show()

# Definir a frequência de amostragem
fs = 1000

# Aplicar o filtro passa-banda ao sinal janelado
amplitude_filtrada_0cm = aplicar_filtro_passa_banda(amplitude_janelada_0cm,
1.5, 2.5, fs)

# Plotar o sinal filtrado após a aplicação da janela

```

```

plt.figure(figsize=(12, 6))

plt.plot(t, amplitude_filtrada_0cm, color='blue', label='Amplitude Filtrada (1.5 Hz -
2.5 Hz)')

plt.title('Sinal Janelado e Filtrado (1.5Hz - 2.5Hz)')

plt.xlabel('Tempo')

plt.ylabel('Amplitude Filtrada')

plt.grid(True)

plt.legend()

plt.show()

# Função para calcular amplitude RMS, média e máxima
def calcular_metricas_amplitude(sinal):

    amplitude_rms = np.sqrt(np.mean(sinal**2)) # RMS

    amplitude_media = np.mean(sinal) # Média

    amplitude_maxima = np.max(np.abs(sinal)) # Máxima (valor absoluto)

    return amplitude_rms, amplitude_media, amplitude_maxima

# Calcular as métricas de amplitude para o seu sinal filtrado
amplitude_rms, amplitude_media, amplitude_maxima =
calcular_metricas_amplitude(amplitude_filtrada_0cm)

# Exibir os resultados

print(f"Amplitude RMS: {amplitude_rms}")

print(f"Amplitude Média: {amplitude_media}")

print(f"Amplitude Máxima: {amplitude_maxima}")

```

```

# Função para calcular a FFT com zero padding
def calcular_fft_com_zero_padding(sinal, fs, n_padding):
    N = len(sinal) # Número de amostras do sinal original
    N_padded = 2**int(np.ceil(np.log2(N + n_padding))) # Próxima potência de 2
    fft_vals = np.fft.fft(sinal, N_padded) # Calcula a FFT com padding
    fft_freqs = np.fft.fftfreq(N_padded, 1/fs) # Frequências associadas
    fft_vals = np.abs(fft_vals) / N # Normalizar a amplitude da FFT
    return fft_freqs, fft_vals

# Calcular a próxima potência de 2 para o padding
n_padding = 16 * len(amplitude_filtrada_0cm) # Adicionar padding baseado em uma
potência de 2

# Calcular a FFT com zero padding
fft_freqs_padded, fft_vals_padded =
calcular_fft_com_zero_padding(amplitude_filtrada_0cm, fs, n_padding)

# Filtrar apenas as frequências positivas
mask = fft_freqs_padded >= 0
fft_freqs_padded = fft_freqs_padded[mask]
fft_vals_padded = fft_vals_padded[mask]

# Plotar o espectro de frequência com zero padding
plt.figure(figsize=(12, 6))

```

```

plt.plot(fft_freqs_padded, fft_vals_padded, label='Espectro com Zero Padding',
color='purple')

plt.title('FFT com Zero Padding (Potência de 2) do Sinal Filtrado')

plt.xlabel('Frequência (Hz)')

plt.ylabel('Amplitude')

plt.grid(True)

plt.legend()

plt.xlim(0, 10)

plt.show()

```

```

# Função para calcular a FFT

```

```

def calcular_fft(sinal, fs):

```

```

    N = len(sinal) # Número de amostras

```

```

    fft_vals = np.fft.fft(sinal) # Calcula a FFT

```

```

    fft_freqs = np.fft.fftfreq(N, 1/fs) # Frequências associadas

```

```

    fft_vals = np.abs(fft_vals) / N # Normalizar a amplitude da FFT

```

```

    return fft_freqs, fft_vals

```

```

# Função para calcular a FFT com zero padding

```

```

def calcular_fft_com_potencia(sinal, fs, n_padding):

```

```

    N = len(sinal) # Número de amostras do sinal original

```

```

    N_padded = 2**int(np.ceil(np.log2(N + n_padding))) # Próxima potência de 2 para

```

```

zero padding

```

```

    fft_vals = np.fft.fft(sinal, N_padded) # Calcula a FFT com padding

```

```

    fft_freqs = np.fft.fftfreq(N_padded, 1/fs) # Frequências associadas

```

```

fft_vals = np.abs(fft_vals) / N # Normalizar a amplitude da FFT
potencia = (fft_vals ** 2) # Calcular a potência (amplitude ao quadrado)
return fft_freqs, potencia

# Definir o número de zeros para adicionar (zero padding)
n_padding = 16 * len(amplitude_filtrada_0cm) # Usar padding de 16 vezes,
conforme sua escolha

# Calcular a FFT com potência
fft_freqs_padded, potencia_padded =
calcular_fft_com_potencia(amplitude_filtrada_0cm, fs, n_padding)

# Filtrar apenas as frequências positivas
mask = fft_freqs_padded >= 0
fft_freqs_padded = fft_freqs_padded[mask]
potencia_padded = potencia_padded[mask]

#####

```

ANEXO 4: CÓDIGO DESENVOLVIDO PARA A ANÁLISE DO SNR.

```
#####  
  
import numpy as np  
  
import pandas as pd  
  
import matplotlib.pyplot as plt  
  
from scipy.signal import correlate  
  
  
# Carregar dados da planilha Excel  
  
file_path = '/content/125hz.xlsx'  
  
df = pd.read_excel(file_path, engine='openpyxl', header=None)  
  
df_data = df.iloc[0:2500, [3, 4]] # Dados a partir da primeira linha, tempo na coluna 4,  
amplitude na coluna 5  
  
df_data.columns = ['Tempo', 'Amplitude']  
  
  
# Parâmetros do sinal  
  
ganho = 100  
  
frequencia = 125 # Frequência em Hz  
  
amplitude = 0.1 * ganho # Amplitude ajustada pelo ganho em volts (100 mV)  
  
fs = int(1 / (df_data['Tempo'].iloc[1] - df_data['Tempo'].iloc[0])) # Frequência de  
amostragem calculada a partir dos dados  
  
  
# Vetor de tempo  
  
t = df_data['Tempo'].values
```

```

# Gerar onda senoidal pura com ajuste de fase

ajuste_fase = np.pi / (1)

seno_125hz_ajustado = amplitude * np.sin(2 * np.pi * frequencia * t + ajuste_fase)

# Calcular a diferença entre o sinal medido e o gerado (ruído)

ruído = df_data['Amplitude'] - seno_125hz_ajustado

# Calcular a potência do sinal e do ruído

potencia_sinal = np.mean(seno_125hz_ajustado**2)

potencia_ruído = np.mean(ruído**2)

# Calcular SNR

SNR = 10 * np.log10(potencia_sinal / potencia_ruído)

# Plot dos sinais para comparação

plt.figure(figsize=(12, 6))

plt.plot(t, seno_125hz_ajustado, label='Sinal Gerado 125Hz', color='red')

plt.plot(t, df_data['Amplitude'], label='Sinal Medido', color='green', alpha=0.7)

plt.title(f'Sinal de entrada e Sinal Medido (SNR: {SNR:.2f} dB)')

plt.xlabel('Tempo (s)')

plt.ylabel('Amplitude (V)')

plt.legend()

plt.grid(True)

plt.show()

#####

```

ANEXO 5: PUBLICAÇÕES E TRABALHOS APRESENTADOS

CONGRESSOS INTERNACIONAIS:

Pereira, Lilian N.; Pastoril, Julio C.; Dias, Gustavo S.; Santos, Ivair A.; Guo, Ruyan; Bhalla, Amar S.; Cótica, Luiz F. Estudo de Nanopartículas de Ferrita de Cobalto/ Fibras de PZT/ Compósitos Poliméricos para Sensores Baseados no Efeito Magnetelétrico de Alto Desempenho. PANAMERICAN CERAMICS CONGRESS AND FERROELECTRIC MEETING OF AMERICAS (PACC-FMAs 2024), 07-11 abr. 2024, Cidade do Panamá – Panamá.

Pereira, Lilian; Pastoril, Julio; Dias, Gustavo; Santos, Ivair; Guo, Ruyan; Bhalla, Amar; Cotica, Luiz. Compósitos Magnetelétricos de $\text{CoFe}_2\text{O}_4/\text{PZT}$ para Detecção de Campo Magnético. MS&T24: Materials Science & Technology, 06-09 out. 2024, Pittsburgh, Pennsylvania, EUA.

ARTIGO:

Pereira, L. N., Pastoril, J. C. A., Dias, G. S., Santos, I. A. D., Guo, R., Bhalla, A. S., & Cotica, L. F. (2024). Designing Multifunctional Multiferroic Composites for Advanced Electronic Applications. *Electronics*, 13(12), 2266.