

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DE SANTA CATARINA
CÂMPUS ITAJAÍ

LUIS FILIPE RUSSI

**ESTUDO EXPERIMENTAL DA COMUNICAÇÃO ACÚSTICA SUBAQUÁTICA EM
AMBIENTE CONFINADO COM ESP32**

ITAJAÍ
2026

Luis Filipe Russi

Estudo experimental da comunicação acústica subaquática em ambiente confinado
com ESP32

Monografia apresentada ao curso de Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Santa Catarina, para obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Roddy Alexander Romero Antayhua

ITAJAÍ
2026

Ficha de Identificação da obra elaborada pelo autor, através do cadastro de ficha de identificação disponível no portal discente do Sistema Integrado de Gestão Acadêmica - SIGAA, do IFSC.

Russi, Luis Filipe

Estudo experimental da comunicação acústica subaquática em ambiente confinado com ESP32 / Luis Filipe Russi ; orientador(a): Prof. Roddy Alexander Romero Antayhua, Dr. Eng.. -- Itajaí : 2026.

129 p.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação) - Instituto Federal de Santa Catarina, Campus Itajaí. Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica, Itajaí, 2026.

Inclui referências.

1. Comunicação acústica subaquática; modem acústico; M-FSK; ESP32; subamostragem; banco de filtros digitais. I. Eng., Prof. Roddy Alexander Romero Antayhua, Dr.. II. Instituto Federal de Santa Catarina, Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica. III. Título.

Luis Filipe Russi

ESTUDO EXPERIMENTAL DA COMUNICAÇÃO ACÚSTICA SUBAQUÁTICA EM AMBIENTE CONFINADO COM ESP32

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia
Elétrica do Instituto Federal de Santa Catarina
para obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia elétrica

Itajaí, 06 de Agosto de 2026.



Documento assinado digitalmente

RODDY ALEXANDER ROMERO ANTAYHUA

Data: 10/08/2026 18:46:25-0300

CPF: ***.069.960-**

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Dr. Eng. Roddy Alexander Romero Antayhua

Instituto Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente

ENIO DOS SANTOS SILVA

Data: 12/08/2026 13:52:55-0300

CPF: ***.778.252-**

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Me. Eng. Ênio dos Santos Silva

Instituto Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente

FABIO ALEXANDRE DE SOUZA

Data: 11/08/2026 16:06:55-0300

CPF: ***.349.549-**

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Dr. Eng. Fábio Alexandre de Souza

Instituto Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente

MAURO ANDRE PAGLIOSA

Data: 11/08/2026 18:57:43-0300

CPF: ***.878.760-**

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Dr. Eng. Mauro André Pagliosa

Instituto Federal de Santa Catarina

Dedicado à minha família.

RESUMO

A comunicação acústica subaquática, antes restrita a aplicações militares e industriais de grande porte, vem se expandindo para demandas civis, evidenciando a necessidade de soluções mais acessíveis, compactas e integráveis. Nesse contexto, propõe-se e avalia-se experimentalmente um protótipo de modem acústico subaquático com ESP32 e ESP32-S3, baseado em modulação M-FSK, transmissão ultrassônica e recepção por subamostragem. A metodologia experimental envolve a caracterização do conjunto transmissor-canal-receptor, a análise da resposta em frequência, a seleção das frequências de operação, a observação da reverberação e a validação preliminar da recuperação de símbolos. Os ensaios realizados em ambientes aquáticos controlados demonstram a viabilidade preliminar da arquitetura proposta para comunicação acústica em curta distância. Entretanto, os resultados também evidenciam limitações relevantes, como variações nas características elétricas dos transdutores, sensibilidade ao posicionamento, resposta espectral irregular e interferência intersimbólica causada pela reverberação. Dessa forma, o trabalho contribui para o estudo experimental de modems acústicos subaquáticos acessíveis, fornecendo uma base metodológica para futuras melhorias em hardware, processamento digital e validação em ambientes de maior escala.

Palavras-chave: comunicação acústica subaquática; modem acústico; M-FSK; ESP32; subamostragem; banco de filtros digitais.

ABSTRACT

Underwater acoustic communication, once largely restricted to military and large-scale industrial applications, is increasingly expanding toward civilian demands, highlighting the need for more accessible, compact, and easily integrable solutions. In this context, an underwater acoustic modem prototype based on ESP32 and ESP32-S3 is proposed and experimentally evaluated, employing M-FSK modulation, ultrasonic transmission, and undersampling-based reception. The experimental methodology involves the characterization of the transmitter-channel-receiver system, frequency-response analysis, selection of operating frequencies, observation of reverberation effects, and preliminary validation of symbol recovery. Tests conducted in controlled aquatic environments demonstrate the preliminary feasibility of the proposed architecture for short-range acoustic communication. However, the results also reveal relevant limitations, including variations in the electrical characteristics of the transducers, sensitivity to positioning, irregular spectral response, and intersymbol interference caused by reverberation. Thus, this work contributes to the experimental study of accessible underwater acoustic modems, providing a methodological basis for future improvements in hardware, digital signal processing, and validation in larger-scale environments.

Keywords: underwater acoustic communication; acoustic modem; M-FSK; ESP32; undersampling; digital filter bank.

LISTA DE IMAGENS

Imagem 1 – Comparação entre tecnologias de comunicação subaquática . . .	19
Imagem 2 – Comparação entre modems acústicos comerciais e desenvolvidos em pesquisas	20
Imagem 3 – Propagação por múltiplos caminhos em um canal acústico subaquático	31
Imagem 4 – Efeito das reflexões sobre o sinal acústico nos domínios do tempo e da frequência	32
Imagem 5 – Circuito equivalente eletromecânico do transdutor piezoelétrico . .	37
Imagem 6 – Representação da interferência intersimbólica causada pelo prolongamento temporal da resposta do canal	47
Imagem 7 – Transdutor ultrassônico do módulo JSN-SR04T	50
Imagem 8 – Placas de desenvolvimento ESP32 e ESP32-S3	51
Imagem 9 – Circuito de adequação do nível lógico de 3,3 V do ESP32 para a entrada do driver IR2111	56
Imagem 10 – Circuito de acionamento da meia ponte com driver IR2111 e alimentação por bootstrap	57
Imagem 11 – Banda física centrada em 40 kHz e sua representação após subamostragem com $F_s = 40,29$ kHz	60
Imagem 12 – Banda física centrada em 41 kHz e sua representação após subamostragem com $F_s = 40,29$ kHz	60
Imagem 13 – Banda física centrada em 46 kHz e sua representação após subamostragem com $F_s = 40,29$ kHz	61
Imagem 14 – Rede de sintonia indutiva conectada ao transdutor piezoelétrico .	62
Imagem 15 – Circuito completo do estágio de transmissão	63
Imagem 16 – Fluxograma da lógica de transmissão dos símbolos acústicos . . .	64
Imagem 17 – Circuito de condicionamento do estágio receptor	66
Imagem 18 – Fluxograma da lógica de recepção e identificação dos símbolos .	69
Imagem 19 – Estrutura fixa utilizada para o posicionamento do transdutor	71
Imagem 20 – Mecanismo móvel para ajuste vertical e rotacional do transdutor .	72
Imagem 21 – Leituras de capacitância dos transdutores piezoelétricos	77
Imagem 22 – Configuração experimental utilizada nos ensaios domésticos . . .	78
Imagem 23 – Configuração experimental utilizada nos ensaios no aquário . . .	79

Imagem 24 – Circuito completo do estágio de transmissão do protótipo.	80
Imagem 25 – Placa de circuito impresso do transmissor	81
Imagem 26 – Transiente elétrico do transmissor	82
Imagem 27 – Sinal sintonizado durante a troca de frequência	84
Imagem 28 – Configurações de posicionamento dos transdutores durante os ensaios	86
Imagem 29 – Circuito equivalente visto pelo transdutor no estágio de recepção.	88
Imagem 30 – Montagem experimental do circuito de recepção em placa de prototipagem	90
Imagem 31 – Diagrama simplificado da montagem experimental do circuito de recepção	91
Imagem 32 – Resposta em frequência do sistema em função da frequência de excitação e da razão obtida no recipiente menor	96
Imagem 33 – Ruído de canal no domínio do tempo no aquário	99
Imagem 34 – Caracterização estatística do ruído no aquário	100
Imagem 35 – Espectrograma do sinal - Aquário	102
Imagem 36 – Espectrograma do sinal adquirido na troca de frequência - Aquário	103
Imagem 37 – Espectrograma do sinal adquirido no recipiente menor	104
Imagem 38 – Análise da transição entre frequências no domínio tempo-frequência e no domínio do tempo no recipiente menor	105
Imagem 39 – Frequências selecionadas para a comunicação no aquário e resposta dos filtros digitais utilizados na demodulação	110
Imagem 40 – Energia normalizada em torno das frequências nominais dos filtros durante o ensaio no aquário	112
Imagem 41 – Distribuição da energia em torno das frequências nominais dos filtros durante o ensaio no aquário	113
Imagem 42 – Avaliação da relação sinal-ruído e das energias medidas na recepção dos símbolos FSK durante o ensaio no aquário	115
Imagem 43 – Seletividade do filtro digital comparada aos filtros vizinhos durante o ensaio no aquário	116
Imagem 44 – Estrutura do quadro de dados transmitido	118

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação de modems acústicos quanto à disponibilidade e unidade de processamento.	21
Tabela 2 – Velocidade longitudinal do som em líquidos representativos	29
Tabela 3 – Principais características do IR2111	52
Tabela 4 – Principais características do MOSFET IRF740	53
Tabela 5 – Principais características do OPA1612A	54
Tabela 6 – Frequências axiais fundamentais aproximadas dos ambientes de teste.	70
Tabela 7 – Faixa de 42 kHz a 56 kHz analisada para seleção das frequências de comunicação	108

LISTA DE QUADROS

- 1 – Síntese comparativa das famílias de modulação aplicadas à comunicação
acústica subaquática. 24

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

μ C	Microcontrolador.
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> – Conversor analógico-digital.
APSK	<i>Amplitude and Phase-Shift Keying</i> – Modulação por chaveamento de amplitude e fase.
ASK	<i>Amplitude-Shift Keying</i> – Modulação por chaveamento de amplitude.
BER	<i>Bit Error Rate</i> – Taxa de erro de bits.
BFSK	<i>Binary Frequency-Shift Keying</i> – Modulação binária por chaveamento de frequência.
BPSK	<i>Binary Phase-Shift Keying</i> – Modulação binária por chaveamento de fase.
BVD	<i>Butterworth-Van Dyke</i> – Modelo elétrico equivalente de transdutor piezo-elétrico.
CSS	<i>Chirp Spread Spectrum</i> – Espalhamento espectral por chirp.
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> – Conversor digital-analógico.
DIY	<i>Do It Yourself</i> – Faça você mesmo.
DMA	<i>Direct Memory Access</i> – Acesso direto à memória.
DPSK	<i>Differential Phase-Shift Keying</i> – Modulação diferencial por chaveamento de fase.
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> – Processador digital de sinais.
DSSS	<i>Direct-Sequence Spread Spectrum</i> – Espalhamento espectral por sequência direta.
Eb/N0	Energia por bit em relação à densidade espectral de ruído.
FEC	<i>Forward Error Correction</i> – Correção antecipada de erros.
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> – Transformada rápida de Fourier.
FH	<i>Frequency Hopping</i> – Salto em frequência.
FH-MFSK	<i>Frequency-Hopping M-ary Frequency-Shift Keying</i> – Modulação M-FSK com salto em frequência.
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> – Resposta ao impulso finita.
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i> – Arranjo de portas programável em campo.
FSK	<i>Frequency-Shift Keying</i> – Modulação por chaveamento de frequência.
GPIO	<i>General-Purpose Input/Output</i> – Entrada e saída de uso geral.
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i> – Resposta ao impulso infinita.
ISI	<i>Inter-Symbol Interference</i> – Interferência intersimbólica.

ISO	<i>International Organization for Standardization</i> – Organização Internacional de Normalização.
LC	Indutor-capacitor.
M-FSK	<i>M-ary Frequency-Shift Keying</i> – Modulação M-ária por chaveamento de frequência.
MCM	<i>Multicarrier Modulation</i> – Modulação multiportadora.
MOS	<i>M-ary Orthogonal Signalling</i> – Sinalização ortogonal M-ária.
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> – Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor.
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i> – Multiplexação por divisão de frequências ortogonais.
OOK	<i>On-Off Keying</i> – Modulação por chaveamento liga-desliga.
PC	<i>Personal Computer</i> – Computador pessoal.
PCI	Placa de circuito impresso.
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> – Malha de captura de fase.
PPM	<i>Pulse-Position Modulation</i> – Modulação por posição de pulso.
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i> – Modulação por chaveamento de fase.
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por largura de pulso.
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> – Modulação de amplitude em quadratura.
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i> – Modulação por chaveamento de fase em quadratura.
RF	<i>Radio Frequency</i> – Radiofrequência.
SCM	<i>Single-Carrier Modulation</i> – Modulação de portadora única.
SER	<i>Symbol Error Rate</i> – Taxa de erro de símbolos.
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> – Razão sinal-ruído.
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> – Interface periférica serial.
SS	<i>Spread Spectrum</i> – Espalhamento espectral.
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i> – Transmissor/receptor assíncrono universal.
USB	<i>Universal Serial Bus</i> – Barramento serial universal.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	JUSTIFICATIVA	17
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	17
1.3	OBJETIVO GERAL	18
1.4	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	18
1.5	REVISÃO DO ESTADO DA ARTE	19
1.5.1	Arquiteturas de Modems Subaquáticos	21
1.5.2	Modulação	23
1.5.3	Demodulação	25
1.6	ESTRUTURA DO TRABALHO	26
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	27
2.1	ONDA ACÚSTICAS	27
2.1.1	Formulação matemática da propagação sonora	28
2.1.2	Influência do meio na propagação sonora	28
2.2	CANAL ACÚSTICO SUBAQUÁTICO	29
2.2.1	Perdas na propagação acústica	30
2.2.2	Multipercurso e reverberação em ambientes confinados	30
2.2.2.1	<i>Cavidade acústica</i>	33
2.3	ONDAS ULTRASSÔNICAS	34
2.4	PRINCÍPIOS DE CONVERSÃO ELETROACÚSTICA	34
2.4.1	Efeito piezoelétrico	35
2.4.2	Formulação matemática	35
2.4.2.1	<i>Circuito equivalente</i>	36
2.5	PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS	38
2.5.1	Amostragem	38
2.5.2	Análise espectral	40
2.5.3	Filtros	41
2.5.4	Energia do sinal	42
2.6	SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO DIGITAL	43
2.6.1	Representação digital da informação	43
2.6.2	Canal	44
2.6.3	Transmissão	44
2.7	RECEPÇÃO	45
2.7.1	Métricas de desempenho do sistema de comunicação	46
2.7.1.1	<i>Razão sinal ruído</i>	46
2.7.1.2	<i>Interferência intersimbólica</i>	46
2.7.1.3	<i>Taxa de erro de símbolo</i>	47

3	METODOLOGIA	49
3.1	MATERIAIS E MÉTODOS PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO MODEM ACÚSTICO	49
3.1.1	Materiais - Circuito transmissor	51
3.1.2	Materiais - Circuito receptor	54
3.1.3	Circuito transmissor	55
3.1.4	Lógica de transmissão	63
3.1.5	Circuito Receptor	64
3.1.6	Lógica de recepção	66
3.2	CARACTERIZAÇÃO DO CONJUNTO DE COMUNICAÇÃO	69
3.3	PROCEDIMENTO AVALIAÇÃO E VALIDAÇÃO DO MODEM ACÚSTICO	73
3.4	FERRAMENTAS E INSTRUMENTOS	75
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	76
4.1	CIRCUITO TRANSMISSOR	79
4.1.1	Sintonia	79
4.1.2	Influência da razão cíclica	81
4.1.3	Potência média	82
4.1.4	Transiente elétrico	83
4.2	CIRCUITO RECEPTOR	84
4.2.1	Recepção e polarização	87
4.2.2	Isolamento e amplificação	88
4.2.3	Limitações e interferências observadas no receptor	91
4.3	SISTEMA DE GERENCIAMENTO DE TESTES E ENSAIOS	92
4.4	ENSAIO 1 - CARACTERIZAÇÃO DA RESPOSTA DO SISTEMA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA EM FUNÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA	93
4.4.1	Fluxo metodológico do ensaio 1	94
4.4.2	Comportamento observado do sistema	95
4.5	ENSAIO 2 - RUÍDO DE CANAL	97
4.5.1	Fluxo metodológico do ensaio 2	98
4.5.2	Resultados	98
4.6	ENSAIO 3 - REVERBERAÇÃO	101
4.6.1	Fluxo metodológico do ensaio 3	101
4.6.2	Resultados	102
4.7	ESCOLHA DAS FREQUÊNCIAS	106
4.8	DIMENSIONAMENTO DOS FILTROS DIGITAIS	108
4.9	ENSAIO 4 - SINTONIA DOS FILTROS	110
4.9.1	Fluxo metodológico do ensaio 4	110
4.9.2	Resultados	111

4.10	ENSAIO 5 - RELAÇÃO SINAL-RUÍDO	113
4.10.1	Fluxo metodológico do ensaio 5	114
4.10.2	Resultados	114
4.11	AVALIAÇÃO DA TAXA DE ERRO DE SÍMBOLO EM FUNÇÃO DE EB/N0	116
4.12	ENSAIO 6 - COMUNICAÇÃO DIGITAL	117
4.12.1	Lógica do transmissor	117
4.12.2	Lógica do receptor	118
4.12.3	Resultados	119
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	121
5.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	124
	REFERÊNCIAS	126

1 INTRODUÇÃO

A intensificação das atividades realizadas no ambiente oceânico tem ampliado a necessidade de tecnologias capazes de viabilizar a comunicação nesse meio. Nesse sentido, Chen *et al.* (2022, p. 1, tradução própria) afirmam que:

Com o aumento das atividades de exploração, exploração e utilização do oceano, existe uma grande demanda por tecnologias de comunicação no ambiente marinho, tanto em aplicações militares quanto civis, como na construção de redes de sensores subaquáticos, nas operações realizadas por mergulhadores e no emprego de veículos subaquáticos não tripulados (CHEN *et al.*, 2022, p. 1, tradução própria).

Entretanto, o ambiente subaquático apresenta características de propagação distintas das encontradas em sistemas terrestres. Nesse meio, os sinais eletromagnéticos sofrem elevada atenuação, o que restringe o alcance das tecnologias convencionais de radiofrequência, principalmente em comunicações realizadas a maiores distâncias (CAMPAGNARO; STEINMETZ; RENNEN, 2023; QU; LAI, 2024).

Diante dessa limitação, a comunicação acústica constitui uma das principais alternativas para a transmissão de informações em ambientes subaquáticos. Por apresentarem maior alcance nesse meio, os modems acústicos são empregados especialmente em aplicações nas quais a radiofrequência não oferece desempenho adequado (CAMPAGNARO; STEINMETZ; RENNEN, 2023; COCCOLO *et al.*, 2022).

Campagnaro, Steinmetz e Renner (2023) observam que muitos modems acústicos comerciais ainda possuem custo elevado e dimensões inadequadas para aplicações em redes subaquáticas com grande quantidade de nós. De forma semelhante, Renner, Heitmann e Steinmetz (2020) observam que soluções comerciais nem sempre são adequadas para microveículos subaquáticos, devido às restrições de tamanho.

Diante dessas limitações, uma estratégia observada na literatura para reduzir o custo dos modems acústicos subaquáticos consiste no uso de plataformas embarcadas de baixo custo. Nesse sentido, Chen *et al.* (2022) e Su *et al.* (2020) apresentam soluções baseadas em microcontroladores STM32, indicando que dispositivos programáveis de uso geral podem substituir soluções mais caras em aplicações experimentais e de menor escala. Essa abordagem é relevante para redes subaquáticas com múltiplos nós, nas quais custo, consumo e facilidade de integração tornam-se fatores críticos.

Ainda assim, a literatura indica que plataformas simples e de baixo custo continuam sendo relevantes para estudos experimentais em comunicação acústica subaquática, especialmente em ambientes controlados e de curta distância. Um exemplo é apresentado por Indriyanto e Edward (2018), que demonstra a viabilidade de uma solução ultrassônica baseada em FSK e transdutores impermeáveis de baixo custo, reforçando o interesse por arquiteturas acessíveis nesse tipo de aplicação.

1.1 JUSTIFICATIVA

A comunicação acústica subaquática não é uma tecnologia recente, tendo sido historicamente empregada em aplicações militares e *offshore*, conforme discutido por Campagnaro *et al.* (2023). Entretanto, a ampliação de aplicações civis, como redes de sensores subaquáticos, monitoramento ambiental e veículos submersos de pequeno porte, impõe novas exigências de custo, consumo energético, dimensões e facilidade de integração. Embora existam diversos modems acústicos comerciais, Chen *et al.* (2022) observam que muitos desses equipamentos ainda apresentam custo elevado e dimensões pouco adequadas para aplicações que exigem grande quantidade de nós. De forma semelhante, Campagnaro *et al.* (2023) destacam que, em alguns casos, o custo dos modems pode ser comparável ou até superior ao de pequenos veículos subaquáticos, tornando sua adoção um obstáculo para sistemas civis de menor escala.

De acordo com Campagnaro *et al.* (2023), uma aplicação civil relevante para redes de sensores subaquáticos está associada ao monitoramento ambiental e à previsão de enchentes. Nesse tipo de aplicação, os nós da rede não necessariamente exigem modems de alto desempenho, mas sim dispositivos simples, de baixo consumo e capazes de operar com pequenas baterias. Nessa mesma direção, Renner, Heitmann e Steinmetz (2020) discutem a importância de arquiteturas modulares, especialmente no contexto científico e experimental, em que o modem pode ser utilizado como plataforma de testes e análise. Além disso, Sherlock *et al.* (2022) avaliam um protótipo de modem miniaturizado, de baixo custo e baixo consumo, reforçando a tendência de desenvolvimento de soluções mais acessíveis para aplicações subaquáticas de menor escala.

Segundo Chen *et al.* (2022) e Su *et al.* (2020), soluções embarcadas para comunicação acústica subaquática têm explorado o uso de microcontroladores, como os da família STM32, como alternativa a plataformas de maior custo e consumo, como *Digital Signal Processors* (DSPs) e *Field-Programmable Gate Arrays* (FPGAs). Essa abordagem permite reduzir o custo do hardware e simplificar a integração do sistema, mantendo capacidade suficiente para aplicações experimentais e de menor escala. De forma complementar, Indriyanto e Edward (2018) demonstra que, em aplicações iniciais e de caráter *Do It Yourself* (DIY), isto é, de desenvolvimento e montagem próprios, também é possível realizar comunicação acústica utilizando módulos simples de modulação e demodulação associados à plataforma Arduino.

1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Diante da necessidade de soluções acessíveis para redes de sensores subaquáticos, o problema investigado neste trabalho resume-se à seguinte questão: É viá-

vel implementar e validar experimentalmente um protótipo de comunicação acústica digital utilizando microcontroladores comerciais de baixo custo (como o ESP32) e transdutores de pequeno porte em um ambiente aquático controlado?

1.3 OBJETIVO GERAL

Desenvolver e caracterizar experimentalmente um protótipo de modem acústico digital, composto por módulos independentes de transmissão e recepção baseados em ESP32, destinado à comunicação ultrassônica M-FSK em água, em curta distância e ambiente controlado, com transmissor e receptor mantidos em posição fixa.

1.4 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

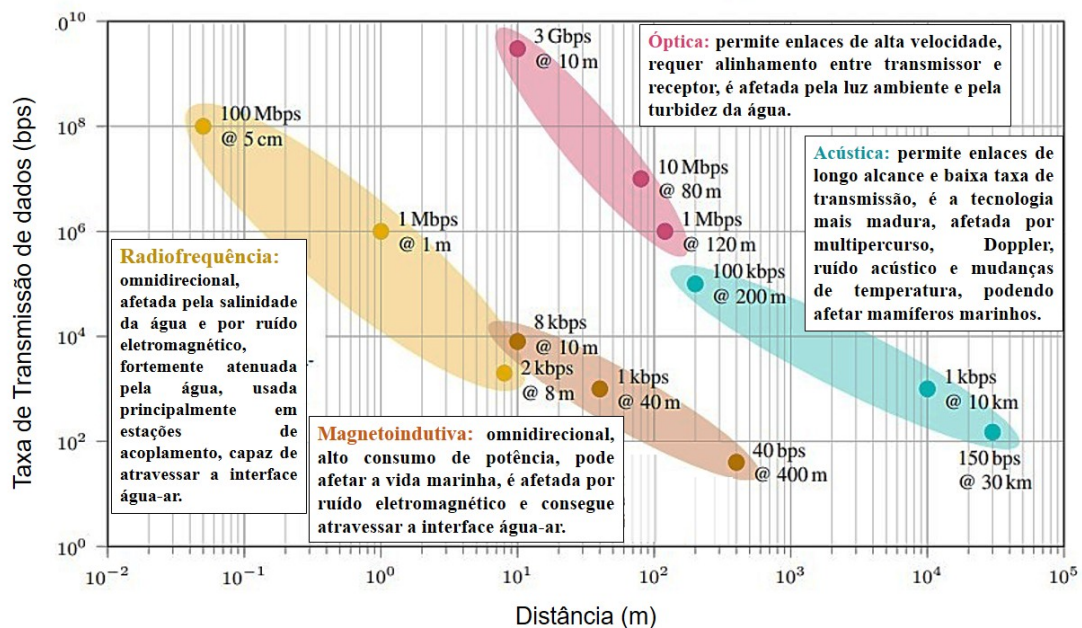
- a) Pesquisar e selecionar componentes eletrônicos e transdutores de baixo custo e disponíveis no mercado nacional para a implementação do modem acústico.
- b) Projetar e implementar circuitos de transmissão, amplificação, filtragem e recepção de sinais acústicos adequados ao sistema proposto.
- c) Desenvolver uma metodologia experimental para orientar as etapas de implementação, caracterização e avaliação do modem acústico, contemplando a análise do canal subaquático e do comportamento dos subsistemas de transmissão e recepção em ambiente controlado.
- d) Desenvolver algoritmos de modulação e demodulação digital compatíveis com as limitações de hardware e com as características do canal acústico subaquático.
- e) Realizar testes experimentais em ambiente controlado para caracterizar o desempenho do modem quanto ao alcance, à taxa de transmissão de dados e à robustez frente às perturbações do meio.
- f) Analisar as limitações e os desafios encontrados durante o desenvolvimento, propondo possíveis melhorias para trabalhos futuros.
- g) Documentar todas as etapas do projeto, desde a pesquisa inicial até a análise dos resultados experimentais, visando facilitar a reprodução e o aprimoramento da solução proposta por outros pesquisadores ou interessados.

1.5 REVISÃO DO ESTADO DA ARTE

As tecnologias de comunicação sem fio subaquática podem ser agrupadas em quatro abordagens principais: radiofrequência, indução magnética, comunicação óptica e comunicação acústica. A Imagem 1 apresenta uma comparação entre suas principais características de transmissão. Entre essas tecnologias, a radiofrequência apresenta fortes limitações no meio aquático, sobretudo em água salgada, devido à elevada atenuação das ondas eletromagnéticas. Embora o emprego de frequências muito baixas possa ampliar o alcance ou a profundidade de operação, essa alternativa é limitada pela baixa taxa de transmissão, pelo elevado consumo de energia e pela complexidade estrutural dos sistemas envolvidos (CAMPAGNARO; STEINMETZ; RENNER, 2023).

A comunicação por indução magnética, por sua vez, é mais adequada a enlaces de curta distância e baixa taxa de transmissão. Sua principal vantagem está na possibilidade de operar em transições entre água e ar, porém a potência envolvida pode representar uma preocupação ambiental. Já a comunicação óptica permite taxas de dados mais elevadas, sendo interessante para enlaces curtos de alta velocidade. Entretanto, seu desempenho depende fortemente da transparência da água, das condições do meio e do alinhamento entre transmissor e receptor. Por fim, a comunicação acústica pode apresentar menor taxa de dados, porém é a tecnologia mais utilizada para transmissões subaquáticas de longa distância (CAMPAGNARO; STEINMETZ; RENNER, 2023; CHEN *et al.*, 2022).

Imagem 1 – Comparação entre tecnologias de comunicação subaquática

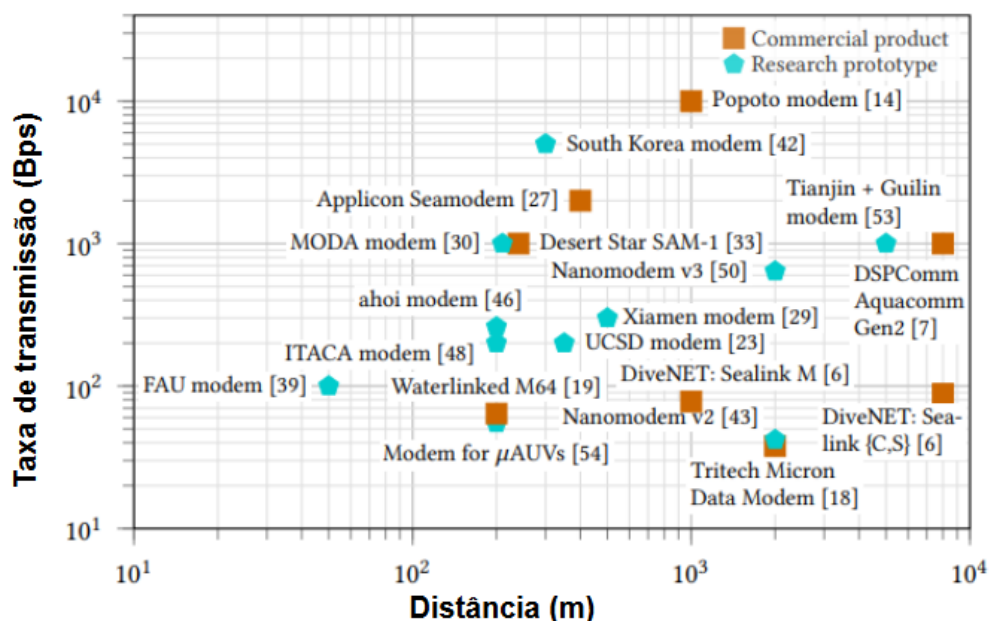


Fonte: Adaptado de Campagnaro, Steinmetz e Renner (2023).

Por sua vez, a Imagem 2, extraída de Campagnaro *et al.* (2023), apresenta uma comparação entre modems acústicos subaquáticos voltados a aplicações civis e de menor escala, considerando características como alcance, taxa de transmissão, faixa de frequência, modulação e custo. Nesse caso, o baixo custo não é tratado como uma característica isolada, mas como consequência dos compromissos assumidos no projeto, tais como menor alcance, menor potência, menor complexidade de hardware ou operação em ambientes menos severos. Diferentemente da Imagem 1, que compara tecnologias de comunicação subaquática em sentido amplo, a Imagem 2 restringe a análise a soluções acústicas concebidas para cenários em que simplicidade, custo e viabilidade prática são critérios relevantes.

Com base nesse recorte, observam-se algumas características típicas dos modems acústicos subaquáticos de baixo custo. As frequências de operação variam aproximadamente entre 5 kHz e 250 kHz, com alcances que vão de dezenas de metros até cerca de 8 km. As taxas de transmissão, por sua vez, variam de poucas dezenas de bits por segundo até aproximadamente 10 kbps. Entre as técnicas de modulação empregadas, destacam-se BFSK, MFSK, DSSS, PSK, CSS, PPM, MOS e OFDM. Em relação ao custo, os protótipos de pesquisa geralmente se situam na faixa de centenas até cerca de 1000 EUR, enquanto produtos comerciais podem atingir valores da ordem de 1500 a 3000 EUR, dependendo do modelo, da faixa de operação e da aplicação.

Imagem 2 – Comparação entre modems acústicos comerciais e desenvolvidos em pesquisas



Fonte: Adaptado de Campagnaro *et al.* (2023).

Ainda em relação às características dos modems acústicos, Renner, Heitmann

e Steinmetz (2020) mostram que soluções comerciais tendem a utilizar unidades de processamento mais robustas, como FPGAs e DSPs. Embora alguns protótipos de pesquisa também empreguem essas tecnologias, observa-se maior abertura para o uso de microcontroladores, principalmente em propostas de menor custo e maior flexibilidade. Na Tabela 1, são apresentados alguns exemplos de modems organizados de acordo com a unidade de processamento utilizada. Além disso, nota-se que a disponibilização de códigos abertos também aparece com frequência em trabalhos acadêmicos, favorecendo a reprodução, adaptação e evolução das soluções propostas.

Tabela 1 – Comparação de modems acústicos quanto à disponibilidade e unidade de processamento.

Nome	Disponibilidade / distribuição	Hardware
Dispositivos de pesquisa		
AHOI modem	código aberto / disponível para encomenda	μ C
WHOI Micromodem 2.0	código aberto / comercial	DSP
UWModem	código aberto	FPGA
ITACA modem	n.a.	μ C
Prototype	n.a.	Arduino + μ C
Prototype	projeto de protoboard	RasPi + μ C
Nanomodem	n.a.	n.a.
Prototype	n.a.	μ C
Prototype	baseado em software	PC + FPGA
Dispositivos Comerciais		
EvoLogics S2C 18/34	comercial	FPGA
EvoLogics S2C M HS	comercial	FPGA
Teledyne ATM-903	comercial	n.a.
Sonardyne Modem 6 Sub-Mini	comercial	n.a.
Appicon SeaModem	comercial	DSP
TriTech Micron Data Modem	comercial	n.a.
Blueprint Subsea X110	comercial	n.a.
Develogic HAM.BASE	comercial	DSP
DSPComm Aquacom Gen2	comercial	DSP

Fonte: Adaptado de Renner, Heitmann e Steinmetz (2020).

1.5.1 Arquiteturas de Modems Subaquáticos

Embora os modems acústicos subaquáticos apresentem diferentes níveis de complexidade, as arquiteturas descritas na literatura indicam uma organização funcional comum, formada por unidade de processamento, ramo de transmissão, ramo de recepção e elemento eletroacústico. Em uma representação geral, Coccolo *et al.* (2022) apresentam uma arquitetura na qual a unidade de processamento envia o sinal digital a um DAC, seguido por amplificação e excitação do projetor acústico; no sentido inverso, o sinal captado pelo hidrofone passa por pré-amplificação, conversão analógico-digital e retorna à unidade de processamento. De forma semelhante, porém em uma arqui-

tetura mais completa e reconfigurável, Zhu *et al.* (2023) apresentam uma unidade de comunicação composta por *backend* programável, ADC, DAC, pré-amplificador, amplificador de potência, rede de casamento e múltiplos hidrofones e transdutores. Assim, mesmo em sistemas com finalidades distintas, observa-se a mesma divisão funcional entre processamento, transmissão, recepção e conversão eletroacústica.

De forma mais simples, Lee, Jeon e Park (2014) apresentam um micro-modem de curta distância baseado em microcontrolador, amplificador, duplexador e transdutor, enquanto a recepção utiliza amplificação, filtragem e detector de envelope antes do retorno ao microcontrolador. Mesmo sem explicitar DAC e ADC como blocos separados, essa arquitetura mantém a mesma lógica funcional: gerar um sinal elétrico a partir dos dados digitais, excitar o transdutor, captar o sinal acústico recebido e recuperar a informação. Assim, os trabalhos indicam que a definição de modem acústico subaquático deve considerar o sistema completo de processamento, transmissão, recepção e conversão eletroacústica.

De forma semelhante, Indriyanto e Edward (2018) propõem um modem acústico ultrassônico baseado em modulação FSK, microcontrolador arduino com módulos de modulação e demodulação externos, amplificador e transdutores ultrassônicos JSN-SR04T. Nesse caso, a estrutura é mais simples e próxima de aplicações experimentais de baixo custo, mas mantém a mesma lógica funcional: o microcontrolador organiza os dados, o estágio de modulação gera o sinal associado aos bits, o amplificador adapta o nível elétrico de excitação e os transdutores realizam a conversão entre sinal elétrico e onda acústica propagada na água.

Em arquiteturas mais completas, essa organização é mantida, porém com maior detalhamento dos estágios de aquisição, geração e condicionamento de sinal. Su *et al.* (2020) apresentam um sistema embarcado baseado no STM32H743 dividido em módulo transmissor, módulo receptor e unidade de processamento. O módulo de transmissão inclui conversão digital-analógica, filtragem, atenuação programável, amplificador de potência e transdutor. Já o módulo de recepção inclui hidrofone, pré-amplificador de alta impedância, filtro/amplificador programável, conversor analógico-digital, comunicação *Serial Peripheral Interface* (SPI) e processamento por *Direct Memory Access* (DMA). Essa arquitetura mostra que, em sistemas mais robustos, o modem não se limita ao microcontrolador, mas inclui um *front-end* analógico dedicado para adequar o sinal transmitido e recebido.

Chen *et al.* (2022) também apresentam uma estrutura completa de micromodem acústico, combinando blocos de processamento digital e front-end analógico. No ramo de transmissão, os dados passam por fonte binária, entrelaçamento, codificação de canal, modulação, conversão digital-analógica, amplificação de potência, circuito de casamento de impedância e transdutor. No sentido inverso, o sinal recebido passa por transdutor, pré-amplificador, filtro passa-faixa, amplificador variável, conver-

são analógico-digital, sincronismo, demodulação, decodificação de canal e desentrelaçamento. Essa arquitetura evidencia que a função do modem envolve não apenas transmitir uma frequência acústica, mas organizar toda a cadeia de geração, transmissão, recepção e recuperação dos dados digitais.

Do ponto de vista da unidade de processamento, observa-se que os protótipos de modems acústicos subaquáticos de menor complexidade frequentemente adotam microcontroladores, embora não exista uma única plataforma padronizada. Lee, Jeon e Park (2014) utilizam um STM32F103 em um micro-modem para comunicação de curta distância, enquanto Indriyanto e Edward (2018) empregam a plataforma Arduino. Em arquiteturas embarcadas mais recentes, Su *et al.* (2020) utilizam o STM32H743 e Chen *et al.* (2022) empregam o STM32F767 como núcleo de processamento do micromodem. Assim, nota-se uma recorrência do uso de microcontroladores, especialmente da família STM32 em implementações mais integradas, devido ao baixo consumo, custo reduzido, disponibilidade de periféricos.

1.5.2 Modulação

A escolha da técnica de modulação constitui uma etapa fundamental no projeto de um modem acústico subaquático. Nesse sentido, Haziq *et al.* (2025) apresenta uma análise comparativa de diferentes técnicas, sintetizada no Quadro 1.

quadro 1 – Síntese comparativa das famílias de modulação aplicadas à comunicação acústica subaquática.

Família de modulação	Vantagens principais	Limitações	Aplicação típica
Portadora única (SCM)	Simplicidade de implementação, menor esforço computacional e boa eficiência energética.	Pode sofrer degradação em canais com multipercurso intenso, devido à interferência entre símbolos.	Enlaces curtos, sistemas embarcados simples e ambientes menos severos.
Multiportadora (MCM)	Melhor aproveitamento espectral e maior tolerância a canais seletivos em frequência.	Maior sensibilidade ao efeito Doppler e maior complexidade de sincronização.	Cenários com multipercurso significativo e necessidade de maior taxa de dados.
Espalhamento espectral (SS)	Maior robustez contra interferências e menor probabilidade de interceptação.	Exige maior largura de banda e sincronismo mais rigoroso entre transmissor e receptor.	Aplicações que priorizam robustez, segurança ou operação em ambiente ruidoso.
Híbridas e adaptativas	Permitem ajustar a comunicação às condições do canal, combinando vantagens de diferentes técnicas.	Elevam a complexidade de processamento e o consumo energético.	Sistemas mais avançados, com adaptação dinâmica ao canal acústico.

Fonte: Adaptado de Haziq *et al.* (2025).

De forma geral, a escolha da modulação depende do compromisso entre taxa de transmissão, robustez, alcance, consumo energético e complexidade de implementação. Assim, técnicas mais simples podem ser suficientes para enlaces curtos e sistemas de baixo custo, enquanto estratégias multiportadoras, híbridas ou adaptativas tendem a ser mais adequadas quando o canal apresenta maior variabilidade ou quando há necessidade de maior desempenho (HAZIQ *et al.*, 2025).

Os trabalhos analisados na subseção anterior indicam a recorrência de técnicas baseadas em FSK. Indriyanto e Edward (2018) empregam FSK binário, enquanto Chen *et al.* (2022) utilizam FH-MFSK, combinando M-FSK com salto de frequência, codificação e entrelaçamento. Por sua vez, Su *et al.* (2020) apresentam esquemas baseados em FSK de portadora única e FSK multiportadora, além de OFDM. Dessa forma, a FSK e suas variações aparecem como soluções recorrentes em modems acústicos subaquáticos, especialmente quando se busca simplicidade e robustez em enlaces de baixa taxa de transmissão, com valores médios da ordem de 700bit/s. Nesse contexto, a modulação por chaveamento de frequência, em suas formas FSK e M-FSK, representa uma alternativa adequada para estudos iniciais e para aplicações que priorizam

a robustez em detrimento de taxas elevadas de transmissão.

Isso não significa, entretanto, que outras técnicas de modulação não possam ser avaliadas. Coccolo *et al.* (2022), por exemplo, realizou testes em tanque comparando diferentes modulações digitais, incluindo OOK, BPSK, ASK2, DPSK2, QPSK, QAM, APSK e PSK de maior ordem, além de diferentes esquemas de correção de erro FEC. Os resultados de Coccolo *et al.* (2022) mostram que, no ambiente de tanque, esquemas de modulação com menor complexidade apresentaram desempenho mais estável na recepção dos pacotes. Já as modulações com maior eficiência espectral tiveram maior dificuldade de operação, indicando que o aumento da taxa de dados pode comprometer a robustez do enlace. Também se observa que a codificação FEC contribui para melhorar a recepção em alguns casos, mas seu efeito não é uniforme, pois depende da modulação adotada e das condições instantâneas do canal acústico.

1.5.3 Demodulação

A demodulação em modems acústicos subaquáticos pode ser compreendida como um conjunto de etapas responsáveis por transformar o sinal acústico recebido em uma estimativa dos dados digitais transmitidos. Em arquiteturas mais simples, Lee, Jeon e Park (2014) apresentam uma abordagem de baixa complexidade, na qual o sinal recebido passa por amplificação e filtragem, sendo posteriormente demodulado de forma analógica por meio de um circuito detector de envelope, antes do retorno ao microcontrolador.

De forma semelhante, Indriyanto e Edward (2018) empregam modulação FSK binária, porém a etapa de demodulação não é detalhada em nível de algoritmo, aparentando estar associada ao módulo de modem FSK utilizado no sistema. Em Sánchez *et al.* (2012), a recuperação da informação é realizada por uma estrutura baseada em PLL, na qual a frequência do sinal recebido é rastreada para identificar o símbolo transmitido.

Em sistemas com maior capacidade de processamento digital, Chen *et al.* (2022) e Su *et al.* (2020) empregam análise espectral no processo de recepção. Em Chen *et al.* (2022), a FFT é utilizada na sincronização do quadro, seguida pelo processo de *dehopping* e pela demodulação FSK/MFSK. Em Su *et al.* (2020), a FFT segmentada é empregada para detectar o sinal de sincronização. Assim, nesses trabalhos, a FFT aparece principalmente como recurso de sincronização e detecção espectral, enquanto a demodulação dos dados é realizada conforme o esquema de modulação adotado. Por fim, Sherlock *et al.* (2022) utilizam subamostragem para ajustar a banda do sinal recebido e reduzir o custo computacional, sendo a decisão dos símbolos realizada por correlação com códigos e escolha do maior valor de correlação.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho está organizado em cinco capítulos. O primeiro capítulo apresenta a introdução, a justificativa, os objetivos e a organização geral da pesquisa, contextualizando a importância do desenvolvimento de uma solução de comunicação acústica subaquática de baixo custo.

O segundo capítulo apresenta a fundamentação teórica, abordando os conceitos necessários para o desenvolvimento do trabalho, incluindo comunicação acústica subaquática, transdutores piezoelétricos, modulação FSK, amostragem, aliasing e processamento digital de sinais.

O terceiro capítulo descreve a metodologia adotada, apresentando os materiais utilizados, os circuitos desenvolvidos, os ambientes de teste, os procedimentos experimentais e os critérios empregados para aquisição e análise dos sinais.

O quarto capítulo apresenta os resultados e discussões, reunindo as análises obtidas a partir dos ensaios realizados, como a resposta do sistema, os efeitos de reverberação, o comportamento do canal acústico e o desempenho da comunicação.

Por fim, o quinto capítulo apresenta as considerações finais, destacando as principais conclusões do trabalho, suas limitações e as propostas de trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 ONDA ACÚSTICAS

A acústica é utilizada como base para descrever a geração, a propagação e a recepção de perturbações sonoras em meios materiais, incluindo situações em que o fenômeno não está restrito à percepção auditiva humana. Nesse contexto, o termo som não se limita apenas às ondas percebidas pela audição humana no ar, mas também abrange perturbações mecânicas governadas por princípios físicos semelhantes em outros meios materiais (PIERCE, 1981).

Ondas mecânicas necessitam de um meio físico para existir. Diferentemente das ondas eletromagnéticas, que podem se propagar no vácuo, esse tipo de onda depende da interação entre as partículas do meio. As ondas sonoras pertencem a essa categoria e podem se propagar em gases, líquidos e sólidos (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 1996). No caso do som, ocorre pela formação de pequenas regiões de compressão e rarefação no meio material. Nessas regiões, as partículas oscilam em torno de suas posições de equilíbrio, produzindo variações locais de pressão que se deslocam pelo meio (ROSSING; MOORE; WHEELER, 2014).

Além da necessidade de um meio físico, as ondas mecânicas podem ser diferenciadas pela forma como as partículas do meio oscilam durante a propagação. Nas ondas transversais, essa oscilação ocorre perpendicularmente à direção de propagação. Nas ondas longitudinais, ocorre paralelamente a essa direção. O som em fluidos se enquadra como onda longitudinal, pois se propaga por compressões e rarefações sucessivas do meio (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 1996).

As ondas sonoras podem ser descritas por grandezas fundamentais que permitem representar seu comportamento no espaço e no tempo. Entre essas grandezas, destacam-se:

- **Amplitude:** corresponde ao valor máximo da perturbação em relação à condição de equilíbrio, estando associada à intensidade da variação de pressão no meio;
- **Frequência:** indica o número de oscilações por unidade de tempo, sendo expressa em hertz (Hz);
- **Comprimento de onda:** representa a distância entre dois pontos consecutivos que se encontram na mesma condição de fase, como duas regiões sucessivas de compressão ou rarefação.

Em ondas senoidais, essas grandezas estão diretamente relacionadas à velocidade de propagação da onda no meio, conforme Halliday, Resnick e Walker (1996)

a relação entre comprimento de onda, velocidade de propagação e frequência é dada por:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1)$$

em que λ é o comprimento de onda, c é a velocidade de propagação no meio e f é a frequência. Para uma mesma velocidade de propagação, frequências maiores resultam em menores comprimentos de onda (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 1996).

2.1.1 Formulação matemática da propagação sonora

A propagação sonora em fluidos pode ser descrita como a propagação de pequenas perturbações de pressão e densidade em torno de uma condição de equilíbrio. Para pequenas variações acústicas, a pressão e a densidade podem ser representadas por $p = p_0 + p'$ e $\rho = \rho_0 + \rho'$, em que p' e ρ' correspondem às perturbações acústicas no meio (PIERCE, 1981).

A partir da linearização das equações de conservação de massa e quantidade de movimento para um fluido ideal, obtém-se a equação da onda acústica:

$$\nabla^2 p' = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p'}{\partial t^2} \quad (2)$$

em que p' representa a perturbação de pressão e c é a velocidade de propagação do som no meio. Essa equação mostra que o som pode ser interpretado como uma variação de pressão que se propaga no espaço e no tempo, sendo sua velocidade determinada pelas propriedades físicas do meio (PIERCE, 1981).

2.1.2 Influência do meio na propagação sonora

A velocidade de propagação sonora depende das propriedades do meio. Em fluidos, essa relação pode ser expressa por:

$$c = \sqrt{\frac{B}{\rho_0}} \quad (3)$$

sendo B o módulo volumétrico do meio e ρ_0 sua densidade média. Assim, meios com diferentes propriedades mecânicas apresentam diferentes velocidades de propagação sonora. Essa dependência é relevante para este trabalho, pois a comunicação proposta ocorre em meio aquático, no qual a velocidade do som é significativamente maior que no ar (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 1996).

Como demonstrado, a velocidade do som depende das propriedades físicas do meio, diferentes materiais apresentam respostas acústicas distintas. Essa diferença é relevante para este trabalho, pois a propagação em água ocorre em condições diferentes da propagação no ar. Conforme apresentado por Cheeke (2002), valores típicos da velocidade do som em alguns meios são mostrados na Tabela ??.

Tabela 2 – Velocidade longitudinal do som em líquidos representativos

Líquido	V_L (km/s)
Acetona	1,17
Argônio líquido (87 K)	0,84
Metanol	1,10
Gálio (30 K)	2,87
Glicerina	1,92
Hélio líquido (2 K)	0,228
Mercúrio	1,45
Nitrogênio líquido (77 K)	0,86
Óleo de silicone	1,35
Água do mar	1,53
Água (20 °C)	1,48

Fonte: Adaptado de *Fundamentals and Applications of Ultrasonic Waves*.

Em comparação com o ar, no qual a velocidade do som é aproximadamente 0,343km/s, a água apresenta propriedades físicas que modificam de forma significativa a propagação sonora. Devido à sua maior densidade e menor compressibilidade, o som se propaga no meio aquático com velocidade superior à observada em gases. Consequentemente, para uma mesma frequência, o comprimento de onda na água é maior do que no ar, o que altera a relação entre a onda emitida, o meio de propagação e as dimensões do ambiente experimental (LURTON, 2010).

2.2 CANAL ACÚSTICO SUBAQUÁTICO

O canal acústico pode ser entendido como o meio pelo qual uma perturbação sonora se propaga entre uma fonte e um receptor. Durante esse percurso, o sinal recebido pode diferir do sinal emitido, pois a propagação é influenciada pelas propriedades do meio e pelas condições físicas do ambiente. Em sistemas subaquáticos, esses efeitos incluem perdas de energia, ruído, reflexões e variações espaciais ou temporais do meio de propagação (STOJANOVIC, 1999).

2.2.1 Perdas na propagação acústica

Além da velocidade de propagação, o meio também influencia a atenuação da onda acústica. Embora a formulação ideal da propagação sonora considere um meio sem perdas, na prática parte da energia associada à perturbação é dissipada durante o percurso, reduzindo a amplitude do sinal recebido.(PIERCE, 1981).

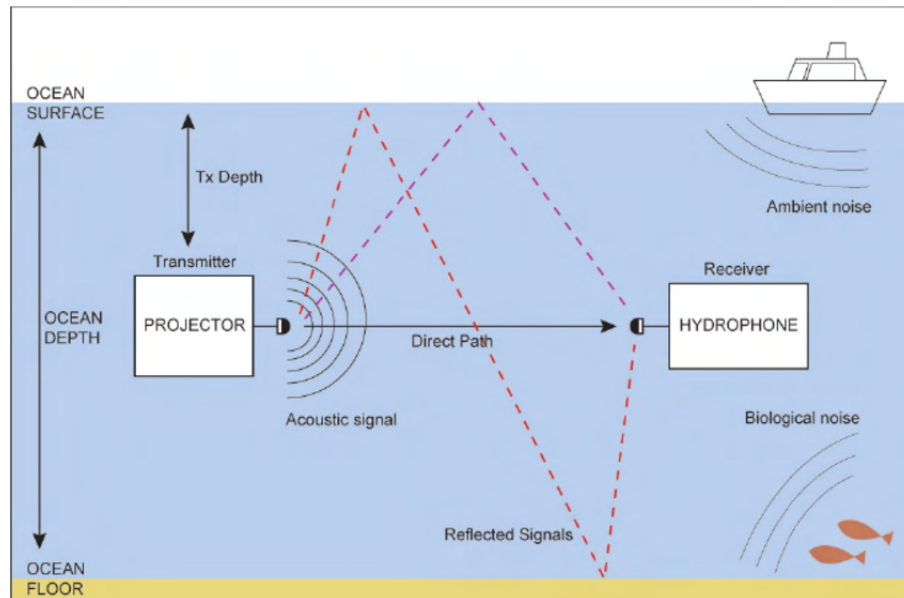
Essa atenuação pode estar associada a mecanismos físicos como viscosidade, condução térmica e processos de relaxação molecular. Durante a propagação sonora, as regiões de compressão e rarefação produzem variações locais de pressão, densidade e temperatura. Como o meio não responde de forma perfeitamente reversível, parte da energia acústica é convertida em outras formas de energia, contribuindo para a redução progressiva da intensidade da onda (PIERCE, 1981).

Outro mecanismo a ser destacado é o espalhamento geométrico, que ocorre quando a energia acústica emitida se distribui em uma região cada vez maior à medida que se afasta da fonte. Como consequência, a intensidade acústica tende a diminuir com o aumento da distância entre transmissor e receptor (LURTON, 2010).

2.2.2 Multipercurso e reverberação em ambientes confinados

A propagação por múltiplos caminhos, ou *multipath*, ocorre quando o sinal acústico transmitido alcança o receptor por mais de uma trajetória, como ilustrado na Imagem 3. No mar, a propagação acústica ocorre em um meio geralmente delimitado pela superfície livre e pelo fundo. Essas fronteiras podem refletir parte da energia sonora, fazendo com que, além da componente associada ao percurso direto, o sinal recebido contenha contribuições provenientes de trajetórias refletidas (LURTON, 2010). Em sistemas de comunicação acústica subaquática, essas componentes podem chegar ao receptor em instantes diferentes, favorecendo interferências e dificultando a detecção dos símbolos (STOJANOVIC, 1999).

Imagem 3 – Propagação por múltiplos caminhos em um canal acústico subaquático

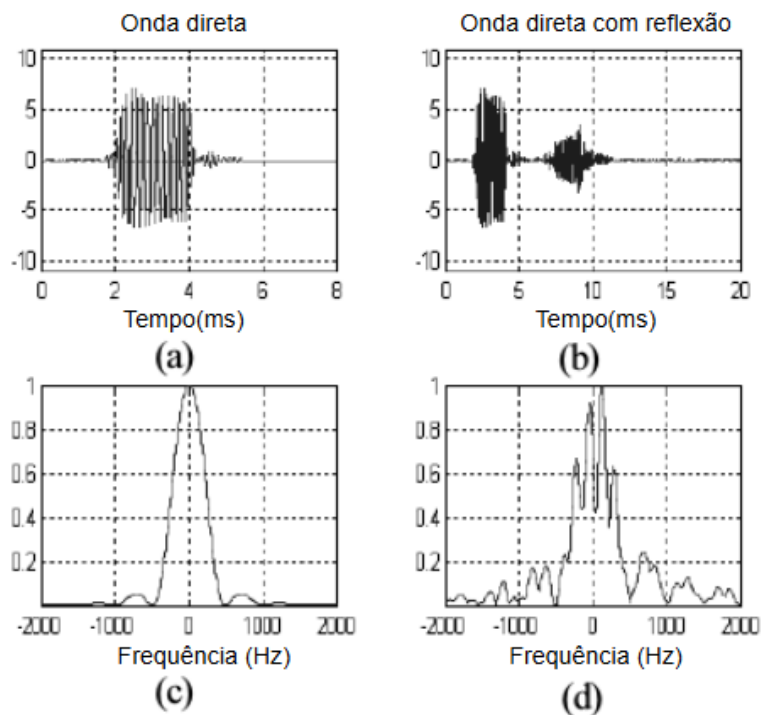


Fonte: Al-Aboosi *et al.* (2017).

Em sistemas digitais de comunicação acústica subaquática, o multipercurso pode prejudicar a recepção porque diferentes contribuições do sinal podem chegar em momentos distintos. Quando esse espalhamento temporal se torna significativo em relação ao tempo de símbolo, a energia de um símbolo pode permanecer presente durante a recepção do símbolo seguinte, dificultando a decisão correta no receptor (STOJANOVIC, 1999).

Na parte esquerda da Imagem 4, é apresentada a onda direta no domínio do tempo e sua correspondente representação no domínio da frequência. Já na parte direita, observa-se o sinal resultante da soma entre a onda direta e as ondas refletidas. Comparativamente, as reflexões provocam o prolongamento temporal do sinal e introduzem irregularidades em sua resposta em frequência, evidenciando os efeitos do multipercurso sobre a recepção. Esse efeito é particularmente relevante em tanques e recipientes de pequenas dimensões.

Imagem 4 – Efeito das reflexões sobre o sinal acústico nos domínios do tempo e da frequência



Fonte: Seo *et al.* (2013).

Em Meneghello *et al.* (2016), nos experimentos realizados com uma câmara acústica de baixo custo, observou-se que o multipercurso produzido pelas reflexões nas fronteiras do tanque pode comprometer a estabilidade dos enlaces entre modems acústicos. Também foi observado que essas reflexões podem provocar interferências intra e intersimbólicas, evidenciando a influência direta do ambiente experimental na qualidade da comunicação.

Nesse sentido, embora os ensaios em tanque permitam validar preliminarmente o funcionamento do sistema em meio aquático, esse tipo de ambiente não reproduz integralmente a dinâmica de um canal acústico em campo aberto ou no mar. Os próprios autores ressaltam que experimentos laboratoriais em tanques aproximam a validação das condições reais, mas não reproduzem os longos atrasos de propagação presentes em cenários naturais. Além disso, tanques pequenos introduzem forte multipercurso devido às reflexões nas fronteiras do recipiente, tornando sua resposta particular e, em alguns casos, mais severa do que aquela observada em ambientes abertos (MENEGHELLO *et al.*, 2016).

A reverberação é considerada como a permanência de energia acústica no ambiente por um intervalo de tempo após a emissão do sinal. Esse efeito ocorre porque parte da energia sonora continua sendo refletida pelas fronteiras do meio antes de se dissipar. Em uma comunicação digital, essa permanência pode fazer com que a

energia de um símbolo ainda esteja presente durante a recepção do símbolo seguinte, dificultando a decisão no receptor (PIERCE, 1981; STOJANOVIC, 1999). Em recipientes e tanques pequenos, esse comportamento é especialmente relevante, pois as paredes e demais condições de contorno influenciam a resposta transitória do campo acústico interno (NOVAK; BRUNEAU; LOTTON, 2018).

2.2.2.1 Caverna acústica

Uma caverna acústica pode ser compreendida como uma região limitada por fronteiras físicas, na qual a propagação sonora passa a depender não apenas das propriedades do meio, mas também da geometria do volume confinado. Nessas condições, as reflexões nas superfícies do ambiente podem favorecer a formação de padrões espaciais de pressão acústica, associados a ondas estacionárias e modos acústicos (KINSLER *et al.*, 2000; PIERCE, 1981).

Em tanques pequenos preenchidos com líquido, o campo acústico pode ser influenciado pelas dimensões internas do recipiente e pelas condições de contorno associadas às paredes, ao fundo e à superfície livre. Dessa forma, o tanque não deve ser tratado apenas como um suporte experimental neutro, pois sua geometria e suas fronteiras podem modificar a distribuição de pressão acústica, favorecer reflexões e alterar a resposta observada no receptor (NOVAK; BRUNEAU; LOTTON, 2018).

Para uma caverna retangular, as frequências modais podem ser estimadas a partir das dimensões internas do recipiente e da velocidade do som no meio. De forma aproximada, essas frequências são dadas por:

$$f_{mnp} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_y}\right)^2 + \left(\frac{p}{L_z}\right)^2} \quad (4)$$

em que c é a velocidade do som no meio, L_x , L_y e L_z são as dimensões internas da caverna, com m , n e p sendo inteiros associados aos modos espaciais. Essa relação permite estimar frequências em que o recipiente pode apresentar maior resposta acústica, auxiliando na interpretação de picos e vales observados experimentalmente na resposta em frequência (NOVAK; BRUNEAU; LOTTON, 2018).

Em ambientes confinados, a resposta acústica pode variar de forma significativa com a frequência. Algumas frequências podem produzir maior nível de sinal no ponto de medição, enquanto outras podem resultar em menor amplitude recebida. Essas regiões de maior e menor resposta podem estar relacionadas à excitação de modos acústicos, à geometria do volume confinado, às condições de contorno e à posição relativa entre transmissor e receptor. Assim, os picos e vales observados em uma varredura em frequência indicam que o ambiente de teste também participa da resposta medida, não sendo possível atribuir o sinal recebido apenas às características

dos transdutores ou do circuito eletrônico (KINSLER *et al.*, 2000; NOVAK; BRUNEAU; LOTTON, 2018).

2.3 ONDAS ULTRASSÔNICAS

As ondas sonoras podem ser classificadas de acordo com sua frequência em relação à faixa audível humana. Perturbações com frequências inferiores ao limite de audição são denominadas infrassons, enquanto aquelas com frequências superiores ao limite audível são classificadas como ultrassons. Embora não sejam percebidas diretamente pelo ouvido humano, essas perturbações também são tratadas como som, pois correspondem a ondas mecânicas (PIERCE, 1981).

No caso do ultrassom, considera-se geralmente a faixa de frequências acima de 20kHz. Sua natureza física é a mesma do som audível, diferindo principalmente pela frequência de operação. Assim, em meios fluidos, o ultrassom se propaga por meio de variações de pressão e densidade no meio material, permitindo sua aplicação em sistemas de detecção, medição e comunicação acústica (CHEEKE, 2002).

Como o comprimento de onda depende da razão entre a velocidade de propagação e a frequência, sinais ultrassônicos apresentam menores comprimentos de onda do que sinais acústicos de menor frequência quando se propagam no mesmo meio. Essa característica, associada ao uso de transdutores piezoelétricos e à possibilidade de operação em faixas superiores à audível, contribui para a aplicação do ultrassom em sistemas de medição, inspeção, sensoramento e comunicação acústica de curta distância (CHEEKE, 2002).

2.4 PRINCÍPIOS DE CONVERSÃO ELETROACÚSTICA

Em sistemas acústicos, a conversão entre sinais elétricos e ondas sonoras não ocorre diretamente, mas por meio de um elemento capaz de transformar energia entre diferentes domínios físicos. Esse elemento é o transdutor, definido como “Um dispositivo que converte uma forma de energia em outra forma de energia” Butler (2018, p. 4, tradução própria). Dessa forma, no contexto eletroacústico, o transdutor atua como o componente responsável pela conversão entre o domínio elétrico e o domínio acústico. No contexto subaquático, essa definição se particulariza para os transdutores hidroacústicos:

Transdutores hidroacústicos são dispositivos que convertem sinais elétricos em sinais acústicos ou sinais acústicos em sinais elétricos, sendo dispositivos acústicos que transmitem e recebem ondas sonoras de baixo d'água. Um transdutor que converte um sinal elétrico em um sinal acústico para irradiar ondas sonoras na água é chamado de transdutor transmissor. Já um transdutor que converte um sinal acústico em um sinal elétrico para receber um sinal acústico na água é chamado de trans-

ductor receptor, também frequentemente denominado hidrofone(QIN *et al.*, 2025, p. 3, tradução própria).

Como o transdutor é definido pela conversão de energia entre diferentes domínios físicos, sua implementação pode ocorrer por diferentes princípios de transdução. Em sistemas acústicos subaquáticos, Bobber (1970) apresenta exemplos baseados em transdução piezoelétrica, magnetostriativa e eletrodinâmica, esta última associada a dispositivos de bobina móvel. Nesse contexto, os materiais piezoelétricos apresentam uso consolidado em transdutores acústicos subaquáticos, uma vez que “materiais piezoelétricos têm sido usados em transdutores acústicos subaquáticos há quase um século” (LI; DENG; CARLSON, , p. 37, tradução própria). Além disso, em aplicações de geração sonora subaquática, as cerâmicas piezoelétricas possuem destaque, pois “cerâmicas piezoelétricas são o material mais comumente utilizado para gerar som subaquático” (SHAMS; XU, 2023, p. 13, tradução própria).

2.4.1 Efeito piezoelétrico

O efeito piezoelétrico pode ocorrer em dois sentidos de conversão. No efeito piezoelétrico direto, uma solicitação mecânica aplicada a determinados materiais produz uma resposta elétrica. Nesse processo, a deformação do material altera a distribuição interna de cargas, gerando polarização elétrica e o aparecimento de cargas em suas superfícies. Assim, uma ação mecânica aplicada ao elemento pode ser convertida em uma grandeza elétrica mensurável, princípio utilizado em sensores e receptores piezoelétricos (VIVES, 2008).

No efeito piezoelétrico inverso, o processo ocorre no sentido oposto, pois a aplicação de um campo elétrico ao material produz uma deformação mecânica. Quando a excitação elétrica varia no tempo, essa deformação também se torna variável, podendo gerar vibrações mecânicas e transferi-las ao meio na forma de ondas acústicas. Por essa razão, materiais piezoelétricos são adequados para transdutores ultrassônicos, permitindo tanto a emissão de ondas sonoras por excitação elétrica quanto a recepção dessas ondas pela conversão da pressão acústica incidente em sinal elétrico (VIVES, 2008).

2.4.2 Formulação matemática

Em baixos níveis de campo elétrico e tensão mecânica, os materiais piezoelétricos podem ser descritos por relações aproximadamente lineares. De forma simplificada, o efeito piezoelétrico direto relaciona a tensão mecânica aplicada ao material com a polarização elétrica gerada:

$$P_{pe} = dT \quad (5)$$

em que (P_{pe}) representa a polarização piezoelétrica, (d) é o coeficiente piezoelétrico e (T) é a tensão mecânica aplicada. Essa relação está associada ao modo de recepção, no qual a pressão acústica incidente gera uma resposta elétrica no material (DAHIYA; VALLE, 2013).

De forma complementar, o efeito piezoelétrico inverso relaciona o campo elétrico aplicado ao material com a deformação mecânica produzida:

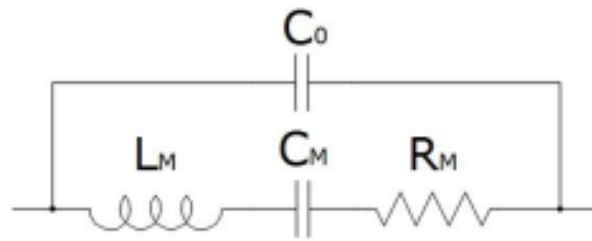
$$S_{pe} = dE \quad (6)$$

em que (S_{pe}) representa a deformação mecânica e (E) é o campo elétrico aplicado. Essa relação está associada ao modo de transmissão, no qual a excitação elétrica provoca deformação no transdutor e gera vibração mecânica no meio. Essas expressões representam apenas uma forma simplificada do acoplamento eletromecânico. O comportamento de transdutores reais depende também de fatores como geometria, capacitância, ressonância, perdas e acoplamento com o meio, aspectos discutidos posteriormente por meio do modelo eletromecânico do transdutor (DAHIYA; VALLE, 2013).

2.4.2.1 Circuito equivalente

A caracterização elétrica de transdutores piezoelétricos pode ser realizada por meio de circuitos equivalentes, nos quais o comportamento observado nos terminais do dispositivo é representado por elementos elétricos concentrados. Essa abordagem permite analisar a resposta em frequência e a impedância do transdutor sem descrever diretamente todos os fenômenos físicos internos envolvidos no processo de transdução (CHEEKE, 2002). Para transdutores ultrassônicos operando próximos à frequência de ressonância, uma representação usual é o modelo Butterworth–Van Dyke (BVD), apresentado na Imagem 5. Esse modelo é composto por uma capacitância em paralelo com um ramo série que representa o comportamento ressonante do transdutor (GARCIA-RODRIGUEZ *et al.*, 2010).

Imagem 5 – Circuito equivalente eletromecânico do transdutor piezoelétrico



Fonte: Attolini (2021).

No modelo BVD, a capacitância C_0 representa a capacitância intrínseca do elemento piezoelétrico, enquanto o ramo série formado por R_m , L_m e C_m representa a parte mecânica do transdutor. Nesse ramo, R_m está relacionado às perdas mecânicas e de radiação, ao passo que L_m e C_m modelam o comportamento ressonante equivalente do dispositivo (GARCIA-RODRIGUEZ *et al.*, 2010).

A resposta elétrica do transdutor piezoelétrico, representada pelo circuito equivalente, apresenta regiões características de ressonância e antirressonância. Na frequência de ressonância série, a impedância elétrica tende a apresentar um valor mínimo, enquanto na frequência de antirressonância, associada à interação entre o ramo motional e a capacitância estática do modelo, a impedância tende a atingir um valor máximo (BUTLER, 2018).

Como a impedância do transdutor piezoelétrico depende da frequência e pode apresentar componente reativa significativa, a conexão direta entre o estágio de excitação e o transdutor nem sempre garante a transferência eficiente de potência. Nesse contexto, a adaptação de impedância torna-se necessária para reduzir o descasamento entre a fonte e a carga, limitar a potência refletida e melhorar o aproveitamento da energia entregue ao transdutor. Essa limitação é destacada por An *et al.* (2014, p. 6829, tradução própria):

Assim como nos transdutores de faixa estreita, a impedância equivalente dos transdutores de banda larga também é capacitiva. Na maioria dos casos, a fonte de excitação e o transdutor estão descasados em impedância. Se nenhuma rede elétrica de casamento de impedância for adotada, a potência refletida pelo transdutor reduzirá a eficiência da fonte e, com o agravamento da condição, poderá até causar danos permanentes aos componentes.

Uma forma de realizar essa adaptação é por meio da inserção de elementos reativos. Redes do tipo LC podem ser empregadas para ajustar a resposta elétrica do conjunto em torno da frequência de operação, compensando parcialmente a compo-

nente capacitiva do elemento piezoelétrico e favorecendo a transferência de energia entre o estágio de excitação e o transdutor (GARCIA-RODRIGUEZ *et al.*, 2010).

2.5 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

O processamento digital de sinais parte da própria definição de sinal como uma grandeza física variável. Nesse sentido, “um sinal é definido como qualquer grandeza física que varia com o tempo, espaço ou qualquer outra variável independente” (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996, p. 2, tradução própria). A partir dessa definição, sinais físicos como tensão elétrica, pressão acústica ou intensidade sonora podem ser descritos matematicamente e submetidos a operações de análise, transformação e filtragem no domínio do tempo discreto, essa representação passa a ocorrer de forma numérica, pois “os sinais são representados por sequências de números de precisão finita, e o processamento é implementado usando computação digital” (OPPENHEIM; SCHAFER, 1989, p. 2, tradução própria). Dessa forma, o processamento digital permite que o sinal adquirido seja tratado por operações, algoritmos, possibilitando diversas análises, com destaque para análise no domínio da frequência.

2.5.1 Amostragem

A amostragem periódica estabelece uma relação direta entre o sinal contínuo e sua representação discreta. Nesse processo, “o intervalo de tempo T entre amostras sucessivas é chamado de período de amostragem” (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996, p. 23, tradução própria). Assim, um sinal analógico $x_a(t)$, quando amostrado a cada T segundos, pode ser representado pela sequência discreta

$$x[n] = x_a(nT) \quad (7)$$

em que n é o índice discreto das amostras. A frequência de amostragem é definida pelo inverso do período de amostragem, isto é,

$$F_s = \frac{1}{T} \quad (8)$$

Porém, há outras formas de amostrar um sinal analógico. Para sinais passa-banda, pode-se utilizar a amostragem passa-banda, também tratada neste trabalho como uma forma de subamostragem. Nessa abordagem, o sinal de interesse, mesmo estando centrado em uma frequência diferente de zero, é amostrado de modo que sua banda seja transladada para uma faixa inferior no domínio discreto, desde que não ocorra sobreposição espectral indesejada (LYONS, 2011).

Segundo Lyons (2011), “a amostragem passa-banda realiza a digitalização e a translação de frequência em um único processo, frequentemente chamado de translação por amostragem” (LYONS, 2011, p. 35, tradução própria). Dessa forma, a amostragem passa-banda permite interpretar sinais localizados em faixas superiores de frequência por meio de suas frequências aparentes no domínio discreto.

Como critério para a amostragem passa-banda, Lyons (2011) apresenta a seguinte condição para a escolha da frequência de amostragem:

$$\frac{2f_c - B}{m} \geq f_s \geq \frac{2f_c + B}{m + 1} \quad (9)$$

em que f_c é a frequência central do sinal, B é sua largura de banda, f_s é a frequência de amostragem e m é um número inteiro associado à zona de amostragem. Essa relação define os intervalos de f_s que permitem deslocar o sinal passa-banda para uma frequência aparente no domínio discreto sem sobreposição espectral (LYONS, 2011).

A amostragem passa-banda pode produzir inversão espectral, dependendo da zona de amostragem utilizada. Nessa condição, a ordem das componentes de frequência no espectro discreto pode aparecer invertida em relação ao espectro analógico original. Outro aspecto relevante é a limitação prática associada ao ruído, pois a razão sinal-ruído do sinal digitalizado pode ser degradada nesse tipo de amostragem (LYONS, 2011). Assim, embora a técnica permita reduzir a taxa de amostragem e deslocar o sinal para uma frequência aparente, sua aplicação exige atenção à orientação espectral e à influência do ruído.

Nessa perspectiva, o *aliasing* é um fenômeno que decorre da ambiguidade em representar senoides no tempo discreto, característica associada à amostragem periódica de sinais. Como frequências discretas separadas por múltiplos de 2π produzem a mesma sequência de amostras, duas frequências analógicas distintas podem ser interpretadas como uma única frequência após a amostragem. Assim, quando o sinal não é adequadamente limitado em banda ou quando a frequência de amostragem não é escolhida de forma apropriada, uma componente de maior frequência pode aparecer no domínio discreto como uma componente de menor frequência, produzindo ambiguidade ou mascaramento espectral (LATHI, 2008). Por esse motivo, em sistemas de aquisição convencionais, o *aliasing* é geralmente indesejado, pois pode ocultar a verdadeira origem das componentes espectrais e levar a interpretações incorretas sobre o conteúdo em frequência do sinal amostrado.

Entretanto, na amostragem passa-banda, esse mesmo efeito pode ser explorado de forma controlada. Nesse caso, a frequência de amostragem é escolhida de modo que a banda de interesse do sinal analógico seja deslocada para uma faixa inferior no domínio discreto, sem que ocorra sobreposição indesejada entre as compo-

nentes espectrais (LYONS, 2011). Assim, embora o aliasing seja normalmente tratado como um problema em sistemas de aquisição, ele pode ser utilizado como mecanismo de translação espectral quando aplicado sob critérios adequados de amostragem, aquisição e condicionamento do sinal analógico.

2.5.2 Análise espectral

A representação espectral de uma sequência discreta pode ser realizada por meio da Transformada Discreta de Fourier, ou DFT. Essa transformada permite converter uma sequência finita no domínio do tempo em uma representação discreta no domínio da frequência, sendo empregada em análise espectral e filtragem digital (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996). Sua forma geral é dada por

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

Nessa expressão, $x[n]$ representa a sequência temporal, $X[k]$ representa a sequência no domínio da frequência, N é o número de amostras analisadas e k é o índice discreto de frequência. Como o cálculo direto da DFT pode exigir elevado custo computacional, sua implementação prática é geralmente realizada por algoritmos de Transformada Rápida de Fourier (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996).

A resolução espectral da DFT está relacionada ao número de pontos utilizados no cálculo. Para uma mesma frequência de amostragem, aumentar N reduz o espaçamento entre os pontos avaliados no domínio da frequência, tornando a representação espectral mais detalhada. Assim, componentes próximas podem ser analisadas com uma malha de frequência mais fina, embora o aumento de pontos por preenchimento com zeros não acrescente nova informação ao sinal original (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996).

$$\Delta f = \frac{F_s}{N} \quad (11)$$

Na representação espectral obtida pela DFT, cada ponto calculado no domínio da frequência pode ser entendido como uma amostra espectral. Lyons observa que esses pontos são frequentemente chamados de *bins*, termo usado para indicar cada posição discreta de frequência produzida pela DFT (LYONS, 2011). Assim, o número de pontos N define também a quantidade de *bins* disponíveis para representar o espectro do sinal.

2.5.3 Filtros

Uma definição direta de filtro digital é apresentada por Lyons (2011, p. 780), ao caracterizá-lo como um processo computacional aplicado a sequências discretas:

Filtro digital é um processo computacional, ou algoritmo, que transforma uma sequência discreta de números, correspondente à entrada, em outra sequência discreta de números, correspondente à saída, com espectro no domínio da frequência modificado. A filtragem digital pode ocorrer na forma de uma rotina de software operando sobre dados armazenados na memória de um computador ou pode ser implementada com hardware dedicado (LYONS, 2011, p. 780, tradução própria).

Assim, diferentemente de uma estrutura analógica baseada diretamente em componentes físicos, o filtro digital pode ser entendido como uma operação algorítmica aplicada a amostras discretas, cujo objetivo é modificar o conteúdo espectral do sinal.

Deste modo o projeto de um filtro digital parte da definição das características espectrais que se deseja obter na saída. Essas características incluem a faixa de frequências que deve ser preservada, a região que deve ser atenuada, a largura da banda de transição, os níveis admissíveis de ondulação e rejeição, além da ordem do filtro necessária para atender a essas restrições (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996).

Os filtros digitais podem ser organizados de acordo com a duração de sua resposta ao impulso. Nessa classificação, destacam-se os filtros FIR, de resposta ao impulso finita, e os filtros IIR, de resposta ao impulso infinita, distinção associada principalmente à presença ou não de realimentação na estrutura do filtro (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996; LYONS, 2011).

Nos filtros FIR, o cálculo da saída é realizado pela combinação ponderada da amostra atual e de amostras anteriores do sinal de entrada. Como não há realimentação, a resposta ao impulso se encerra após um número finito de amostras. Para um filtro FIR de ordem M , tem-se

$$y[n] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k]. \quad (12)$$

Já nos filtros IIR, a saída é calculada considerando tanto amostras da entrada quanto valores anteriores da própria saída, o que caracteriza uma estrutura recursiva. Uma representação geral dessa classe de filtros é dada por

$$y[n] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k] - \sum_{k=1}^N a_k y[n-k]. \quad (13)$$

Em aplicações embarcadas, a escolha do filtro também deve considerar o custo computacional. Embora filtros FIR sejam indicados quando a fase linear é requisito, filtros IIR podem ser preferidos quando essa condição não é crítica, pois permitem obter respostas seletivas utilizando menos coeficientes, menos memória e menor esforço de processamento (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996).

2.5.4 Energia do sinal

No processamento digital de sinais, a energia constitui uma grandeza importante para avaliar a contribuição das amostras de um sinal discreto. Essa energia pode ser calculada no domínio do tempo pela soma dos valores quadráticos das amostras ou, de forma equivalente, no domínio da frequência, por meio do módulo quadrático de sua representação espectral (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996).

Para um sinal discreto ($x[n]$), a energia no domínio do tempo é definida como a soma do módulo quadrático de todas as suas amostras, dada por

$$E_x = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]|^2. \quad (14)$$

Quando o sinal é analisado em um intervalo finito de (N) amostras, essa definição pode ser escrita como

$$E_x = \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2. \quad (15)$$

No domínio da frequência, a energia pode ser relacionada ao espectro do sinal por meio do teorema de Parseval. Para a transformada de Fourier de tempo discreto, essa relação é expressa por

$$E_x = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(e^{j\omega})|^2 d\omega. \quad (16)$$

De modo análogo, para um bloco finito analisado pela DFT, considerando a definição sem normalização na transformada direta, a energia pode ser obtida por

$$E_x = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X[k]|^2. \quad (17)$$

Assim, enquanto a energia no domínio do tempo é calculada diretamente a partir das amostras do sinal, no domínio da frequência ela é obtida a partir do módulo quadrático dos coeficientes espectrais. Essa equivalência entre as representações no tempo e na frequência é estabelecida pelo teorema de Parseval (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996).

2.6 SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO DIGITAL

Um sistema de comunicação pode ser entendido como o conjunto de etapas responsáveis por levar informação de uma fonte até um ou mais destinos. Para que essa transmissão ocorra, a informação deve ser convertida em um sinal físico, ou forma de onda, capaz de se propagar pelo meio utilizado. Entre o transmissor e o receptor encontra-se o canal de comunicação, que define o caminho percorrido pelo sinal e pode alterar suas características devido à presença de ruídos, interferências, atenuação e outras limitações do meio. Dessa forma, um sistema de comunicação envolve a representação da informação, sua transmissão pelo canal e sua recuperação no destino (COUCH, 2013; PROAKIS; SALEHI, 2008).

A partir dessa estrutura geral, os sistemas de comunicação podem operar com diferentes formas de representação da informação. Quando a informação é tratada digitalmente, a mensagem deixa de ser descrita por uma variação contínua e passa a ser organizada por valores discretos, normalmente associados a símbolos ou bits. Essa representação permite que o transmissor processe a mensagem em etapas, preparando-a para o envio pelo canal e para a posterior reconstrução no receptor (COUCH, 2013; PROAKIS; SALEHI, 2008).

2.6.1 Representação digital da informação

No contexto digital, a menor unidade de representação da informação é o bit, que pode assumir apenas dois estados possíveis, usualmente associados aos valores 0 e 1. A partir da combinação de múltiplos bits, torna-se possível representar símbolos, números, caracteres ou comandos. Um byte, por sua vez, corresponde a um conjunto de oito bits, sendo frequentemente utilizado como unidade básica para organizar dados digitais em sistemas computacionais e de comunicação. Dessa forma, mensagens digitais podem ser estruturadas como sequências de bits ou bytes, permitindo que a informação seja processada, codificada e transmitida pelo sistema de comunicação (PROAKIS; SALEHI, 2008).

Em comunicação digital, um símbolo corresponde a uma unidade de informação transmitida durante um intervalo de sinalização. Esse símbolo pode representar um único bit ou um conjunto de bits, dependendo da técnica de modulação empregada. Em sistemas binários, cada símbolo está associado a uma entre duas possibilidades, enquanto, em sistemas M-ários, cada símbolo pode representar uma entre M formas de onda possíveis. A quantidade de bits representada por símbolo é dada pela Equação 18.

$$n = \log_2(M) \quad (18)$$

O intervalo de tempo destinado à transmissão de cada símbolo é denominado tempo de símbolo, representado por T_s . A taxa de símbolos, também chamada de frequência de símbolos ou baud rate, é definida como o inverso desse intervalo, isto é:

$$R_s = \frac{1}{T_s} \quad (19)$$

Dessa forma, R_s indica quantos símbolos são transmitidos por segundo. Quando cada símbolo representa mais de um bit, a taxa de bits pode ser maior que a taxa de símbolos, pois cada intervalo de sinalização transporta um grupo de bits (PROAKIS; SALEHI, 2008; SKLAR, 2001).

2.6.2 Canal

O canal de comunicação corresponde ao meio físico pelo qual o sinal se propaga entre o transmissor e o receptor. Esse meio pode assumir diferentes formas, como cabos, fibras ópticas, espaço livre ou meios acústicos, dependendo da aplicação do sistema. Durante a propagação, o canal pode modificar o sinal transmitido, introduzindo efeitos como atenuação, ruído, interferências, distorções e múltiplos percursos. Por esse motivo, as características do canal influenciam diretamente a forma como o sinal deve ser preparado no transmissor e recuperado no receptor (PROAKIS; SALEHI, 2008; COUCH, 2013).

2.6.3 Transmissão

A transmissão pode ser entendida como a etapa em que a informação, já representada por um sinal físico, é enviada do transmissor ao receptor por meio de um canal de comunicação. Nesse percurso, o sinal deixa o circuito transmissor e se propaga pelo meio disponível, podendo sofrer atenuação, ruído, interferências e distorções impostas pelo canal. Assim, transmitir não significa apenas deslocar a informação entre dois pontos, mas fazer com que ela seja representada por um sinal capaz de atravessar o meio físico e ainda permitir sua recuperação no receptor. A partir dessa necessidade surge a modulação, responsável por adaptar a informação ao formato de sinal mais apropriado para a transmissão (PROAKIS; SALEHI, 2008).

A modulação torna-se necessária porque os bits, por si só, representam apenas uma organização lógica da informação. Para que essa informação possa atravessar um canal físico, ela precisa ser convertida em um sinal realizável no meio de transmissão. Em muitos sistemas, essa conversão ocorre por meio de uma portadora, isto é, uma forma de onda utilizada como suporte para transportar a mensagem. Desse modo, o modulador relaciona a sequência digital a alterações nessa forma de onda,

permitindo que os dados sejam transmitidos dentro das condições impostas pelo canal, como faixa de frequência disponível, largura de banda, potência e presença de ruído (PROAKIS; SALEHI, 2008; COUCH, 2013).

Essa adaptação da informação ao sinal transmitido pode ser realizada de diferentes maneiras, dependendo do parâmetro da forma de onda utilizado para representar os símbolos. Em termos gerais, a mensagem pode ser associada a variações de amplitude, frequência ou fase do sinal portador. Nos sistemas digitais, essa ideia dá origem a técnicas como ASK, FSK e PSK, nas quais os símbolos digitais são representados, respectivamente, por mudanças na amplitude, na frequência ou na fase do sinal. Também existem esquemas que combinam mais de um parâmetro, como a modulação em amplitude em quadratura, utilizada para aumentar a quantidade de informação transmitida por símbolo (PROAKIS; SALEHI, 2008; COUCH, 2013).

2.7 RECEPÇÃO

Na recepção, o sinal proveniente do canal é captado e processado com o objetivo de recuperar a informação transmitida. Como a propagação pelo meio pode alterar a forma de onda enviada, o receptor trabalha com um sinal que já não apresenta necessariamente as mesmas características do sinal gerado no transmissor. Por isso, a recepção envolve etapas de condicionamento, demodulação e decisão, nas quais o sinal recebido é analisado para estimar os símbolos ou bits transmitidos. Dessa forma, o receptor realiza o processo complementar ao transmissor, buscando reconstruir a informação a partir do sinal disponível na saída do canal (PROAKIS; SALEHI, 2008; COUCH, 2013).

O processo de recuperação da informação a partir do sinal recebido é denominado demodulação. Essa etapa pode ser realizada de forma coerente ou não coerente, dependendo da maneira como o receptor utiliza a referência da portadora. Na demodulação coerente, o receptor emprega uma referência sincronizada para comparar o sinal recebido com as formas de onda esperadas, o que pode melhorar o desempenho, mas aumenta a complexidade do sistema. Já na demodulação não coerente, a recuperação dos símbolos não depende diretamente da fase da portadora, podendo ser realizada a partir de grandezas como envelope, potência ou energia em determinadas componentes do sinal. Essa abordagem simplifica a implementação do receptor, embora possa apresentar desempenho inferior em relação à detecção coerente em determinadas condições de ruído (PROAKIS; SALEHI, 2008; COUCH, 2013).

2.7.1 Métricas de desempenho do sistema de comunicação

2.7.1.1 Razão sinal ruído

Uma das métricas utilizadas para avaliar a qualidade de um sistema de comunicação é a razão sinal-ruído, usualmente representada por *signal-to-noise ratio* (SNR). Essa grandeza expressa a relação entre a potência associada ao sinal de interesse e a potência associada ao ruído presente no sistema. Assim, valores maiores de SNR indicam que o sinal recebido se destaca com maior intensidade em relação às perturbações, favorecendo a recuperação correta da informação. Por outro lado, quando a potência do ruído se aproxima da potência do sinal, a distinção entre os símbolos recebidos torna-se mais difícil, aumentando a probabilidade de erro no processo de demodulação.

A relação sinal-ruído pode ser definida como a razão entre a potência do sinal de interesse e a potência do ruído presente no sistema. Matematicamente, essa relação pode ser expressa por:

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{P_n} \quad (20)$$

em que P_s representa a potência do sinal e P_n representa a potência do ruído. Como essa razão pode assumir valores muito elevados ou muito pequenos, é comum expressá-la em decibéis, conforme:

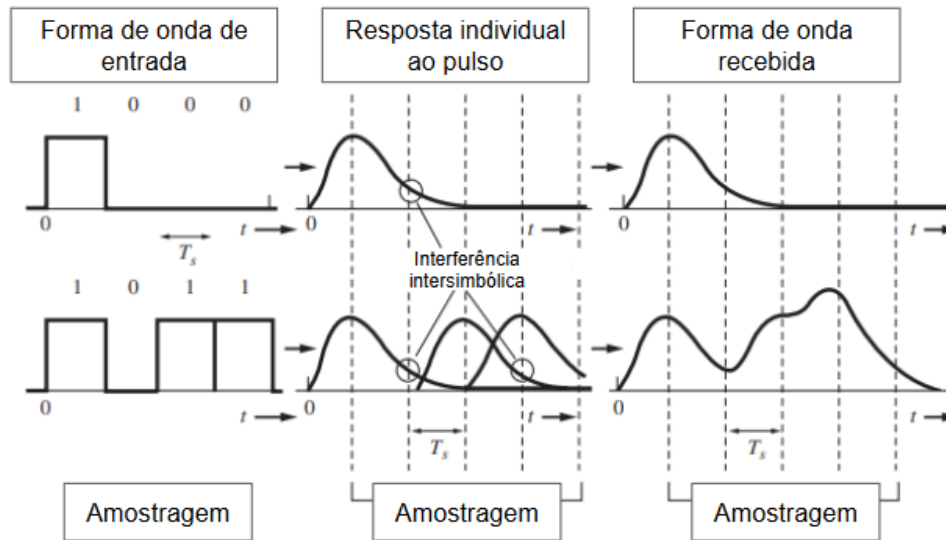
$$\text{SNR (dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_n} \right) \quad (21)$$

Dessa forma, a SNR fornece uma indicação quantitativa da predominância do sinal útil em relação ao ruído, sendo uma métrica importante para avaliar as condições de recepção e a confiabilidade da demodulação (COUCH, 2013).

2.7.1.2 Interferência intersimbólica

Embora a relação sinal-ruído forneça uma medida importante da relação entre o sinal útil e o ruído, ela não descreve completamente todos os efeitos que podem comprometer a decisão do receptor. Em sistemas de comunicação digital, especialmente em canais com memória temporal, o símbolo recebido pode ser afetado não apenas pelo ruído, mas também pela energia residual de símbolos transmitidos anteriormente, fenômeno denominado interferência intersimbólica (COUCH, 2013). A Imagem 6 ilustra esse efeito, evidenciando a sobreposição temporal entre símbolos consecutivos.

Imagem 6 – Representação da interferência intersimbólica causada pelo prolongamento temporal da resposta do canal



Fonte: Adaptado de Couch (2013).

A interferência intersimbólica ocorre quando a resposta do canal a um símbolo se prolonga além do seu intervalo de duração, sobrepondo-se aos símbolos seguintes. A Imagem 6 ilustra esse efeito. Na parte superior, observa-se uma situação em que a resposta individual ao pulso decai antes de interferir significativamente no próximo intervalo de símbolo. Já na parte inferior, a resposta temporal do canal é mais longa, fazendo com que as contribuições de diferentes símbolos se somem no sinal recebido. Como consequência, nos instantes de amostragem do receptor, o valor observado não depende apenas do símbolo atual, mas também dos símbolos anteriores (COUCH, 2013).

2.7.1.3 Taxa de erro de símbolo

Diante da interferência intersimbólica, outra métrica importante para avaliar o desempenho de um sistema de comunicação digital é a taxa de erro de símbolo, ou SER. Essa grandeza indica a proporção de símbolos recebidos que foram estimados de forma incorreta pelo receptor em relação ao total de símbolos transmitidos. Assim, enquanto a SNR avalia a qualidade do sinal recebido em relação ao ruído, a SER avalia diretamente o efeito dessas limitações sobre a decisão realizada pelo demodulador. Matematicamente, a taxa de erro de símbolo pode ser expressa por:

$$SER = \frac{N_s(\text{erro})}{N_s(\text{total})} \quad (22)$$

em que $N_s(\text{erro})$ representa o número de símbolos detectados incorretamente e $N_s(\text{total})$ representa o número total de símbolos transmitidos. Quanto menor o valor

de SER, maior é a capacidade do sistema de recuperar corretamente os símbolos enviados pelo canal (PROAKIS; SALEHI, 2008).

3 METODOLOGIA

O protótipo de modem acústico subaquático foi organizado em dois subsistemas independentes, dedicados à transmissão e à recepção dos sinais acústicos. Para isso, foram utilizados dois microcontroladores, sendo um responsável pela geração dos sinais transmitidos e outro pela aquisição e identificação dos símbolos recebidos. Essa separação permitiu controlar de forma independente o intervalo de emissão e o intervalo de análise, facilitando a definição do tempo de símbolo e o ajuste das rotinas de transmissão e recepção.

A aquisição de dados foi realizada por subamostragem, tratada como uma aplicação da amostragem passa-banda descrita por Lyons (2011), uma vez que ambas exploram o aliasing para transladar componentes de alta frequência para uma faixa inferior.

Para a representação da informação, adotou-se a modulação M-FSK, na qual cada símbolo é associado a uma frequência distinta. Essa escolha foi motivada pela ampla utilização dessa técnica nos trabalhos analisados na revisão do estado da arte, especialmente em protótipos de modems acústicos subaquáticos de baixa complexidade. Mais especificamente, foi utilizada a modulação 16-FSK, permitindo representar quatro bits por símbolo, conforme a Equação 18.

A partir dessa organização, o desenvolvimento do trabalho foi dividido em três etapas principais: desenvolvimento do protótipo, contemplando o projeto do *Hardware* e a implementação dos *firmwares* de transmissão e recepção; caracterização do conjunto de comunicação; e, por fim, validação experimental do modem. Nas seções seguintes, são apresentados os procedimentos e métodos adotados em cada uma dessas etapas.

3.1 MATERIAIS E MÉTODOS PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO MODEM ACÚSTICO

O desenvolvimento do protótipo foi orientado pelas características eletroacústicas do transdutor ultrassônico do módulo DIY JSN-SR04T, empregado como elemento ativo tanto no transmissor quanto no receptor. Embora originalmente desenvolvido para sistemas de medição de distância, esse componente consiste em uma sonda piezo-elétrica protegida contra umidade, com frequência nominal de operação próxima de 40 kHz e capacitância intrínseca de aproximadamente 2,2 nF. Neste trabalho, sua função foi realizar a conversão eletroacústica, transformando os sinais elétricos aplicados pelo circuito transmissor em ondas acústicas propagadas no meio aquático e, no sentido inverso, convertendo as ondas recebidas em sinais elétricos para processamento no receptor.

Imagem 7 – Transdutor ultrassônico do módulo JSN-SR04T



Fonte: Indriyanto e Edward (2018).

Outro fator que impactou no projeto de desenvolvimento do protótipo foi a utilização dos microcontroladores ESP32 e ESP32-S3, ambos voltados a aplicações embarcadas e capazes de reunir processamento em tempo real, múltiplos periféricos e recursos de comunicação em uma única plataforma. Esses dispositivos permitem a execução concorrente, por meio de dois núcleos de processamento e disponibilizam interfaces como ADC, PWM, SPI, I2C e UART, facilitando a integração entre os estágios de geração, aquisição e processamento dos sinais.

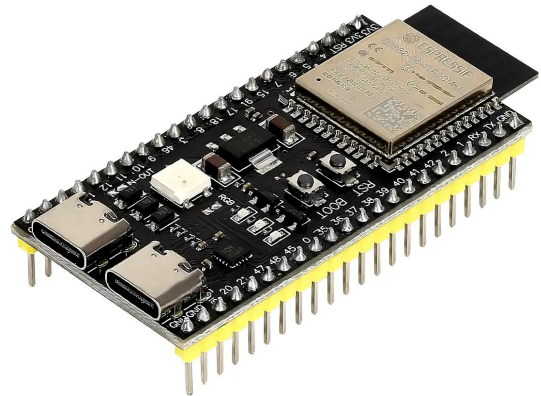
Do ponto de vista do processamento digital, o ESP32-S3 apresenta maior potencial para aplicações com elevada demanda computacional, incluindo recursos de aceleração voltados ao processamento de sinais e a redes neurais. Além disso, dispõe de suporte à transferência de dados por DMA, permitindo que as amostras adquiridas pelo ADC sejam encaminhadas diretamente à memória. Esse recurso reduz a ocupação dos núcleos durante a aquisição contínua e preserva capacidade computacional para o armazenamento temporário, a filtragem digital e a análise dos sinais.

A partir dessas considerações, foram avaliadas as limitações práticas do ESP32-S3 quanto à frequência de amostragem durante a aquisição contínua. Essa aquisição foi implementada por meio da função `analogContinuous`, disponibilizada pelo pacote de suporte ao ESP32 na Arduino IDE. Embora valores superiores pudessem ser configurados pelo parâmetro `FS_HZ`, adotou-se 40,290 kHz como frequência operacional do receptor, pois foi o limite observado. Esse valor orientou a escolha das frequências transmitidas, o dimensionamento dos filtros digitais, a análise de aliasing e a definição dos blocos de processamento, considerando-se inicialmente a recepção de um sinal senoidal puro.

Imagem 8 – Placas de desenvolvimento ESP32 e ESP32-S3



(a) ESP32



(b) ESP32-S3

Fonte: Espressif Systems (2026).

Nesse contexto, a faixa de ressonância do transdutor, associada aos recursos e às limitações dos microcontroladores ESP32 e ESP32-S3, condicionou a definição da arquitetura do protótipo. Essas características orientaram a adoção da subamostragem, a seleção das frequências de transmissão, o método de geração dos sinais, a sintonia do circuito de acionamento e os procedimentos de aquisição e processamento empregados no receptor. Desse modo, buscou-se compatibilizar a resposta eletroacústica da sonda com as capacidades de geração, amostragem e processamento do sistema embarcado.

3.1.1 Materiais - Circuito transmissor

- Driver meia ponte IR2111: É um driver de meia ponte para acionamento de MOSFETs ou IGBTs, possuindo saídas independentes para o lado alto (high-side) e lado baixo (low-side). O circuito utiliza tecnologia HVIC/CMOS, permite operação com estágio flutuante por bootstrap e é indicado para aplicações de chaveamento em conversores, inversores e pontes de potência.

Tabela 3 – Principais características do IR2111

Característica	Valor
Tipo	Driver de meia ponte
Dispositivos acionados	MOSFET e IGBT
Topologia	High-side e low-side
Tensão máxima flutuante	600 V
Alimentação do driver	10 V a 20 V
Corrente de saída fonte	200 mA
Corrente de saída dreno	420 mA
Atraso de ligamento	850 ns típico
Atraso de desligamento	150 ns típico
Deadtime interno	700 ns típico

Fonte: Adaptado de Infineon Technologies.

A escolha desse componente se deu devido à sua disponibilidade e à compatibilidade de seus tempos internos com a frequência de chaveamento empregada. Considerando uma frequência de chaveamento de 50 kHz, superior à frequência nominal de ressonância do transdutor, o atraso típico de ligamento corresponde a aproximadamente 4,25% do período, o atraso de desligamento a 0,75% e o tempo morto (*deadtime*) interno a 3,5%, sendo este último correspondente ao intervalo entre o bloqueio de uma chave e a condução da chave complementar entre os lados *high-side* e *low-side*, evitando a condução simultânea dos dois dispositivos. Esses valores indicam que o IR2111 apresenta velocidade de comutação adequada mesmo para a maior frequência prevista de operação.

Além disso, o IR2111 incorpora recursos internos de proteção e controle, como, atrasos de propagação compatibilizados entre os canais e, principalmente, tempo morto interno. Essas características reduzem o risco de condução simultânea dos transistores da meia ponte e simplificam a implementação do firmware de acionamento. Entretanto, seus níveis de entrada lógica não são diretamente compatíveis com os 3,3 V fornecidos pelo ESP32-S3, tornando necessária a utilização de um circuito de adaptação de nível entre o microcontrolador e o driver.

- Mosfet IRF740: É um MOSFET de potência canal N, com tensão máxima dreno-fonte de 400 V. O componente utiliza encapsulamento TO-220 e é indicado para aplicações de chaveamento de alta corrente, fontes ininterruptas de energia e conversores CC-CC.

Tabela 4 – Principais características do MOSFET IRF740

Característica	Valor
Corrente contínua de dreno a 25 °C	10 A
Corrente pulsada de dreno	40 A
Tensão máxima gate-source, V_{GS}	± 20 V
Tensão de limiar, $V_{GS(th)}$	2 a 4 V
Resistência típica em condução, $R_{DS(on)}$	0,48 Ω
Carga total de gate, Q_g	35 nC típica
Carga total máxima de gate	43 nC
Tempo típico de subida	10 ns
Tempo típico de descida	10 ns
Capacitância de entrada, C_{iss}	1400 pF
Dissipação máxima a 25 °C	125 W

Fonte: Adaptado de STMicroelectronics.

O IRF740 foi escolhido por apresentar margens adequadas de tensão e corrente para o estágio de potência, além de tempos de comutação compatíveis com a faixa de frequências utilizada no projeto. Sua carga de gate relativamente reduzida também favorece o acionamento em frequências da ordem de 50 kHz. Entretanto, os tempos especificados no datasheet são obtidos sob condições controladas e dependem da capacidade do driver de fornecer e absorver corrente durante a carga e a descarga do gate. Assim, no circuito implementado, a velocidade efetiva de comutação também é influenciada pela corrente de saída do IR2111, pela resistência de gate e pelos elementos parasitas da montagem.

- Transistor BC547: É um transistor bipolar de junção do tipo NPN, fabricado em silício epitaxial e encapsulado em TO-92. O componente é indicado para aplicações gerais de chaveamento e amplificação de sinais de pequeno porte. Possui tensão máxima coletor-emissor de 45 V, corrente contínua de coletor de até 100 mA e dissipação máxima de potência de 500 mW. A escolha do BC546 foi motivada por sua adequada operação como chave eletrônica, especialmente pela possibilidade de atingir a saturação com baixa corrente de base e baixa tensão coletor-emissor. Além disso, sua frequência de transição mínima de 150 MHz é muito superior à frequência máxima de 50 kHz adotada no projeto, indicando ampla margem de resposta para a comutação na faixa considerada.
- Diodo Schottky 1N5819: De modo geral é indicado para aplicações de baixa tensão e alta frequência, devido à sua baixa queda de tensão direta e rápida resposta de comutação. Suas principais características são tensão reversa máxima de 40 V, corrente direta média de 1 A, corrente de surto de 25 A e queda de tensão direta máxima de aproximadamente 0,60 V para uma corrente de 1 A.

- Kit de alimentação com bateria 18650 e módulo carregador/regulador: composto por uma célula recarregável de íons de lítio, com tensão nominal de 3,7 V, e por um shield responsável pela recarga e regulação da tensão. O módulo disponibiliza saídas de 3 V e 5 V, sendo compatível com a alimentação do ESP32 e dos demais circuitos embarcados.

3.1.2 Materiais - Circuito receptor

- Amplificador operacional OPA1612a: É um circuito integrado de silício que reúne dois amplificadores operacionais independentes no mesmo encapsulamento. Sua estrutura interna é baseada em estágios com transistores bipolares, além de redes resistivas, capacitivas e circuitos de proteção contra descargas eletrostáticas.

O dispositivo pode operar tanto com alimentação simétrica quanto com fonte simples (single supply), desde que seja respeitada a faixa total de alimentação especificada. Além disso, possui entrada do tipo rail-to-rail, permitindo operação adequada mesmo com sinais próximos aos trilhos de alimentação.

Tabela 5 – Principais características do OPA1612A

Característica	Valor
Tipo	Amplificador operacional duplo
Entrada	Bipolar
Ruído de tensão	1,1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD+N	0,000015%
Largura de banda	40 MHz
Slew rate	27 V/ μs
Alimentação	$\pm 2,25 \text{ V}$ a $\pm 18 \text{ V}$
Corrente quiescente	3,6 mA/canal
Corrente de saída	$\pm 30 \text{ mA}$ a $\pm 40 \text{ mA}$
Aplicações	Pré-amplificação e filtragem ativa

Fonte: Adaptado de Texas Instruments.

A escolha do OPA1612A foi motivada principalmente por sua largura de banda de 40 MHz e por sua taxa de variação (slew rate) de 27 V/ μs . A largura de banda é muito superior à frequência máxima de aproximadamente 50 kHz utilizada no projeto, enquanto o elevado slew rate permite acompanhar variações rápidas do sinal sem introduzir limitações significativas de inclinação ou distorção. Essas características tornam o componente adequado para os estágios de amplificação e filtragem dos sinais ultrassônicos.

3.1.3 Circuito transmissor

O circuito transmissor foi organizado em blocos funcionais, de modo que cada etapa atenda a uma necessidade específica do sistema: geração do sinal, adequação de nível lógico, acionamento das chaves de potência, sintonia elétrica e conversão eletroacústica. Essa organização permite descrever o caminho do sinal desde a saída PWM do microcontrolador até a excitação do transdutor piezoelétrico.

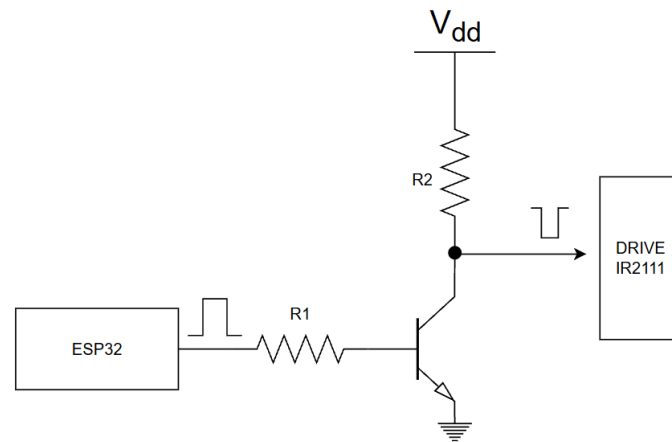
- **ESP32:** o microcontrolador foi responsável pela geração do sinal de modulação por largura de pulso (PWM) empregado na excitação do transmissor. Sua escolha ocorreu por se tratar de uma plataforma amplamente difundida, de baixo custo e com recursos periféricos adequados ao desenvolvimento do protótipo. O sinal PWM permite controlar tanto a frequência quanto a razão cíclica, definida como a proporção do período durante a qual o sinal permanece em nível lógico alto.

Embora o dispositivo também disponha de conversor digital-analógico, optou-se pela geração do sinal por PWM. Essa abordagem permite acionar diretamente um estágio de potência comutado, reduzindo a quantidade de componentes e evitando o uso de amplificadores lineares das classes A, B ou AB, frequentemente empregados nos trabalhos analisados na revisão do estado da arte.

Dessa forma, a metodologia adotada diferencia-se por priorizar uma arquitetura mais simples e compatível com acionamento chaveado, mantendo a possibilidade de implementação de modulações por chaveamento, como FSK e, eventualmente, ASK.

- **Adequação de nível lógico com BC547:** Devido à incompatibilidade entre o nível lógico de 3,3 V fornecido pelo ESP32 e o nível requerido pela entrada do driver IR2111, foi necessária a implementação de um estágio de adequação. Para isso, utilizou-se o transistor BC547 em uma configuração de chaveamento, permitindo converter o sinal PWM do microcontrolador para um nível lógico compatível com o driver.

Imagem 9 – Circuito de adequação do nível lógico de 3,3 V do ESP32 para a entrada do driver IR2111



Fonte: O autor.

O resistor R_1 foi utilizado para limitar a corrente fornecida pela saída do ESP32 à base do transistor, protegendo o microcontrolador e estabelecendo a corrente necessária para a operação em saturação. Para $R_1 = 4,7 \text{ k}$, a corrente de base é de aproximadamente 0,55 mA, valor inferior à capacidade de corrente da saída digital do ESP32.

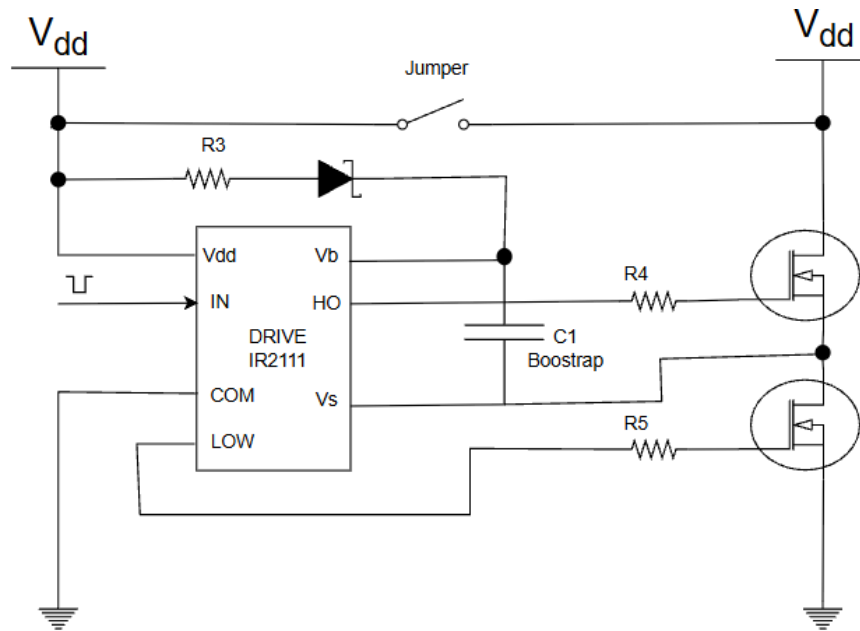
O resistor R_2 atua como resistor de *pull-up*, elevando a entrada do driver para 10 V quando o transistor está desligado. Quando o transistor entra em saturação, esse resistor limita a corrente de coletor a aproximadamente 4,54 mA. Com $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$, obtém-se um ganho forçado próximo de 8, garantindo a saturação do transistor e a geração de níveis lógicos compatíveis com a entrada do IR2111. O circuito apresenta saída invertida: nível alto no ESP32 produz nível baixo na entrada do driver e vice-versa.

- **Acionamento das chaves de potência:** O IR2111 foi empregado no acionamento dos MOSFETs do estágio de potência em configuração de meia ponte. Essa topologia permitiu aplicar ao circuito uma tensão alternada referenciada ao terra, evitando que o nó de excitação permanecesse flutuante e estabelecendo um caminho definido para a corrente.

A utilização do driver também se mostrou necessária porque a saída do microcontrolador não possui capacidade de corrente suficiente para carregar e descarregar rapidamente as capacitâncias de gate dos MOSFETs. Sem esse estágio, as transições seriam mais lentas, aumentando o tempo de operação dos transistores na região linear e, conseqüentemente, as perdas durante a comutação.

Outro ponto importante que o IR2111 requer uma tensão de alimentação mínima próxima de 10 V para operar adequadamente e no máximo 20 V. Dessa forma, a fonte do transmissor deve fornecer nível de tensão compatível ao circuito de acionamento.

Imagem 10 – Circuito de acionamento da meia ponte com driver IR2111 e alimentação por bootstrap



Fonte: O autor.

Esta etapa do circuito foi projetada para operar com alimentação de 20 V. Os resistores R_4 e R_5 foram dimensionados para limitar a corrente de pico de gate dos MOSFETs. Considerando uma tensão de acionamento de aproximadamente 20 V e a corrente máxima de saída do IR2111, igual a 200 mA, a resistência total mínima do caminho de gate é:

$$R_{g,\text{total}} = R_4 = R_5 = \frac{V_{GS}}{I_G} = \frac{20}{0,2} = 100 \, \Omega$$

A partir do dimensionamento dos resistores de gate, é possível estimar o tempo mínimo de comutação sem exceder a corrente máxima de saída do driver. Sabendo que a carga total de gate do MOSFET, $Q_G = 35 \, \text{nC}$, o tempo mínimo aproximado para carregar ou descarregar o gate é:

$$t_g \approx \frac{Q_G}{I_G} = \frac{35 \, \text{nC}}{200 \, \text{mA}} = 175 \, \text{ns}$$

Considerando uma margem de sobredimensionamento, adotou-se um tempo de comutação de aproximadamente 350 ns, correspondente à soma dos intervalos estimados de carga e descarga do gate. Para uma frequência de chaveamento de 50 kHz, cujo período é 20 μ s, esse tempo representa

$$\begin{aligned}\frac{t_{\text{com}}}{T} \times 100 &= \frac{350 \text{ ns}}{20 \mu\text{s}} \times 100 \\ &= 1,75\%\end{aligned}$$

Dessa forma, é possível realizar a comutação em torno de 50 kHz, mantendo os intervalos de transição reduzidos em relação ao período total do sinal.

Para uma estimativa simplificada da capacitância mínima de *bootstrap*, considerando a carga de gate como parcela dominante, pode-se utilizar a relação (Infineon Technologies AG, 2024):

$$C_{\text{boot,min}} = \frac{Q_G}{\Delta V_{\text{boot}}} = \frac{35 \text{ nC}}{0,2 \text{ V}} = 175 \text{ nF} \quad (23)$$

Assim, foi adotado o valor comercial imediatamente superior de

$$C_1 = 220 \text{ nF}.$$

Esse valor fornece margem para compensar as correntes internas do driver, as tolerâncias dos componentes e as perdas associadas ao circuito de bootstrap.

O valor de R_3 foi determinado limitando-se a corrente inicial de recarga à corrente direta nominal do diodo 1N5819, igual a 1 A. Considerando $V_{CC} = 20 \text{ V}$ e uma queda direta aproximada de $V_D = 0,6 \text{ V}$, obtém-se

$$R_{3,\text{min}} = \frac{V_{CC} - V_D}{I_F} = \frac{20 - 0,6}{1} = 19,4 \Omega$$

Dessa forma, foi adotado o valor comercial de 22 Ω , proporcionando margem para limitar a corrente de recarga do capacitor de bootstrap. O resistor R_3 tem como função primária limitar a corrente inicial de carga do capacitor bootstrap, que pode se encontrar completamente descarregado no instante de energização, protegendo principalmente o diodo Schottky contra picos excessivos de corrente. Entretanto, a presença desse resistor, em conjunto com o capacitor C_1 , forma um circuito RC, fazendo com que a tensão no capacitor cresça exponencialmente durante o carregamento. Dessa forma, o capacitor pode não atingir imediatamente a

tensão de projeto, tornando possível a adoção de uma estratégia de inicialização que assegure sua pré-carga antes do início da comutação normal.

- **Rede de sintonia com indutor:** Após o estágio de potência, o sinal comutado é aplicado a uma rede formada pelo indutor e pela capacitância equivalente do transdutor piezoelétrico. Essa rede não foi dimensionada para estabelecer uma condição de ressonância, conforme discutido por Garcia-Rodriguez *et al.* (2010), mas sim para ajustar a faixa de operação do conjunto para uma região superior à frequência de amostragem do receptor. Dessa forma, as componentes ultrassônicas podem ser posteriormente transladadas para uma faixa inferior por meio do processo de subamostragem.

Com o objetivo de analisar preliminarmente a influência da subamostragem sobre a banda transmitida, foi desenvolvida uma simulação no software Octave. Foram consideradas bandas com largura de 6 kHz, centradas em diferentes frequências físicas, e uma frequência de amostragem de 40,290 kHz. Embora a largura de banda e o fator de qualidade efetivos do conjunto não fossem conhecidos com precisão nessa etapa, a adoção desses parâmetros permitiu avaliar o comportamento físico esperado. Para cada condição, comparou-se a banda original com sua representação após o aliasing, possibilitando identificar eventuais sobreposições espectrais e estimar a faixa de transmissão mais adequada.

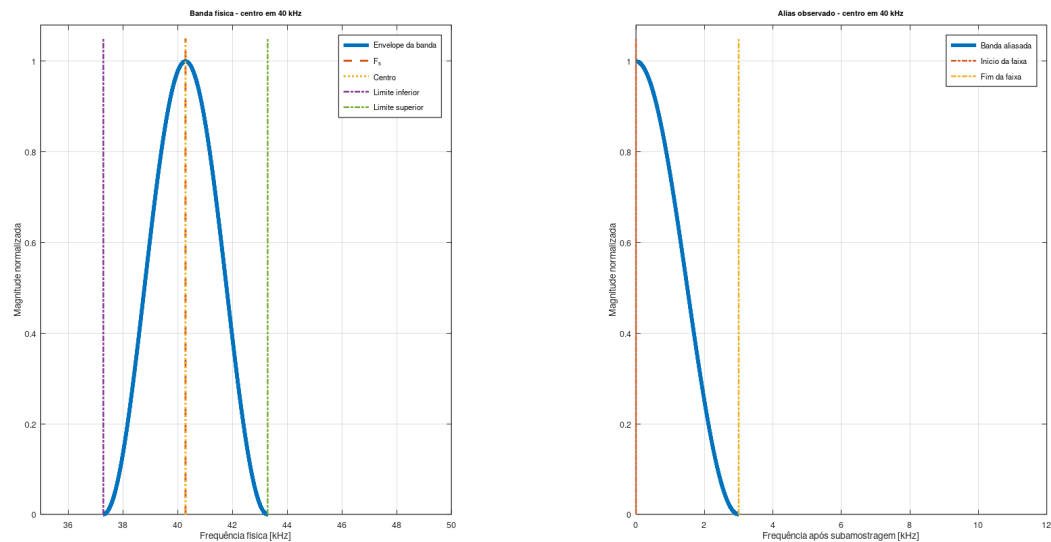
Os resultados da simulação são apresentados nas Imagens 11, ?? e 13. Na Imagem 11, observa-se que a banda física centrada em 40 kHz, com largura de 6 kHz, atravessa a frequência de amostragem de 40,290 kHz. Como consequência, após a subamostragem, suas componentes são rebatidas para frequências muito próximas de zero, fazendo com que partes da banda localizadas abaixo e acima de F_s se sobreponham no domínio digital. Essa condição dificulta a separação espectral e prejudica a identificação inequívoca da frequência efetivamente transmitida.

Na Imagem ??, embora o centro da banda tenha sido ajustado para 41 kHz, ainda existe interseção com a região próxima da frequência de amostragem, de modo que o sinal com recobrimento (espectral) continua sofrendo rebatimento, esse rebatimento é representado pelo o sombreamento na imagem. Assim, mesmo havendo o ajuste da banda observada no domínio digital, ainda permanecem efeitos de compressão espectral e possibilidade de ambiguidade entre componentes distintas.

Por fim a Imagem 13, correspondente à banda centrada em 46 kHz, observa-se que a faixa física passa a permanecer integralmente acima da frequência de amostragem. Nessa condição, o sinal subamostrado é rebatido para uma faixa digital mais afastada de zero, aproximadamente entre 2,71 kHz e 8,71 kHz, sem

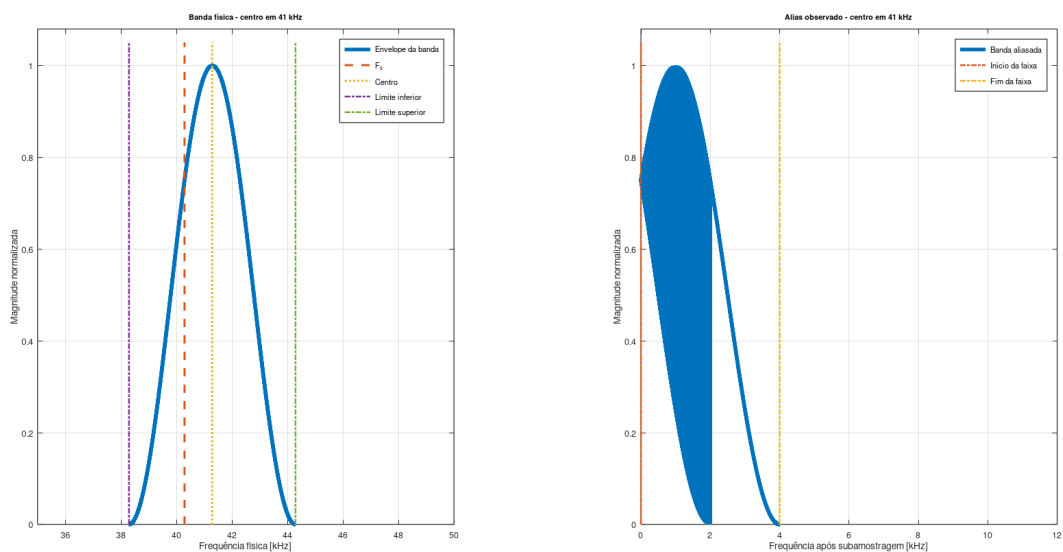
atravessar a frequência de amostragem durante a banda útil. Dessa forma, a ordenação espectral é preservada e a separação entre as frequências torna-se mais adequada ao processamento digital, justificando o ajuste da ressonância do conjunto para aproximadamente 46,5 kHz.

Imagem 11 – Banda física centrada em 40 kHz e sua representação após subamostragem com $F_s = 40,29$ kHz



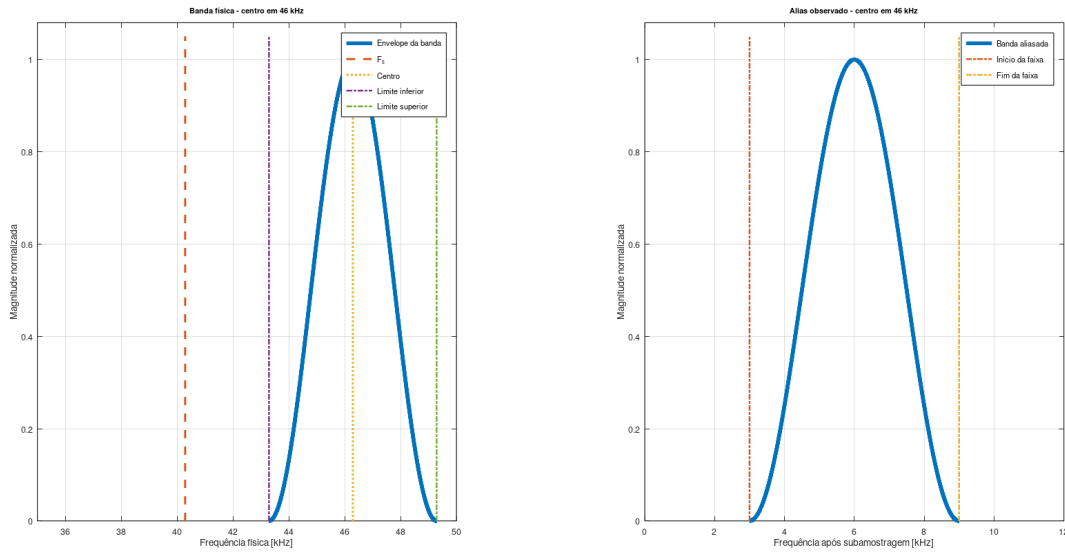
Fonte: O autor.

Imagem 12 – Banda física centrada em 41 kHz e sua representação após subamostragem com $F_s = 40,29$ kHz



Fonte: O autor.

Imagem 13 – Banda física centrada em 46 kHz e sua representação após subamostragem com $F_s = 40,29$ kHz



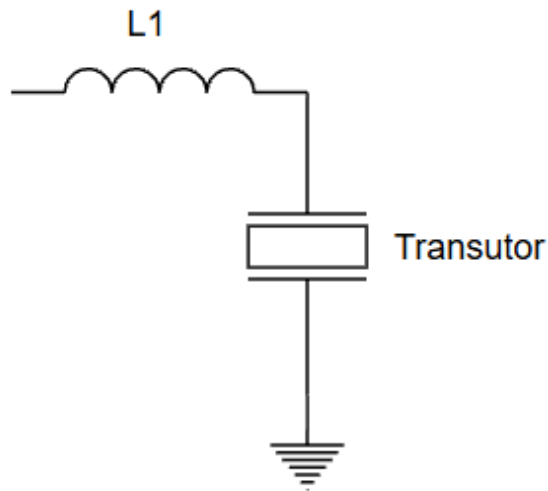
Fonte: O autor.

Diante do exemplo anterior apresentado nas Imagens 11, ?? e 13, o ajuste da faixa de operação para frequências acima de 40 kHz foi adotado com o objetivo de posicionar a banda do sinal em uma região subamostrada com menor ambiguidade espectral. Também foi considerada a possibilidade de deslocar a banda de operação para frequências inferiores à frequência de amostragem. Entretanto, essa alternativa exigiria o aumento do tempo de símbolo para preservar a separação adequada entre as componentes espectrais, reduzindo, consequentemente, a taxa de transmissão. Diante disso, optou-se por explorar a característica capacitiva do transdutor, associando-o a um indutor externo para formar uma rede ressonante LC e deslocar a região de maior resposta do conjunto para frequências mais elevadas.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (24)$$

em que L representa a indutância e C a capacitância equivalente do transdutor. Considerando inicialmente apenas a capacitância equivalente do transdutor, estimada em 2,2 nF, e uma faixa de ressonância entre 43,5 kHz e 49,5 kHz, obtém-se um intervalo de indutâncias entre aproximadamente 4,70 mH e 6,08 mH.

Imagem 14 – Rede de sintonia indutiva conectada ao transdutor piezoelétrico

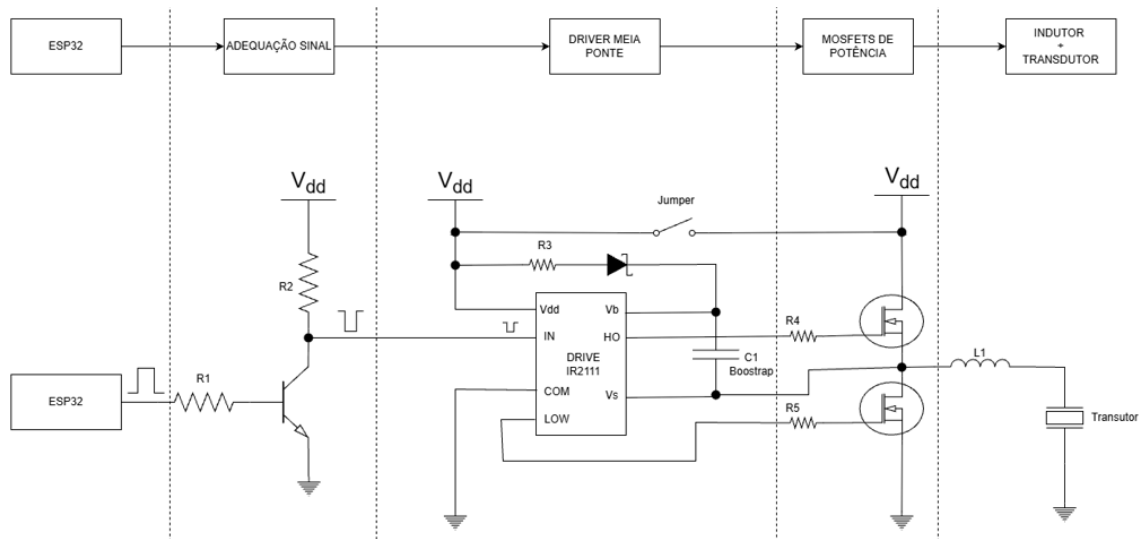


Fonte: O autor.

- **Transdutor piezoelétrico ultrassônico:** responsável por converter o sinal elétrico aplicado em uma onda acústica ultrassônica. Essa etapa realiza a interface entre o circuito eletrônico transmissor e o meio de propagação, permitindo que a informação modulada eletricamente seja transmitida como perturbação acústica.

Dessa forma, a arquitetura proposta, mostrada na Imagem 15, permite separar claramente as funções de processamento digital (geração do PWM), condicionamento elétrico, acionamento de potência e conversão eletroacústica, facilitando o desenvolvimento, os testes individuais de cada estágio e a análise do desempenho do transmissor.

Imagem 15 – Circuito completo do estágio de transmissão



Fonte: O autor.

Inicialmente, o estágio transmissor foi concebido para permitir operação em alcances superiores. Para isso, o circuito foi projetado com a possibilidade de remoção de um jumper, permitindo separar a alimentação do driver da alimentação aplicada aos MOSFETs de potência. Dessa forma, o barramento do estágio de potência pode ser conectado a um conversor elevador do tipo *boost*, possibilitando o aumento da tensão aplicada à meia ponte e, conseqüentemente, da amplitude do sinal fornecido ao circuito de excitação do transdutor.

3.1.4 Lógica de transmissão

Com a definição inicial do hardware, também foi possível estabelecer a lógica de firmware responsável pela geração dos símbolos acústicos. Optou-se pela modulação 16-FSK com o objetivo de aumentar a quantidade de bits transmitidos por símbolo e, conseqüentemente, elevar a taxa de transmissão, além de permitir uma avaliação mais exigente da capacidade de processamento do ESP32-S3 diante do gerenciamento de múltiplas frequências de operação.

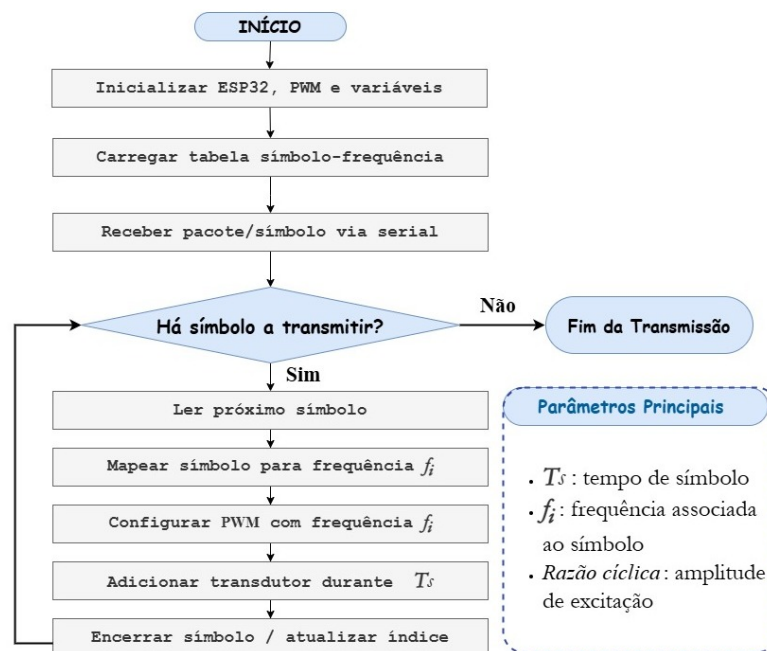
Nesse contexto, o tempo de símbolo constitui um dos principais parâmetros do firmware de transmissão, pois determina por quanto tempo cada frequência deve permanecer ativa. Esse intervalo influencia diretamente a taxa de transmissão do modem e a capacidade do receptor de identificar corretamente a componente espectral dominante, especialmente na presença de ruído, reverberação e interferência entre símbolos consecutivos.

A lógica de transmissão implementada no ESP32 pode ser resumida pelas seguintes etapas:

- **Mapeamento dos símbolos:** cada símbolo digital é associado a uma frequência de transmissão previamente definida.
- **Temporização do símbolo:** o firmware mantém cada frequência ativa durante um intervalo de tempo determinado, correspondente ao tempo de símbolo adotado.
- **Geração do sinal PWM:** o ESP32 configura o periférico PWM para gerar o sinal de excitação na frequência correspondente ao símbolo a ser transmitido.
- **Sequenciamento da transmissão:** os símbolos são enviados em sequência, respeitando a ordem da mensagem e o tempo de permanência definido para cada símbolo.

Dessa forma, a informação não é transmitida pela amplitude do sinal, mas pela frequência acústica associada a cada símbolo, permitindo que a recepção seja realizada por meio da análise das componentes espectrais presentes no sinal adquirido.

Imagem 16 – Fluxograma da lógica de transmissão dos símbolos acústicos



Fonte: O autor.

3.1.5 Circuito Receptor

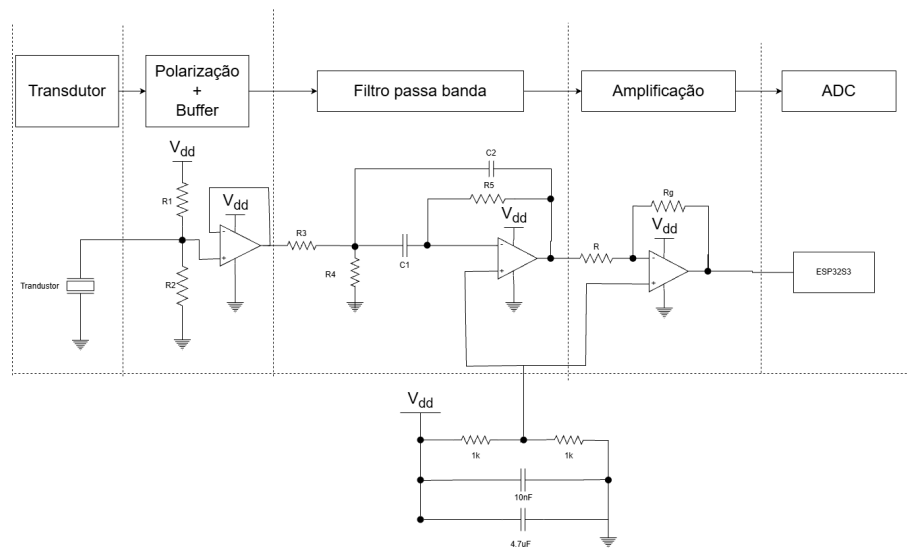
De forma complementar ao transmissor, o estágio receptor foi estruturado para realizar a conversão acústico-elétrica, o condicionamento analógico do sinal recebido

e sua posterior aquisição pelo microcontrolador. A cadeia de recepção proposta é composta pelos seguintes blocos funcionais:

- **Transdutor piezoelétrico ultrassônico:** responsável por converter a onda acústica incidente no meio aquático em um sinal elétrico de baixa amplitude.
- **Polarização:** responsável por ajustar o sinal recebido para uma referência adequada à operação com fonte simples, mantendo o sinal dentro da faixa permitida pelos estágios analógicos e pelo conversor analógico-digital.
- **Buffer:** empregado para realizar o casamento de impedância entre o transdutor e os estágios posteriores, evitando que o circuito de amplificação carregue excessivamente o sinal proveniente do piezoelétrico.
- **Filtro analógico passa banda:** utilizado para atenuar componentes fora da faixa de interesse do sistema, reduzindo a influência de ruídos de baixa frequência, interferências em 60 Hz e componentes de alta frequência não associadas aos símbolos transmitidos.
- **Amplificador inversor:** responsável por elevar a amplitude do sinal recebido para uma faixa adequada à aquisição pelo conversor analógico-digital do ESP32-S3. O ganho desse estágio é definido de acordo com a amplitude esperada do sinal e com os limites de tensão permitidos na entrada do microcontrolador.
- **ADC do ESP32-S3:** responsável pela aquisição do sinal condicionado. Após a conversão, o sinal é processado digitalmente pelo microcontrolador, incluindo etapas de filtragem, análise espectral e demodulação dos símbolos recebidos.

Essa organização permite separar as funções de recepção acústica, filtragem analógica, adaptação de impedância, amplificação e processamento digital, facilitando a validação individual de cada estágio e a identificação de limitações no desempenho do receptor.

Imagem 17 – Circuito de condicionamento do estágio receptor



Fonte: O autor.

No entanto, embora o circuito tenha sido inicialmente estruturado dessa forma, seus valores não foram dimensionados *a priori*, pois a definição dos componentes depende da dinâmica, da amplitude e da faixa de frequência do sinal efetivamente recebido. Dessa forma, o dimensionamento do estágio de condicionamento foi realizado posteriormente, com base em medições experimentais do transdutor e do canal de comunicação.

3.1.6 Lógica de recepção

No estágio de recepção, a identificação dos símbolos transmitidos é realizada digitalmente após o condicionamento analógico do sinal. Para isso, as componentes espectrais resultantes da subamostragem são processadas por um banco de 17 filtros digitais, cada um associado à frequência aparente de um símbolo. Desses filtros, 16 correspondem aos símbolos de informação, permitindo representar combinações de 4 bits, enquanto o filtro adicional é destinado ao símbolo de sincronização e delimitação da transmissão. Para cada bloco de amostras, calcula-se a energia na saída de cada filtro, sendo o símbolo recebido determinado pelo canal que apresenta a maior energia.

O algoritmo de recepção pode ser resumido pelas seguintes etapas:

- **Aquisição do sinal:** o ESP32-S3 realiza a leitura do sinal condicionado pelo circuito analógico por meio do ADC.
- **Subamostragem:** o sinal ultrassônico é amostrado a uma taxa inferior à estabelecida pelo critério de Nyquist para sua representação direta, fazendo com que

suas componentes espectrais sejam deslocadas e sobrepostas em uma banda de frequências inferior devido ao *aliasing*.

- **Separação em janelas:** o sinal adquirido é dividido em intervalos correspondentes ao tempo de símbolo utilizado na transmissão.
- **Pré-processamento do sinal:** o sinal adquirido é dividido em blocos de amostras associados ao intervalo de análise de cada símbolo. Em seguida, cada bloco pode ser ponderado por uma função janela, reduzindo os efeitos das descontinuidades nas extremidades e tornando a estimativa de energia mais estável.
- **Filtragem digital:** A metodologia utilizada para a detecção dos símbolos foi baseada na formação de um banco com 17 filtros digitais IIR, cada um associado a uma frequência esperada após a subamostragem. Cada filtro passa-faixa foi obtido pela composição de um filtro passa-alta e um filtro passa-baixa de primeira ordem, definindo uma faixa de decisão em torno da frequência central correspondente ao símbolo.

Uma abordagem alternativa para identificar as frequências associadas aos símbolos seria analisar o espectro de cada janela de amostras por meio da FFT. Entretanto, a resolução em frequência dessa técnica, conforme a Equação 11, depende do número de amostras consideradas na janela de análise, o qual é limitado pelo tempo de símbolo adotado. Assim, para obter maior resolução espectral, seria necessário utilizar janelas maiores, o que aumentaria o atraso de detecção e poderia tornar a análise menos compatível com a duração dos símbolos.

Além disso, a decisão baseada em FFT depende do alinhamento entre as frequências recebidas e a grade discreta de bins espectrais. Em um sistema sujeito à seletividade dos transdutores, à resposta irregular do canal e a pequenas variações na frequência recebida, a energia do sinal pode não coincidir exatamente com um único bin da FFT, podendo se distribuir entre bins adjacentes. Nessa condição, a decisão não poderia ser baseada apenas em um bin por símbolo, sendo necessário considerar uma região espectral ao redor de cada frequência candidata.

No banco de filtros, essa região de decisão é definida pela própria largura de banda de cada filtro, que acumula a energia em torno da frequência central do símbolo. Além disso, a separação entre as bandas dos filtros vizinhos atua como margem espectral, reduzindo a possibilidade de interferência entre símbolos adjacentes. Dessa forma, a adoção do banco de filtros neste trabalho não teve como justificativa principal superar a FFT em número absoluto de operações, mas sim

oferecer uma estrutura de decisão mais adequada à identificação de símbolos M-FSK por energia em frequências previamente conhecidas.

Embora os ensaios realizados neste trabalho tenham sido conduzidos com transmissor e receptor em posição fixa, a escolha por uma estrutura baseada em bandas de decisão também é relevante para futuras avaliações em cenários com variação temporal do canal. Em aplicações com movimento relativo entre transmissor, receptor ou meio de propagação, podem ocorrer deslocamentos na frequência aparente do sinal recebido, seja por efeito Doppler, instabilidades de amostragem ou variações do canal. Nessa condição, uma decisão baseada apenas em bins isolados da FFT pode se tornar mais sensível a pequenos deslocamentos espectrais. No banco de filtros, essa tolerância é parcialmente incorporada pela própria largura de banda dos filtros, permitindo acumular a energia em torno da frequência central de cada símbolo sem a necessidade de aumentar o tempo de símbolo.

Por fim, no contexto da comparação entre o banco de filtros e a FFT, ressalta-se que o banco de filtros foi adotado como primeira estratégia de detecção neste trabalho, por estar diretamente alinhado à identificação de energia em frequências previamente conhecidas. Caso essa abordagem não apresente desempenho satisfatório nos ensaios experimentais, a análise espectral por FFT será considerada como alternativa para a identificação dos símbolos, permitindo comparar o desempenho das duas metodologias.

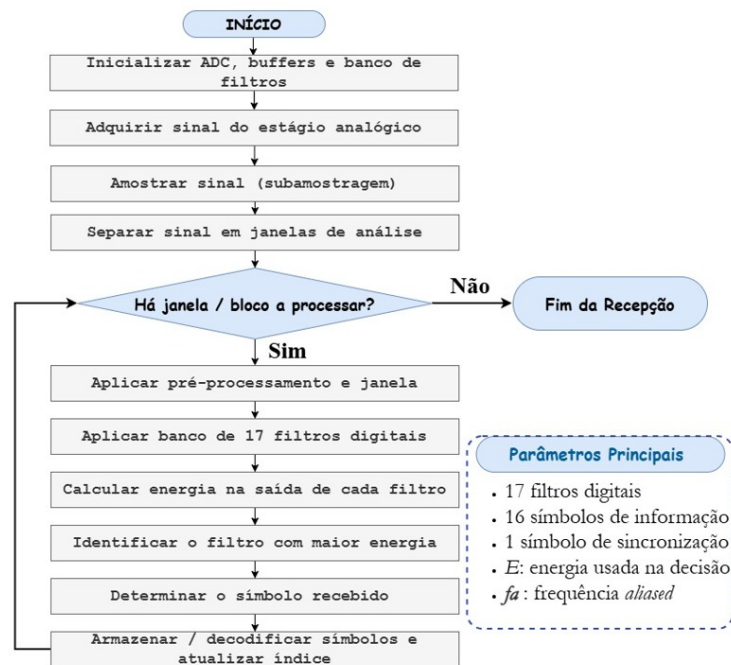
Essa abordagem de utilizar filtros digitais também foi motivada pela possibilidade de concentrar o processamento de recepção no próprio microcontrolador, reduzindo a dependência de circuitos analógicos dedicados à demodulação. Nos trabalhos analisados na revisão do estado da arte, observou-se que o uso de circuitos externos específicos para essa função pode aumentar a complexidade do hardware e a quantidade de componentes do receptor. Dessa forma, buscou-se realizar a identificação dos símbolos por software no ESP32-S3, a partir das amostras adquiridas pelo ADC.

- **Cálculo da energia:** para cada saída filtrada, calcula-se a energia do sinal dentro da janela analisada, permitindo quantificar a presença de cada componente espectral.
- **Decisão do símbolo:** o símbolo recebido é determinado pela frequência cuja saída filtrada apresenta maior energia no intervalo analisado.

Com essa abordagem, o receptor não precisa reconstruir diretamente o sinal ultrassônico original. A demodulação é realizada pela comparação da energia nas frequências de interesse após subamostragem de interesse, tornando possível distinguir

os símbolos transmitidos mesmo com as limitações de taxa de amostragem e processamento do ESP32-S3.

Imagem 18 – Fluxograma da lógica de recepção e identificação dos símbolos



Fonte: O autor.

3.2 CARACTERIZAÇÃO DO CONJUNTO DE COMUNICAÇÃO

Para a realização do desenvolvimento do protótipo de modem foram utilizados dois ambientes distintos, ambos com água doce. O primeiro consistiu em um recipiente de menores dimensões, aproximadamente (40 x 20 x 20) cm, disponível em ambiente doméstico. Esse local foi utilizado principalmente nas etapas iniciais do projeto, por permitir maior facilidade de acesso, repetição dos testes e menor complexidade operacional. Dessa forma, tornou-se adequado para os primeiros ensaios de firmware, verificação dos circuitos eletrônicos e análise preliminar dos sinais transmitidos e recebidos.

O segundo ambiente utilizado foi o aquário da faculdade, com dimensões aproximadas de (249 x 41 x 53) cm. Esse ambiente foi adotado como cenário principal de validação por permitir maiores distâncias entre transmissor e receptor e por apresentar condições experimentais menos restritas que as do recipiente utilizado nos testes iniciais. Embora ainda se trate de um ambiente confinado e controlado, sua maior escala permitiu avaliar o sistema sob condições mais representativas para a comunicação acústica subaquática. Além disso, estavam presentes possíveis fontes de interferência, como peixes, motores de circulação de água e o sistema de iluminação.

Além das diferenças dimensionais entre os ambientes de teste, deve-se considerar que ambos se comportam como cavidades acústicas, apresentando modos próprios de ressonância associados às suas dimensões físicas. Conforme a Equação 4, essas frequências dependem da velocidade de propagação do som no meio, das dimensões da cavidade e dos índices modais considerados.

Tabela 6 – Frequências axiais fundamentais aproximadas dos ambientes de teste.

Ambiente	Dimensões aproximadas	Direção	Frequência fundamental
Recipiente menor	$0,40 \times 0,20 \times 0,20$ m	L_x	1,85 kHz
Recipiente menor	$0,40 \times 0,20 \times 0,20$ m	L_y	3,70 kHz
Recipiente menor	$0,40 \times 0,20 \times 0,20$ m	L_z	3,70 kHz
Aquário da faculdade	$2,49 \times 0,41 \times 0,53$ m	L_x	297 Hz
Aquário da faculdade	$2,49 \times 0,41 \times 0,53$ m	L_y	1,80 kHz
Aquário da faculdade	$2,49 \times 0,41 \times 0,53$ m	L_z	1,40 kHz

Fonte: O autor.

Os valores apresentados na Tabela 6 correspondem apenas aos modos axiais fundamentais dos ambientes. Portanto, eles não representam todas as ressonâncias possíveis do recipiente ou do aquário. Modos de ordem superior, bem como modos combinados entre duas ou três direções, podem ocorrer em frequências mais elevadas, conforme previsto pela expressão geral dos modos acústicos em uma cavidade retangular.

No modo axial fundamental, considera-se que aproximadamente meia onda acústica se ajusta entre duas paredes opostas do ambiente. Dessa forma, o comprimento físico de cada dimensão está diretamente relacionado ao comprimento de onda associado ao modo correspondente. Dimensões maiores favorecem modos em frequências mais baixas, enquanto dimensões menores deslocam esses modos para frequências mais elevadas. Essa relação ajuda a explicar por que recipientes com geometrias distintas podem apresentar respostas acústicas diferentes, mesmo quando excitados por uma mesma frequência.

Ainda nesse contexto, com o objetivo de complementar a montagem experimental e aumentar a repetibilidade dos ensaios, foi desenvolvida uma estrutura destinada ao posicionamento dos transdutores piezoelétricos no meio aquático. Embora concebido principalmente para facilitar o ajuste e a fixação dos transdutores, o suporte também passou a integrar o conjunto de medição, uma vez que a forma de acoplamento, a orientação e as condições de fixação podem alterar suas condições de contorno mecânicas e, conseqüentemente, influenciar a resposta eletroacústica. Além disso, os elementos estruturais próximos ao transdutor podem introduzir reflexões e modificar parcialmente o campo acústico gerado ou recebido. Por esse motivo, a caracterização experimental foi realizada com o transdutor instalado no próprio suporte utilizado

durante os ensaios, considerando ambos como parte do conjunto avaliado.

A estrutura mecânica é dividida em duas partes. A primeira, apresentada na Imagem 19, corresponde à estrutura fixa, composta por uma base de madeira e por um tubo externo preso a essa base. Essa configuração permite apoiar o conjunto nas bordas de recipientes e aquários, proporcionando maior estabilidade e facilitando o posicionamento do sistema durante os ensaios.

Imagem 19 – Estrutura fixa utilizada para o posicionamento do transdutor



Fonte: O autor.

A Imagem 20 mostra a segunda parte, que é constituída por um tubo interno móvel, disposto de forma semelhante a um mecanismo telescópico. Esse arranjo permite ajustar a posição do transdutor por meio de deslocamento vertical e rotação, possibilitando a definição de sua profundidade e orientação conforme as condições do ensaio. Na extremidade inferior do tubo, foi instalado um joelho de conexão, no qual o transdutor é fixado. Após o posicionamento, o tubo móvel é travado por meio de uma abraçadeira, mantendo o conjunto estável durante a aquisição dos dados.

Imagem 20 – Mecanismo móvel para ajuste vertical e rotacional do transdutor



Fonte: O autor.

Para permitir a operação submersa, o transdutor foi fixado à extremidade do tubo móvel e as regiões de contato foram vedadas com material adesivo impermeável. Essa vedação teve como objetivo reduzir a entrada de água nas conexões elétricas e aumentar a rigidez mecânica do conjunto, evitando deslocamentos do transdutor durante os ensaios.

Diante dessas considerações, foram realizados diversos ensaios envolvendo o conjunto completo em condições experimentais nos dois ambientes, permitindo avaliar tanto a resposta dos circuitos eletrônicos quanto o desempenho da transmissão acústica no meio aquático.

Durante os testes, os transdutores piezoelétricos serão posicionados submersos, mantendo-se o alinhamento entre transmissor e receptor. Serão aplicados sinais de excitação em diferentes frequências, com o objetivo de identificar a faixa em que o conjunto apresenta maior resposta. A partir do sinal recebido, a caracterização será conduzida considerando os seguintes aspectos:

- **Resposta temporal:** análise da forma de onda, amplitude do sinal recebido e estabilidade ao longo da aquisição.
- **Resposta em frequência:** avaliação do conteúdo espectral do sinal recebido, permitindo identificar faixas de maior resposta do conjunto transmissor–canal–receptor.
- **Efeitos do ambiente de propagação:** observação de fenômenos como reverberação, ecos, múltiplos caminhos e possíveis reforços ou atenuações em determinadas frequências.
- **Parâmetros para comunicação:** definição da faixa de frequência de transmissão, do tempo de símbolo, dos filtros digitais de recepção.

Dessa forma, a resposta observada deve ser compreendida como resultado da interação entre os circuitos eletrônicos, os transdutores, o meio aquático e a geometria do ambiente de ensaio. A análise conjunta desses fatores permite identificar frequências de operação mais favoráveis e definir tempos de símbolo compatíveis com a duração da energia acústica no canal, reduzindo os efeitos da interferência entre símbolos.

3.3 PROCEDIMENTO AVALIAÇÃO E VALIDAÇÃO DO MODEM ACÚSTICO

Além da caracterização da resposta em frequência, são necessários testes de desempenho da comunicação com o objetivo de avaliar a capacidade do protótipo em detectar símbolos acústicos transmitidos por modulação M-FSK. Para isso, foram consideradas métricas associadas à energia dos sinais recebidos, à seletividade dos filtros, à pureza da detecção, à margem de decisão e à taxa de erro de símbolos.

Ressalta-se que algumas métricas clássicas de sistemas de comunicação são definidas em termos da potência do sinal e do ruído. Entretanto, o receptor desenvolvido neste trabalho não realiza a medição direta da potência acústica ou elétrica absoluta do sinal recebido. Por essa razão, as análises foram conduzidas no domínio discreto, utilizando como referência a energia calculada a partir das amostras adquiridas ou dos sinais na saída dos filtros digitais. Portanto, as métricas adotadas não correspondem a valores absolutos de potência, mas a medidas relativas de intensidade, adequadas à comparação entre símbolos, frequências e condições de recepção sob o mesmo arranjo experimental.

- **Avaliação da energia por símbolo:** corresponde à análise da energia obtida na saída dos filtros digitais do receptor para cada frequência associada aos símbolos M-FSK. Essa métrica é utilizada como aproximação da intensidade do sinal em cada canal de detecção, permitindo comparar a resposta entre as frequências candidatas.

- **Seletividade dos filtros:** corresponde à verificação da capacidade de cada filtro de concentrar sua resposta na frequência para a qual foi projetado, atenuando as componentes associadas aos demais símbolos. Essa análise permite determinar se o banco de filtros oferece separação adequada entre os canais de detecção.
- **Seletividade de filtros vizinhos:** corresponde à diferença entre a energia do filtro associado ao símbolo de interesse e as energias dos filtros associados às frequências vizinhas. Essa métrica é relevante porque, em sistemas M-FSK, os símbolos adjacentes tendem a ser mais suscetíveis à interferência devido à proximidade espectral.
- **Relação sinal-ruído:** corresponde à comparação relativa entre a energia associada ao sinal de interesse e a energia associada ao ruído ou às componentes fora da faixa de interesse. Como não há medição direta de potência absoluta, essa métrica atua como indicador comparativo da qualidade do sinal recebido.
- **Teste de detecção por banco de filtros:** corresponde à avaliação do receptor por meio de um conjunto de filtros digitais, no qual cada filtro é associado a uma frequência de símbolo. A decisão do símbolo recebido ocorre pela comparação das energias obtidas nas saídas dos filtros.
- **Teste de comunicação por sequência de símbolos:** corresponde à verificação da capacidade do sistema de recuperar sequências de dados a partir da comparação entre os símbolos M-FSK transmitidos e aqueles identificados pelo receptor, indo além da avaliação de símbolos isolados.
- **Cálculo da taxa de erro de símbolos:** corresponde à comparação entre os símbolos transmitidos e os símbolos detectados pelo receptor. Essa métrica permite quantificar a confiabilidade da demodulação por meio da proporção de símbolos identificados incorretamente.
- **Avaliação do tempo de símbolo:** corresponde à análise do compromisso entre a duração do símbolo, a velocidade de transmissão e a confiabilidade da detecção. Essa avaliação é importante porque tempos de símbolo menores aumentam a taxa de transmissão, mas podem tornar o sistema mais sensível a transientes, reverberação e interferência intersimbólica.

A taxa de erro de símbolos será utilizada como principal indicador de desempenho da comunicação, por representar diretamente a capacidade do receptor em identificar corretamente os símbolos transmitidos. A relação sinal-ruído será empregada de forma complementar, permitindo contextualizar o nível do sinal recebido sem desconsiderar a influência das características físicas do canal acústico, do algoritmo de demodulação e das limitações dos circuitos de transmissão e recepção.

3.4 FERRAMENTAS E INSTRUMENTOS

As principais ferramentas e instrumentos utilizados no desenvolvimento do protótipo foram:

- **GNU Octave:** utilizado como ambiente central de controle, aquisição e análise dos ensaios experimentais. A ferramenta foi empregada para enviar comandos aos microcontroladores, armazenar os dados recebidos e realizar simulações e análises de sinais, incluindo resposta em frequência, espectro, aliasing, filtros digitais e estratégias de demodulação.
- **LTspice:** empregado na simulação dos circuitos eletrônicos, especialmente dos estágios de filtragem, amplificação, acionamento de potência e sintonia do transdutor piezoelétrico.
- **Arduino IDE:** utilizada para o desenvolvimento e gravação dos códigos embarcados nos microcontroladores ESP32 e ESP32-S3, responsáveis pela transmissão, aquisição e processamento dos sinais.
- **Osciloscópios:** utilizados para observar os sinais elétricos nos diferentes estágios do circuito, permitindo verificar forma de onda, amplitude, frequência, ruído e possíveis distorções.
- **Fontes de tensão:** empregadas para alimentar os circuitos de transmissão, recepção e condicionamento de sinais, permitindo o controle dos níveis de tensão aplicados durante os ensaios.
- **Gerador de função:** utilizado para gerar sinais elétricos de teste com frequência, amplitude e forma de onda controladas, auxiliando na verificação dos circuitos.
- **Multímetro:** utilizado para medições básicas de tensão, corrente, resistência e continuidade, auxiliando na montagem, verificação e diagnóstico dos circuitos.
- **Medidor LC:** instrumento utilizado para estimar capacitâncias e indutâncias. As medições obtidas por esse equipamento devem ser interpretadas como valores aproximados, pois podem variar conforme a precisão do instrumento, a frequência de medição e as condições de conexão dos componentes.

Ressalta-se que, conforme o ambiente de teste adotado, os equipamentos utilizados nas medições podem variar. Por isso, pequenas diferenças nos resultados podem ocorrer, uma vez que características como largura de banda, resolução, ruído e sensibilidade dos instrumentos influenciam as condições de medição.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Antes da apresentação dos resultados, é importante destacar que, ao longo dos ensaios, o transdutor apresentou variações em suas características elétricas, especialmente na impedância. Esse comportamento pode estar associado à impermeabilização parcial do conjunto, à vedação não completamente eficaz do sistema de posicionamento e às movimentações da sonda durante a transferência entre os diferentes ambientes de ensaio. Esses fatores podem ter modificado as condições mecânicas e elétricas do transdutor, alterando sua resposta durante a operação submersa.

Além disso, os ensaios demandavam longos períodos de execução e, em geral, não eram concluídos no mesmo dia. Dessa forma, pequenas alterações nas condições de montagem, posicionamento, acoplamento acústico e estado elétrico dos transdutores podem ter ocorrido entre diferentes etapas experimentais. Por esse motivo, os resultados devem ser interpretados considerando essas variações como limitações inerentes ao processo de caracterização do protótipo.

Em condições típicas, a capacitância medida do transdutor era da ordem de 2,2 nF. Entretanto, após sucessivas operações submersas e movimentações entre os ambientes de ensaio, foram observados valores significativamente menores, chegando a aproximadamente 0,12 nF, como indicado na Imagem 21. Essa variação sugere uma alteração relevante nas características elétricas da sonda, capaz de modificar sua impedância equivalente e, conseqüentemente, sua interação tanto com o circuito de excitação quanto com o estágio de recepção.

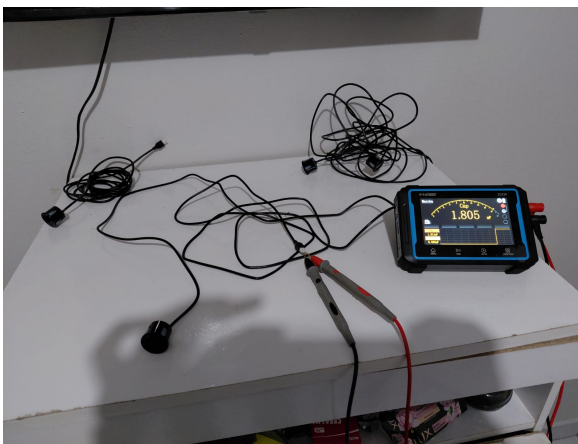
Imagem 21 – Leituras de capacitância dos transdutores piezoelétricos



(a) Transdutor utilizado: 0,4 nF



(b) Transdutor utilizado: 2 nF



(c) Transdutor novo: 1,8 nF



(d) Transdutor utilizado: 0,118 nF

Fonte: O autor.

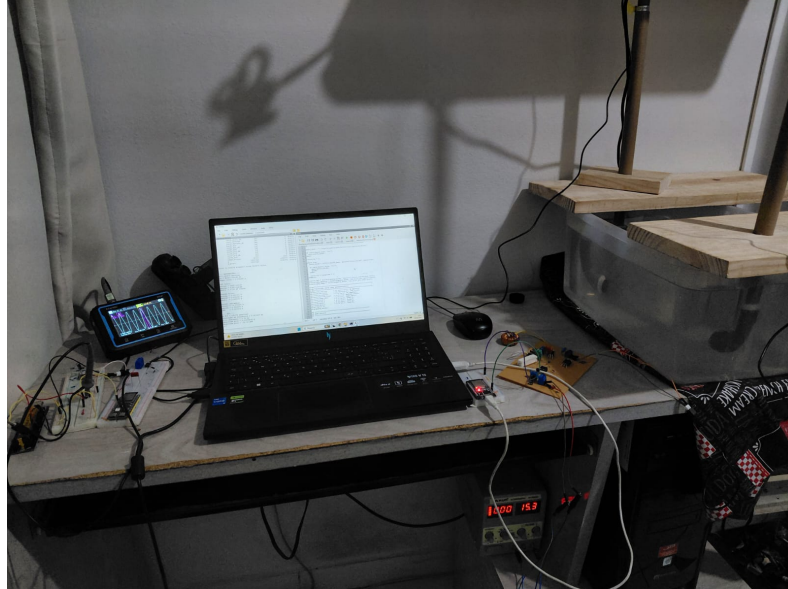
Para uma caracterização mais precisa do transdutor, seria necessária a utilização de um analisador de impedância, capaz de medir sua impedância ao longo da faixa de frequência de interesse. Contudo, o campus não possui esse equipamento, o que limitou a caracterização elétrica do transdutor durante os ensaios.

Dessa forma, os resultados apresentados devem ser interpretados considerando as condições de operação do transdutor em cada ensaio, uma vez que alterações em sua impedância podem impactar diretamente a resposta em frequência, a amplitude do sinal recebido e o desempenho geral do sistema transmissor–canal–receptor.

A Imagem 22 apresenta a configuração experimental utilizado nos ensaios realizados em ambiente doméstico. Essa configuração foi empregada principalmente nas etapas iniciais de avaliação do protótipo, permitindo verificar o funcionamento do transmissor, do receptor e da aquisição dos sinais antes da realização dos testes no aquário. Embora o ambiente doméstico não reproduza as mesmas condições do aquário de maior dimensão, ele foi importante para ajustes preliminares do circuito, validação da comunicação serial, verificação dos níveis de sinal e análise inicial da resposta acústica

em curta distância.

Imagem 22 – Configuração experimental utilizada nos ensaios domésticos



Fonte: O autor.

A Imagem 23 apresenta a montagem experimental realizada no aquário da faculdade, que foi adotado como ambiente principal para os ensaios do protótipo. Nessa configuração, os transdutores foram mantidos submersos e posicionados pela estrutura desenvolvida, permitindo a execução dos testes de transmissão e recepção no mesmo arranjo utilizado durante a etapa principal de caracterização experimental.

Imagem 23 – Configuração experimental utilizada nos ensaios no aquário



Fonte: O autor.

4.1 CIRCUITO TRANSMISSOR

4.1.1 Sintonia

Como descrito anteriormente, a frequência de ressonância do conjunto deve ser ajustada para uma faixa superior à frequência de amostragem do receptor. Para isso, foram avaliados diferentes valores de indutância. Contudo, devido à indisponibilidade de indutores próximos aos valores calculados, adotou-se um indutor comercial de $680 \mu\text{H}$.

Inicialmente, considerou-se a associação desse indutor apenas com a capacitância típica do transdutor, de aproximadamente $2,2 \text{ nF}$. Nessa condição, a frequência de ressonância estimada para o conjunto LC pode ser determinada por:

Caso somente este indutor fosse utilizado juntamente com a capacitância típica do transdutor de aproximadamente $2,2 \text{ nF}$, a frequência de ressonância estimada para a associação com o indutor seria dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{680 \cdot 10^{-6} \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}}} \approx 130 \text{ kHz}$$

Esse valor é significativamente superior à faixa de operação desejada, o que inviabilizaria sua utilização direta no sistema proposto. Por esse motivo, foi acrescentado um capacitor de poliéster de 15 nF em paralelo com o transdutor, aumentando a capacitância equivalente do conjunto para:

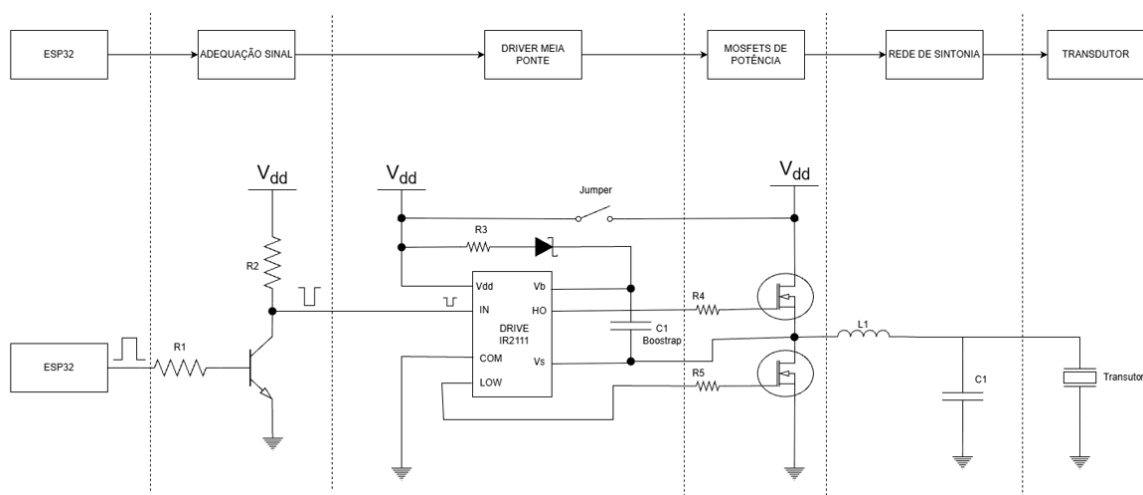
$$C_{eq} = 2,2 \text{ nF} + 15 \text{ nF} = 17,2 \text{ nF}$$

Com essa nova capacitância equivalente, a frequência de ressonância estimada passa a ser:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{680 \cdot 10^{-6} \cdot 17,2 \cdot 10^{-9}}} \approx 46,5 \text{ kHz}$$

Dessa forma, a inclusão do capacitor de 15nF permitiu ajustar a sintonia do conjunto para uma região acima das frequências de amostragem evitando a ambiguidade do sinal subamostrado. Essa solução foi definida considerando tanto os cálculos de ressonância quanto a avaliação experimental da tensão obtida sobre o transdutor, dentro das limitações impostas pelos componentes disponíveis.

Imagem 24 – Circuito completo do estágio de transmissão do protótipo.



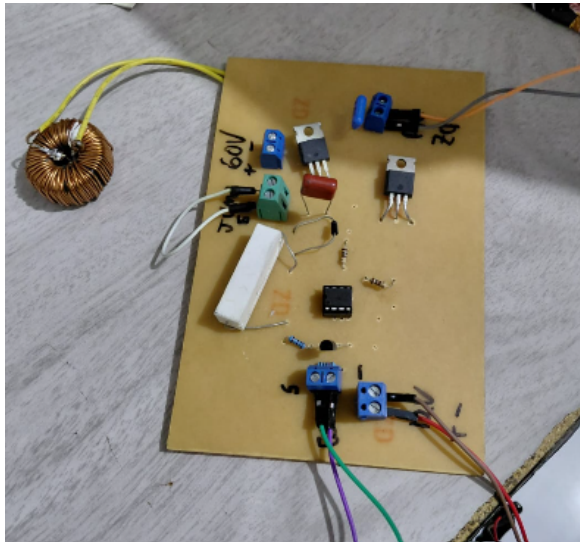
Fonte: O autor.

Durante os testes, o transmissor apresentou funcionamento compatível com o esperado enquanto as características elétricas da transdutor permaneceram próximas à faixa de capacitância considerada no dimensionamento do projeto. Nessa condição, a rede de sintonização manteve a resposta do conjunto na região de frequência desejada, favorecendo a transferência de energia para o transdutor e permitindo a geração do sinal acústico utilizado nos ensaios.

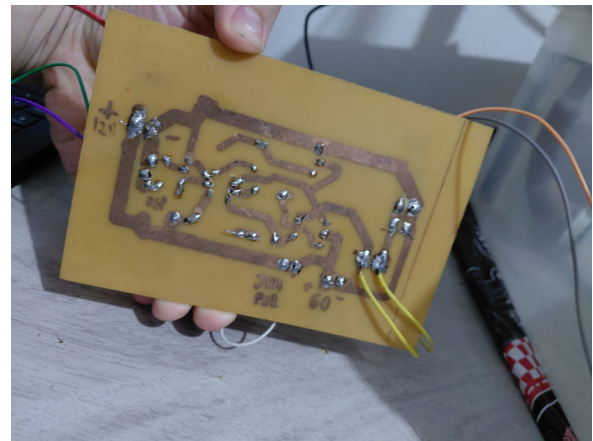
A Imagem 25 apresenta a placa de circuito impresso utilizada no transmissor, mostrando a vista superior, com os componentes montados, e a vista inferior, com as trilhas e pontos de solda. A placa foi confeccionada para integrar o estágio de acionamento, os conectores de alimentação, os terminais de controle, os MOSFETs e a rede de sintonia associada ao transdutor. A montagem foi realizada de forma experimental,

com conexões externas para alimentação, comando e ligação com o conjunto indutor-transdutor. Essa implementação permitiu organizar o circuito de transmissão em uma estrutura mais adequada aos ensaios práticos, evitando a dependência exclusiva de conexões em protoboard nas etapas de maior potência.

Imagem 25 – Placa de circuito impresso do transmissor



(a) Vista superior da placa



(b) Vista inferior da placa

Fonte: O autor.

4.1.2 Influência da razão cíclica

Durante os testes, observou-se que o transmissor apresentou comportamento predominantemente ressonante. Embora o sinal de comando aplicado ao driver fosse um sinal PWM, a tensão medida sobre o transdutor apresentou forma de onda aproximadamente senoidal. Esse resultado indica que o conjunto formado pelo indutor, pela capacitância equivalente do transdutor e pelo capacitor atuou como uma rede seletiva em frequência, atenuando parte das componentes harmônicas do PWM e concentrando a excitação próxima à região de maior resposta do sistema.

Também foi observada influência significativa da razão cíclica na resposta do transmissor. A maior amplitude do sinal foi obtida para valores próximos de 50%, enquanto razões cíclicas complementares em relação a esse ponto, como 40% e 60% ou 30% e 70%, tendem a produzir componentes fundamentais de mesma amplitude. Esse comportamento indica que a razão cíclica modifica o conteúdo espectral do PWM e, consequentemente, a componente fundamental aplicada à rede ressonante. Dessa forma, a razão cíclica de 50% tende a maximizar a componente fundamental do sinal de excitação, favorecendo o aumento da tensão sobre o transdutor.

Embora fosse possível implementar uma etapa inicial dedicada ao carrega-

mento do capacitor de bootstrap, como previsto no projeto, essa estratégia se mostrou dispensável durante os ensaios, uma vez que o circuito passou a operar normalmente após os ciclos iniciais de chaveamento.

4.1.3 Potência média

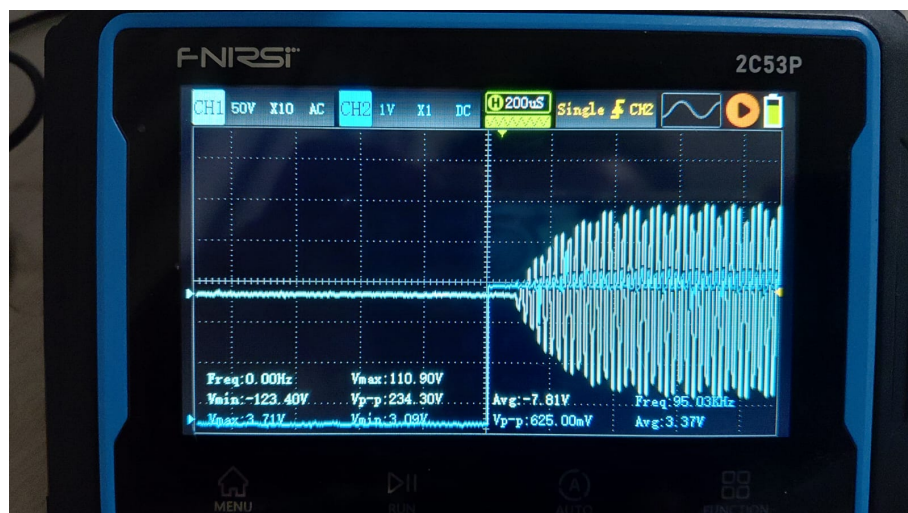
Do ponto de vista da potência elétrica consumida pelo conjunto transmissor, foram utilizados os valores indicados pela fonte de bancada responsável pela alimentação do driver. Com tensão contínua ajustada para aproximadamente 10 V, a corrente média fornecida ao circuito foi de cerca de 180 mA. Assim, a potência elétrica total absorvida pelo estágio transmissor foi estimada por

$$P_{in} = V_{CC}I_{CC} = 10 \cdot 0,18 \approx 1,8 \text{ W}$$

Esse valor corresponde à potência fornecida pela fonte ao conjunto formado pelo driver, pelo estágio de potência, pela rede de sintonia e pelo transdutor. Portanto, não representa diretamente a potência elétrica aplicada ao piezoelétrico nem a potência acústica efetivamente transmitida ao meio, pois inclui as perdas existentes nos componentes e no processo de conversão eletroacústica. Mais especificamente, esses valores foram obtidos com o conjunto operando próximo à frequência de ressonância.

A Imagem 26, a tensão alternada sobre o transdutor atingiu aproximadamente 100 V_{pp}. Ressalta-se, porém, que essa medição foi realizada quando o transdutor já não apresentava seu comportamento típico, pois, em condições normais de operação, foram observados valores próximos de 200 V_{pp}.

Imagem 26 – Transiente elétrico do transmissor



Fonte: O autor.

Esse resultado evidencia a elevação de tensão proporcionada pela operação ressonante do circuito, mostrando que uma alimentação relativamente baixa no driver pode produzir uma excitação elétrica significativamente maior sobre o piezoelétrico. Entretanto, como não foram realizadas medições diretas da potência acústica transmitida, a tensão observada sobre o transdutor não representa necessariamente a energia efetivamente entregue ao meio.

Por essa razão, o comportamento do transmissor foi avaliado também a partir do sinal medido no receptor. Quando o transdutor receptor mantém suas características elétricas típicas, alterações no transmissor podem ser identificadas pela resposta recebida. Contudo, caso a capacitância do receptor também seja modificada, seu efeito sobre o circuito de entrada pode mascarar essa análise e dificultar a identificação da origem da mudança observada.

4.1.4 Transiente elétrico

Durante os testes, observou-se que a troca entre as frequências de transmissão não ocorria de forma instantânea, sobretudo nas transições de frequências associadas a níveis mais elevados de energia para aquelas de menor energia. Conforme apresentado na Imagem 27, esse processo podia resultar em um intervalo transitório de até aproximadamente $400 \mu\text{s}$. Esse comportamento pode estar associado ao tempo de reconfiguração do periférico PWM, à resposta do driver de acionamento, ao tempo de acomodação da rede ressonante do transmissor e à própria resposta eletromecânica do transdutor piezoelétrico.

Considerando a frequência de amostragem adotada de aproximadamente 40 kHz, o período entre amostras é dado por:

$$T_s = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{40000} = 25 \mu\text{s}$$

Assim, um intervalo transitório de 400us corresponde a aproximadamente:

$$N = \frac{400 \mu\text{s}}{25 \mu\text{s}} \approx 16 \text{ amostras}$$

Dessa forma, mesmo em uma aquisição contínua sem perdas, as primeiras amostras após a troca de frequência podem não representar plenamente o novo símbolo transmitido, pois ainda carregam efeitos do regime transitório. Esse comportamento impacta diretamente a metodologia de filtragem e demodulação, tornando necessário considerar o descarte ou a redução do peso dessas amostras iniciais na análise de cada símbolo.

Imagem 27 – Sinal sintonizado durante a troca de frequência



Fonte: O autor.

Esse resultado constitui um indício experimental de que as primeiras amostras após a troca de frequência podem comprometer a decisão do receptor. Por isso, considera-se adequada a adoção de uma metodologia de descarte inicial, reduzindo a influência do regime transitório e dos resíduos associados à frequência anterior no cálculo de energia dos filtros.

4.2 CIRCUITO RECEPTOR

Em uma etapa inicial de avaliação prática, a resposta do conjunto transmissor-canal-receptor foi analisada com o auxílio de um gerador de funções e de um osciloscópio. Essa verificação permitiu identificar preliminarmente a faixa de frequências de maior resposta do sistema, bem como observar as principais características elétricas do sinal recebido, como amplitude, frequência predominante e ausência de nível médio.

Durante essa avaliação, o transdutor receptor foi conectado diretamente a uma carga resistiva de $4,7\text{ k}\Omega$, sendo observado um sinal essencialmente alternado, sem nível médio. As medições realizadas com o osciloscópio indicaram, nos dois ambientes de ensaio, uma região de maior resposta em torno de 48 kHz, quando o conjunto operava em condições típicas do transdutor. Embora a rede elétrica de sintonia tenha sido dimensionada para aproximadamente 46,5 kHz, a resposta máxima observada ocorreu em uma frequência ligeiramente superior. Essa diferença pode estar associada às características eletromecânicas do transdutor e ao acoplamento acústico com o meio, que não foram levados em consideração.

Com o avanço dos ensaios, observou-se uma alteração significativa no sinal

recebido, caracterizada pela redução da amplitude na faixa de interesse. Esse comportamento motivou uma nova verificação das características elétricas do transdutor, sendo constatada uma redução de sua capacitância para aproximadamente 0,12 nF. Nessa condição, a interação entre a capacitância equivalente do transdutor e a carga resistiva utilizada na recepção passou a apresentar comportamento semelhante ao de um filtro passa-alta de primeira ordem, cuja frequência de corte pode ser estimada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (25)$$

Para a carga inicial de 4,7 k Ω , obtém-se:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(4,7 \times 10^3)(0,12 \times 10^{-9})} \approx 282 \text{ kHz}$$

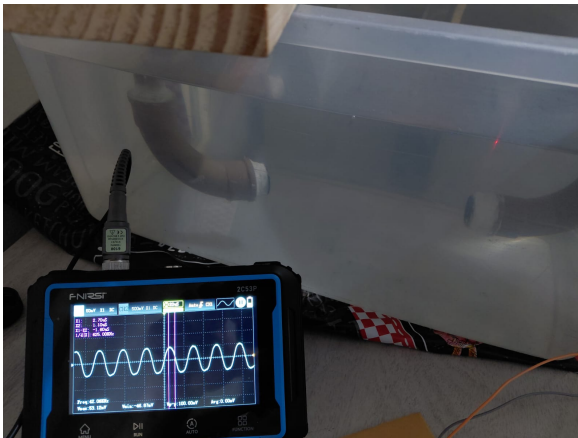
Como esse valor é muito superior à frequência de interesse, próxima de 46,5 kHz, o sinal passou a sofrer forte atenuação nessa faixa. Para reduzir esse efeito, a resistência de carga foi aumentada para 470 k Ω , deslocando a frequência de corte para:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(470 \times 10^3)(0,12 \times 10^{-9})} \approx 2,82 \text{ kHz}$$

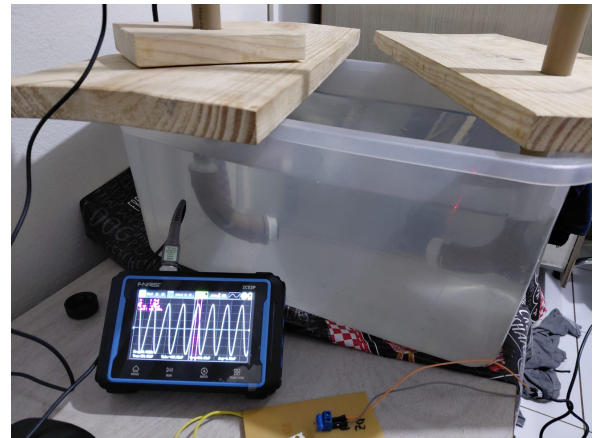
Nessa nova condição, a frequência de interesse permaneceu bem acima da frequência de corte, permitindo recuperar uma resposta mais compatível com a observada antes da alteração das características elétricas do transdutor. Do ponto de vista da amplitude, com o transdutor em condição típica de operação, foram observados valores de até aproximadamente 6 V_{pp} no recipiente menor e 1,2 V_{pp} no aquário, utilizando razão cíclica de 50%. Esses resultados indicam que a amplitude recebida não depende apenas do sinal aplicado ao transmissor, mas também do ambiente de ensaio, da distância, do alinhamento, da orientação e das condições de acoplamento entre os transdutores.

Esse comportamento também pode ser observado na Imagem 28, na qual diferentes posições e orientações dos transdutores foram avaliadas sob condições semelhantes de teste. A simples alteração do alinhamento físico entre transmissor e receptor foi suficiente para modificar a amplitude do sinal recebido, sendo observada variação de aproximadamente 1 V_{pp} para cerca de 3 V_{pp}. Esse resultado reforça a sensibilidade do sistema ao posicionamento dos transdutores e evidencia a importância de controlar essa condição durante os ensaios.

Imagem 28 – Configurações de posicionamento dos transdutores durante os ensaios



(a) Primeira configuração



(b) Segunda configuração

Fonte: O autor.

Em determinadas condições, o sinal recebido poderia exceder os limites de entrada dos estágios de bufferização, amplificação ou aquisição do ESP32-S3, provocando saturação e, em situações mais severas, risco de danos ao dispositivo. Para limitar o nível do sinal, utilizou-se inicialmente a razão cíclica do PWM como forma de controlar a energia aplicada ao transdutor transmissor.

Caso a mudança de comportamento estivesse associada apenas ao transdutor receptor, essa metodologia poderia ser mantida, uma vez que o nível do sinal condicionado poderia ser reajustado pela alteração dos resistores que definem o ganho do estágio amplificador.

Entretanto, durante o desenvolvimento, observou-se uma mudança no comportamento elétrico do transdutor transmissor, associada à alteração de sua capacitância intrínseca. Como essa modificação afetou a resposta e a sintonia do conjunto de transmissão, o controle somente pela razão cíclica deixou de ser suficiente, tornando necessária a reconfiguração do circuito transmissor.

Outra característica relevante observada foi o comportamento seletivo do conjunto transmissor–canal–receptor. De forma global, o sistema apresentou resposta semelhante à de um filtro passa-faixa, com maior amplitude em uma região próxima à frequência de ressonância do estágio transmissor. Porém, sempre a resposta com maior amplitude estava associada a razão cíclica de 50%.

Do ponto de vista espectral, o projeto inicialmente previa a utilização de um filtro analógico passa-faixa dedicado no estágio de recepção. Entretanto, essa etapa foi dispensada na versão experimental do circuito após a observação, em osciloscópio, de que a aplicação de sinais nas frequências de interesse não resultava em componentes interferentes significativas na saída do estágio de recepção. Dessa forma, verificou-se que a resposta conjunta do transdutor, do meio aquático e do próprio circuito já restrin-

gia suficientemente a faixa de frequências observada para os ensaios realizados. Em uma aplicação prática em ambiente não controlado, a utilização de um filtro passa-faixa analógico dedicado torna-se imprescindível para atenuar ruídos e sinais interferentes fora da banda de interesse.

Assim, o circuito receptor foi simplificado, mantendo-se apenas as etapas de polarização, bufferização e amplificação por meio de um amplificador inversor. A filtragem mais seletiva foi então realizada digitalmente, por meio do banco de filtros implementado no ESP32-S3, permitindo identificar as componentes associadas aos símbolos transmitidos.

Outro aspecto relevante é que a seletividade do conjunto não foi alterada de forma significativa. Isso ocorre porque seu comportamento capacitivo era predominantemente determinado pelo capacitor externo de 15 nF. Assim, embora a capacitância intrínseca do transdutor transmissor tenha diminuído de 2,2 nF para aproximadamente 0,12 nF, a capacitância equivalente passou de 17,2 nF para 15,12 nF, mantendo a dinâmica do circuito principalmente associada ao capacitor externo.

4.2.1 Recepção e polarização

O sinal fornecido pelo transdutor receptor apresentou comportamento predominantemente senoidal e sem nível médio, conforme previsto no projeto do circuito. Dessa forma, foi mantido o estágio de polarização resistiva, responsável por estabelecer um nível médio de referência adequado ao condicionamento e à aquisição do sinal. Entretanto, essa polarização também interage com a capacitância equivalente do transdutor, formando um comportamento semelhante ao de um filtro passa-alta, como mostrado na Imagem 29. Assim, a escolha dos resistores de polarização influencia diretamente a resposta em frequência do estágio de entrada.

Como foram utilizados dois resistores iguais no divisor de tensão, a impedância equivalente vista pelo transdutor não corresponde ao valor individual de cada resistor, mas sim à associação em paralelo entre eles. Portanto, para o dimensionamento do filtro formado com a capacitância do transdutor, deve-se considerar:

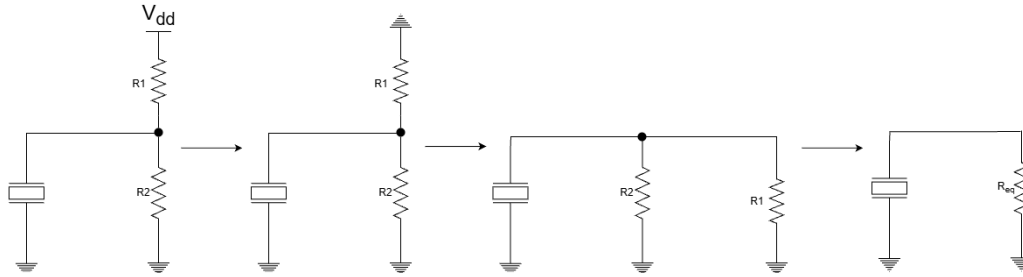
$$R_{eq} = R_1 \parallel R_2 \quad (26)$$

Como $R_1 = R_2 = R$, tem-se:

$$R_{eq} = \frac{R}{2} \quad (27)$$

Dessa forma, o dimensionamento da polarização deve considerar essa resistência equivalente, pois ela define, juntamente com a capacitância do transdutor, a frequência de corte do acoplamento de entrada do receptor.

Imagem 29 – Circuito equivalente visto pelo transdutor no estágio de recepção.



Fonte: O autor.

Dessa forma, dependendo das condições elétricas do transdutor, especialmente de sua capacitância equivalente, os valores dos resistores de polarização precisam ser ajustados. Caso a capacitância varie, a frequência de corte formada pela associação entre R_{eq} e C_T também se altera, podendo modificar a faixa de frequências efetivamente aplicada ao estágio de recepção.

Em resumo, o aumento dos resistores de polarização reduz o consumo e diminui a frequência de corte do acoplamento de entrada. Entretanto, valores muito elevados tornam o nó de polarização mais sensível a ruídos, correntes de fuga e efeitos parasitas, exigindo um compromisso entre eficiência energética e robustez do circuito.

4.2.2 Isolamento e amplificação

Além disso, a rede de polarização foi alimentada com tensão próxima de 3,3V, compatível com a faixa de entrada do ADC do ESP32-S3. Com isso, o sinal alternado proveniente do transdutor é deslocado para um nível médio adequado, permitindo sua aquisição em fonte simples sem aplicar tensões negativas ou superiores ao limite permitido pelo microcontrolador.

Após a etapa de polarização, foi empregado um estágio de buffer implementado com amplificador operacional. Nos testes iniciais, foram avaliados diferentes amplificadores operacionais disponíveis no almoxarifado. Entretanto, alguns desses componentes não apresentaram desempenho adequado para a função de bufferização ou para a amplificação do sinal recebido, principalmente devido a limitações de largura de banda, slew rate ou operação com fonte simples.

Diante dessas limitações, foi selecionado um amplificador operacional com capacidade de operação em ganho unitário, alimentação compatível com o circuito receptor e resposta dinâmica adequada à faixa de frequência do sinal recebido. Para verificar essa condição, estimou-se o slew rate mínimo necessário pela relação:

$$SR_{\min} = 2\pi f_{\max} V_p \quad (28)$$

Considerando a frequência de operação em torno de 48 kHz e uma amplitude máxima de saída de $1,65, V_p$, compatível com a faixa de entrada do ADC, obtém-se:

$$SR_{\min} = 2\pi \cdot 48 \cdot 10^3 \cdot 1,65 \approx 4,98 \cdot 10^5 \text{ V/s} \approx 0,50 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Esse valor é muito inferior ao slew rate do OPA1612A, igual a $27 \text{ V}/\mu\text{s}$, indicando ampla margem para acompanhar o sinal recebido sem limitação dinâmica relevante. Além disso, como o estágio foi utilizado em configuração de buffer, com ganho unitário, a largura de banda disponível permanece muito superior à faixa de operação do sistema, tornando o amplificador adequado para a bufferização do sinal antes das etapas posteriores de filtragem, amplificação e aquisição pelo ADC.

Além da limitação por slew rate, também foi considerada a relação entre ganho e largura de banda do amplificador. Como o OPA1612A apresenta produto ganho-banda de aproximadamente 40 MHz, a largura de banda em malha fechada pode ser estimada por:

$$BW \approx \frac{GBW}{A_v} \quad (29)$$

Para a frequência de operação em torno de 46,5 kHz, o ganho máximo teórico associado a essa limitação é dado por:

$$A_{v,\max} \approx \frac{40 \cdot 10^6}{46,5 \cdot 10^3} \approx 860$$

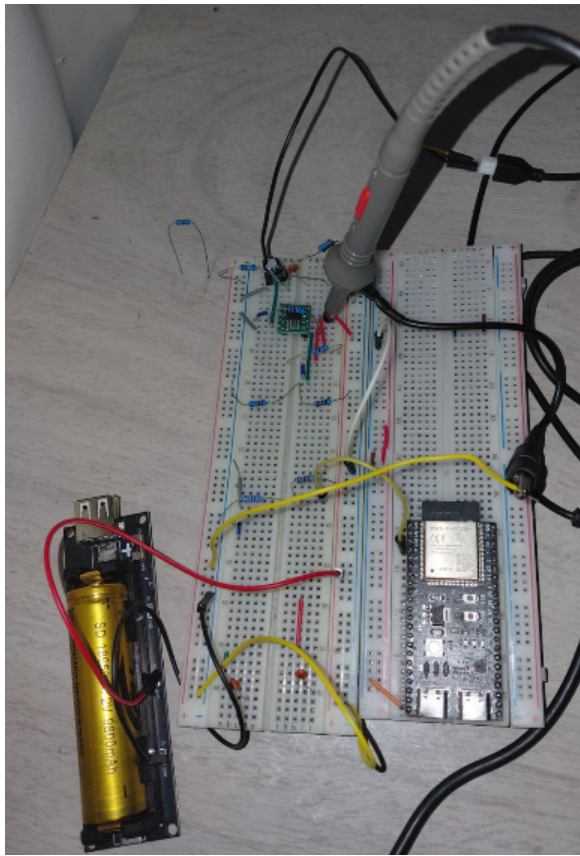
$$A_{v,\max,dB} = 20 \log_{10}(860) \approx 58,7 \text{ dB}$$

Esse resultado indica que, mesmo para ganhos significativamente superiores aos utilizados no estágio de recepção, o amplificador ainda manteria largura de banda suficiente para operar na faixa de dezenas de quilohertz.

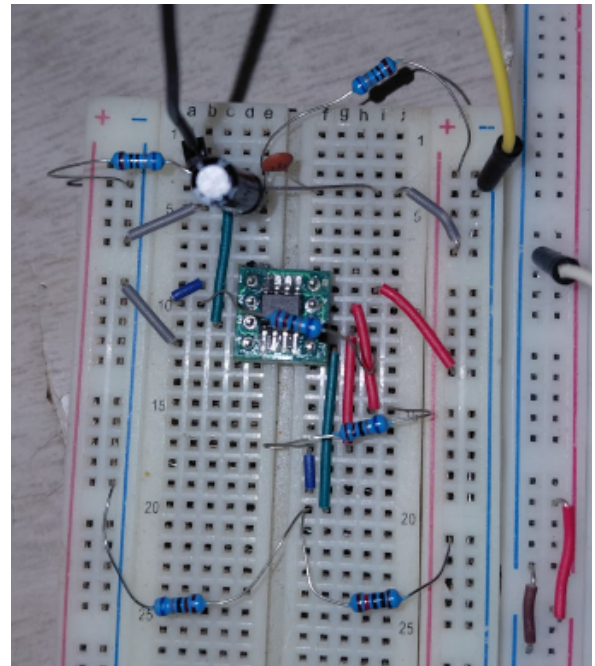
Diante dessas considerações, o circuito de recepção foi montado em placa de prototipagem, conforme apresentado na Imagem 30. A montagem inclui o estágio analógico de condicionamento do sinal recebido, a conexão com o transdutor piezoelétrico e a interface com o ESP32-S3, responsável pela aquisição das amostras por meio do ADC.

Imagem 30 – Montagem experimental do circuito de recepção em placa de prototipagem

(a) Montagem completa com o ESP32-S3



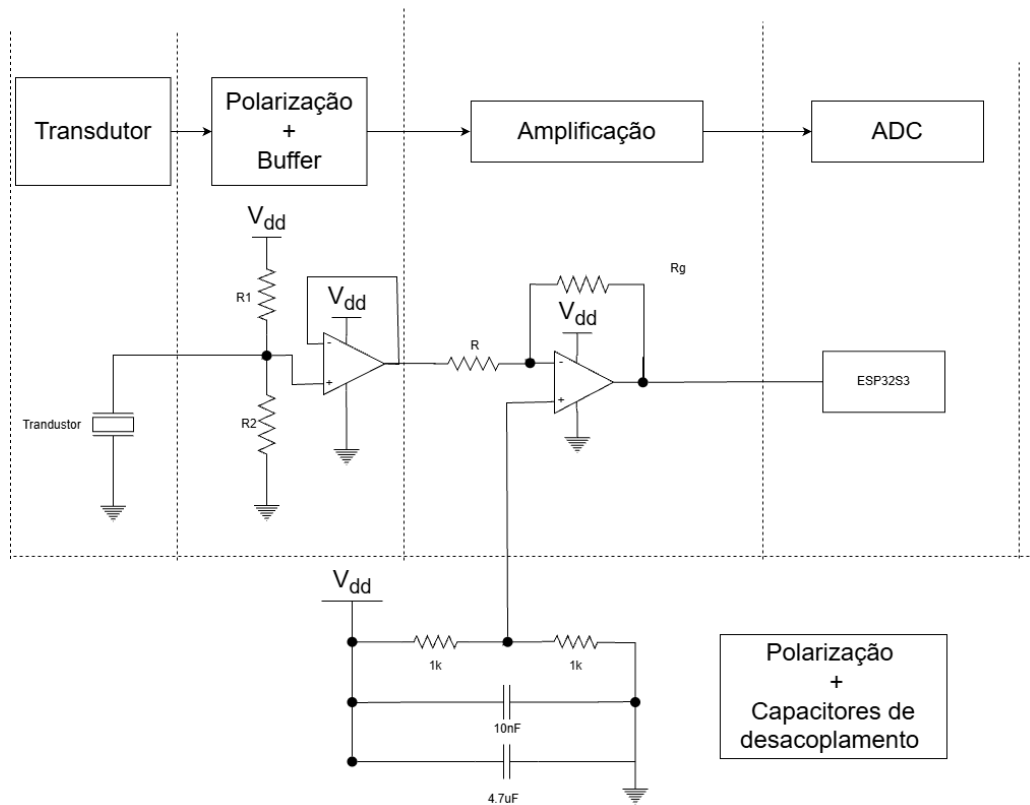
(b) Detalhe do circuito de recepção



Fonte: O autor.

A Imagem 31 apresenta o diagrama simplificado da montagem experimental do circuito de recepção. Essa representação permite identificar a organização geral entre o transdutor, o estágio de condicionamento analógico e o microcontrolador, facilitando a compreensão do arranjo utilizado nos ensaios.

Imagem 31 – Diagrama simplificado da montagem experimental do circuito de recepção



Fonte: O autor.

4.2.3 Limitações e interferências observadas no receptor

Durante os testes do circuito de recepção, também foram observadas componentes indesejadas em alta frequência, na faixa de megahertz. A origem dessas componentes não pôde ser determinada de forma conclusiva, podendo estar associada a instabilidades do estágio com amplificador operacional, acoplamentos parasitas, ruído de chaveamento ou limitações da própria montagem experimental em placa de prototipagem. Observou-se, entretanto, que a remoção dos capacitores de desacoplamento da alimentação aumentava significativamente o nível de ruído do circuito, indicando que parte da instabilidade estava relacionada à alimentação e ao acoplamento de perturbações entre os estágios.

Inicialmente, o circuito de recepção foi alimentado por uma fonte de tensão de bancada. Entretanto, durante os testes, foi observada a presença de uma componente de interferência em torno de 60 Hz, associada à rede elétrica. Como alternativa, passou-se a alimentar o circuito por meio de bateria, buscando reduzir o acoplamento dessa interferência pela alimentação. Apesar dessa alteração, a componente de 60 Hz ainda permaneceu presente, durante alguns testes, mesmo com o notebook

utilizado na aquisição desconectado da tomada. Dessa forma, concluiu-se que a interferência não estava associada exclusivamente à fonte de bancada ou ao aterramento do computador, podendo também estar relacionada a acoplamentos eletromagnéticos no ambiente, à montagem em protoboard e à alta impedância de alguns pontos do circuito. Essa componente de baixa frequência não estava diretamente associada ao sinal acústico de interesse, porém influenciava o nível de base do sinal condicionado. Em situações nas quais o sinal recebido apresentava maior amplitude, a soma dessa interferência com o sinal útil contribuía para levar o amplificador operacional à saturação.

Dessa forma, verificou-se que a saturação do estágio receptor não dependia apenas da amplitude do sinal acústico recebido, mas também da presença de interferências externas e de componentes indesejadas no circuito. Essa observação reforça a importância do ajuste adequado do ganho analógico, da adoção de filtragem passa-faixa e da melhoria do aterramento, da blindagem e da organização física da montagem em trabalhos futuros. Apesar disso, a saturação observada não inviabilizou as etapas posteriores dos experimentos, pois a componente fundamental do sinal permaneceu identificável no domínio da frequência.

4.3 SISTEMA DE GERENCIAMENTO DE TESTES E ENSAIOS

Antes da implementação definitiva da lógica de modulação e, principalmente, das etapas de aquisição e demodulação no ESP32-S3, foi necessário compreender com maior profundidade a dinâmica do conjunto transmissor-canal-receptor. Para isso, foram realizados diversos testes experimentais, envolvendo variações de frequência, razão cíclica, tempo de excitação, distância entre transdutores e configurações do circuito de recepção.

Nesse contexto, foi desenvolvido um sistema de gerenciamento de ensaios baseado no GNU Octave. O objetivo desse sistema foi automatizar a execução dos testes, reduzindo a necessidade de ajustes manuais repetitivos e permitindo maior organização na coleta, armazenamento e análise dos dados. O Octave foi utilizado em conjunto com o pacote instrument-control, que possibilita a comunicação serial com os microcontroladores envolvidos no experimento.

A arquitetura dos ensaios foi organizada pela integração entre os microcontroladores e o ambiente de controle em computador, utilizando o ESP32 como transmissor, o ESP32-S3 como receptor e o GNU Octave como plataforma central de controle e processamento. Os microcontroladores foram programados na Arduino IDE, com o suporte disponibilizado para a família ESP32, permitindo a configuração dos periféricos de PWM, ADC e comunicação serial. Nesse arranjo, o transmissor gerou os sinais PWM nas frequências e razões cíclicas definidas para cada teste, enquanto o receptor

realizou a aquisição contínua do sinal condicionado pelo circuito analógico. O GNU Octave foi responsável pelo envio de comandos, pela sincronização das etapas do ensaio, pela recepção dos dados adquiridos e pelo processamento posterior dos sinais.

Para otimizar a transferência dos dados adquiridos ao computador, foi utilizada a função `Serial.write()`, permitindo o envio das amostras em formato binário. Essa escolha evitou a conversão dos valores do ADC para texto, como ocorreria com funções do tipo `Serial.print()`, reduzindo a quantidade de bytes transmitidos e a sobrecarga associada à formatação dos dados. Dessa forma, a comunicação serial tornou-se mais eficiente e compatível com a aquisição de blocos de amostras em maior taxa.

Nas etapas em que a análise quantitativa estava diretamente relacionada à futura implementação embarcada no ESP32-S3, optou-se por trabalhar com os valores brutos fornecidos pelo ADC, em contagens digitais, sem realizar a conversão prévia para tensão. Essa escolha foi adotada porque a demodulação proposta depende da comparação relativa entre as energias calculadas na saída dos filtros digitais. Assim, a conversão para tensão representaria apenas a aplicação de um fator de escala constante, sem alterar o critério de decisão entre os símbolos.

Além disso, essa abordagem reduz o custo computacional associado a operações adicionais de multiplicação e divisão em ponto flutuante, tornando o processamento mais compatível com a execução em tempo real no microcontrolador. Também foi avaliada a possibilidade de estouro numérico no cálculo das energias, considerando o pior caso de amplitude do ADC e o número de amostras processadas por bloco. Mesmo nessa condição, os valores permaneceram dentro dos limites numéricos adotados na implementação, permitindo realizar o processamento diretamente em contagens do ADC de forma segura.

Dessa forma, o Octave funcionou como o gerenciador dos testes, permitindo definir automaticamente os parâmetros de transmissão, iniciar aquisições, salvar os dados recebidos e gerar gráficos para análise. Essa abordagem foi importante principalmente nas etapas de caracterização do sistema, pois permitiu avaliar a resposta em frequência, a influência da razão cíclica, o comportamento do canal acústico, os efeitos de aliasing, a escolha dos filtros digitais utilizados na recepção e a viabilidade computacional das operações previstas para o ESP32-S3.

4.4 ENSAIO 1 - CARACTERIZAÇÃO DA RESPOSTA DO SISTEMA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA EM FUNÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA

Embora já tivesse sido realizada uma análise preliminar com gerador de funções e osciloscópio, essa etapa fornecia apenas uma observação inicial da resposta do sistema. Por isso, foi desenvolvido um ensaio automatizado de varredura em frequência e razão cíclica, utilizando o próprio ESP32 como gerador dos sinais PWM. Nessa etapa,

o transmissor foi acionado com frequências entre 40 kHz e 55 kHz, variando-se também a razão cíclica, enquanto o ESP32-S3 realizava a aquisição do sinal recebido pelo ADC e enviava os dados ao GNU Octave.

Diferentemente da análise inicial, baseada na observação direta do sinal no osciloscópio, o ensaio automatizado permitiu avaliar a resposta do sistema de forma mais precisa e repetível por meio da FFT. A análise espectral possibilitou identificar as componentes predominantes do sinal recebido para cada combinação de frequência e razão cíclica, permitindo comparar a resposta global do conjunto transmissor–canal–receptor em diferentes condições de excitação.

4.4.1 Fluxo metodológico do ensaio 1

Durante este ensaio realizado no recipiente menor, o circuito de acionamento do transdutor foi alimentado com tensão fixa de 15 V. A frequência de amostragem nominal foi definida em 40,29 kHz, com aquisição de buffers de 8192 amostras por ponto de ensaio, enquanto as frequências físicas do PWM foram varridas de 40 kHz a 55 kHz, com passo de 100 Hz, para as razões cíclicas de 30%, 35%, 40%, 45% e 50%. A varredura foi realizada por etapas. Para cada valor fixo de razão cíclica, toda a faixa de frequências era percorrida. Ao final dessa varredura, a razão cíclica era alterada e o processo era reiniciado.

Para cada combinação entre frequência e razão cíclica, o Octave atuou como sistema supervisor, enviando ao ESP32 transmissor o comando de configuração do PWM e solicitando ao ESP32-S3 receptor a aquisição do sinal recebido. Após a aplicação da excitação, foi respeitado um tempo de estabilização de 0,25 s, e entre dois pontos consecutivos foi inserido um intervalo de 0,15 s com o transmissor desligado, reduzindo a influência de transitórios e da energia residual do ponto anterior.

Após a aquisição, o valor médio de cada buffer foi removido para eliminar a componente contínua introduzida pela polarização do sinal e evitar sua influência na análise espectral. Em seguida, foram descartados 10% das amostras iniciais e 5% das amostras finais, com o objetivo de reduzir a influência dos transitórios associados ao acionamento e ao desligamento do transmissor. Com esse recorte, manteve-se apenas a região em que o sinal já se encontrava presente e em condição aproximadamente estacionária, resultando em cerca de 6963 amostras úteis para análise. Esse sinal foi então dividido em janelas de 1024 amostras, com sobreposição de 50%, resultando em 12 janelas de FFT para cada ponto da varredura. Em cada janela foi aplicada a janela de Hanning antes do cálculo da FFT, e a energia foi calculada em torno da frequência de interesse, dentro de uma largura de banda de 150 Hz.

A partir das energias obtidas nas 12 janelas, foi calculada a média para cada condição de ensaio. Ao final, os valores foram também representados em escala lo-

garítmica, permitindo construir gráficos da função de transferência experimental do sistema em função da frequência de excitação e da razão cíclica aplicada ao transmissor.

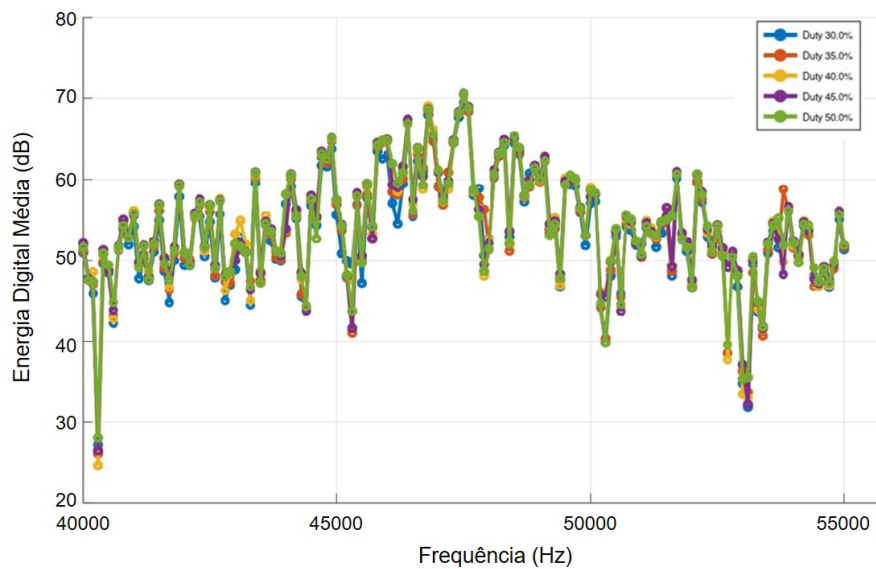
4.4.2 Comportamento observado do sistema

As Imagens 32a e 32b apresentam a resposta em frequência experimental obtida no ensaio de varredura em frequência e razão cíclica, realizado no recipiente menor. Ressalta-se que, durante esse ensaio, a capacitância do transdutor transmissor já não correspondia ao seu valor típico.

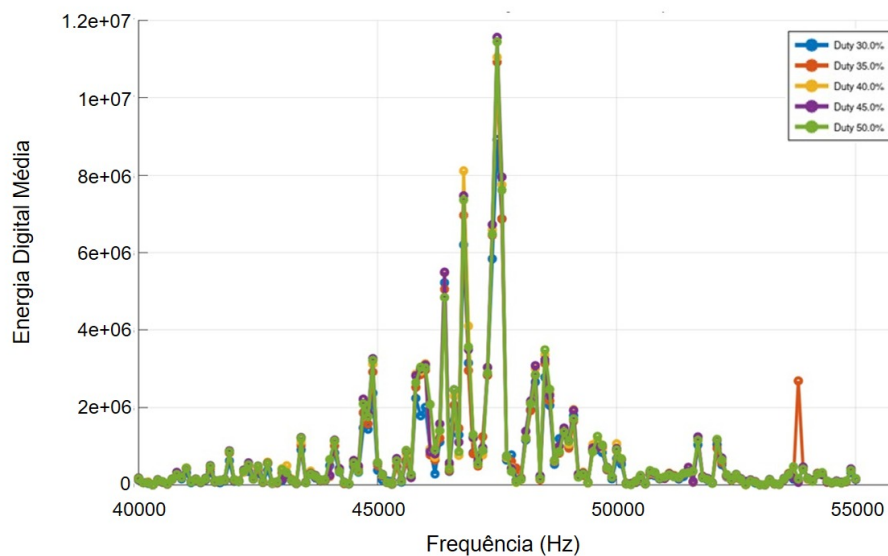
A representação em escala logarítmica, apresentada na Imagem 32a, foi utilizada para evidenciar variações de menor amplitude e facilitar a visualização de diferenças relativas entre as condições ensaiadas. Já a representação em escala linear, apresentada na Imagem 32b, permite observar a magnitude absoluta da energia recebida e destacar as regiões em que a resposta do sistema apresenta maior concentração energética.

Dessa forma, as duas representações são complementares: a escala logarítmica favorece a análise comparativa entre regiões de baixa e média energia, enquanto a escala linear evidencia diretamente os pontos de maior resposta do sistema. Nesta etapa, os gráficos são apresentados apenas como organização dos dados experimentais obtidos, servindo como base para a discussão posterior sobre o comportamento energético em função da frequência e da razão cíclica.

Imagem 32 – Resposta em frequência do sistema em função da frequência de excitação e da razão obtida no recipiente menor



(a) Resposta em frequência em escala logarítmica



(b) Resposta em frequência em escala linear

Fonte: O autor.

Deste modo, observa-se na Imagem 32a que a energia média varia aproximadamente entre 20 dB e 70 dB ao longo da faixa de frequências analisada. A representação em escala logarítmica permite evidenciar com maior clareza a variação da resposta do sistema em função da frequência, destacando as regiões de maior resposta energética e facilitando a identificação da faixa mais favorável à operação do transdutor.

Por sua vez, a imagem 32b evidencia a presença de picos e vales ao longo de todo o intervalo de varredura. Entre as regiões de maior resposta energética, destacam-

se aproximadamente as frequências de 44,875 kHz, 45,900 kHz, 46,400 kHz, 46,750 kHz, 47,500 kHz, 48,250 kHz e 48,450 kHz. Já entre as regiões de menor resposta, observam-se vales próximos de 45,250 kHz, 46,200 kHz, 47,100 kHz e 47,900 kHz. Esse comportamento é compatível com a presença de modos ressonantes e de interferências construtivas e destrutivas no ambiente de ensaio, além da própria resposta seletiva do conjunto transmissor–canal–receptor.

Essas variações indicam que a resposta do sistema não é uniforme em frequência, apresentando regiões preferenciais de maior e menor acoplamento energético. Além dos picos e vales locais, observa-se também uma envoltória de maior resposta em torno da frequência de sintonia do transmissor, indicando que a rede de excitação e o transdutor contribuem para concentrar a energia em uma faixa específica de operação.

Essa avaliação também foi realizada no aquário de testes; entretanto, os dados obtidos nessa etapa não apresentaram qualidade suficiente para uma caracterização confiável dos modos ressonantes do ambiente. Para que essa análise pudesse ser conduzida de forma consistente, seria necessária uma nova aquisição no aquário, mantendo as mesmas condições experimentais.

Contudo, após essa etapa, os transdutores passaram a apresentar alterações em suas características elétricas, impossibilitando a repetição do ensaio nas mesmas condições. Por esse motivo, foi realizado um novo ensaio no recipiente menor, utilizado como análise complementar qualitativa. Esse ensaio teve como objetivo observar a transição entre frequências e evidenciar efeitos típicos de um ambiente confinado, como reflexões, persistência temporal de energia e comportamento ressonante.

Do ponto de vista da razão cíclica, sua variação não resultou em alterações expressivas na amplitude recebida. Isso pode ser explicado pela mudança na capacitância do transdutor transmissor em relação aos testes iniciais, o que alterou a sintonia do conjunto e reduziu a sensibilidade do sistema às variações do sinal PWM.

4.5 ENSAIO 2 - RUÍDO DE CANAL

A caracterização do ruído do canal foi realizada com o objetivo de identificar o nível de sinal presente no sistema de recepção sem transmissão intencional. Ressalta-se, contudo, que, devido à subamostragem, o ruído observado no domínio digital corresponde a uma composição entre componentes originalmente presentes na faixa analisada e componentes de frequências superiores rebatidas para esse intervalo. Por esse motivo, essa avaliação foi utilizada apenas de forma qualitativa, como referência para observar a presença de ruído e interferências no sistema de aquisição.

4.5.1 Fluxo metodológico do ensaio 2

Para a caracterização do ruído do canal, o transmissor foi mantido desligado durante toda a aquisição, com razão cíclica igual a zero. Em seguida, o ESP32-S3 realizou uma aquisição contínua, armazenando 131072 amostras do ADC, o que corresponde a aproximadamente 3,28 s de sinal.

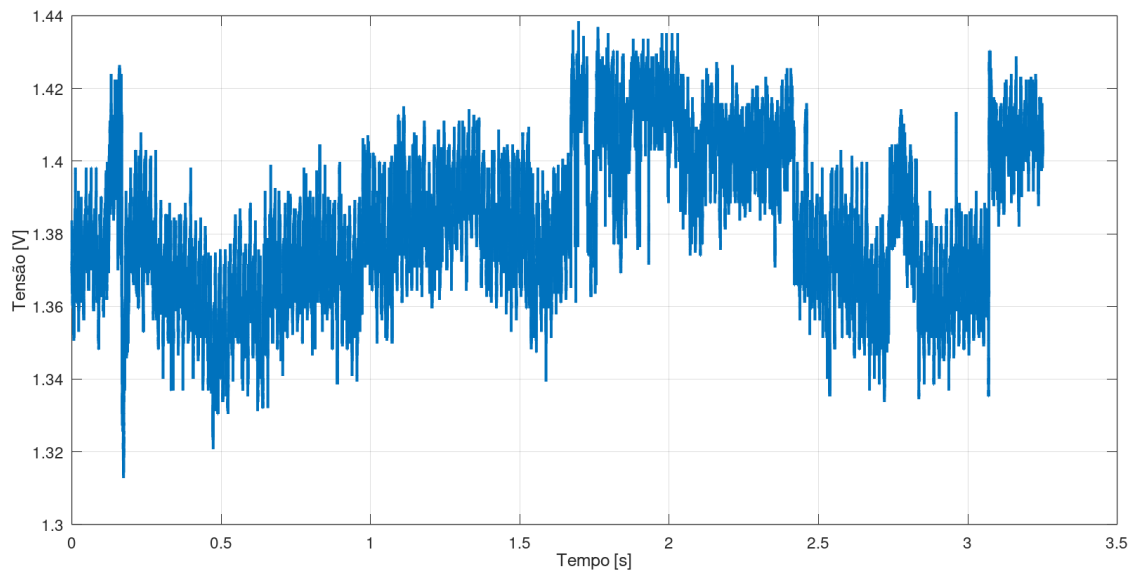
Na etapa de processamento realizada no octave, o nível médio do sinal foi removido para evitar que a componente contínua influenciasse a estimativa espectral. O vetor foi dividido em blocos de 1024 amostras, com sobreposição de 50%, permitindo avaliar a variação temporal do ruído ao longo da captura. Para cada bloco, aplicou-se uma janela de Hanning e calculou-se a FFT, obtendo-se a energia espectral do ruído.

A partir disso a caracterização estatística foi realizada a partir dos valores mínimo, máximo, média, mediana e percentis 25 e 75 da energia espectral calculada nos blocos. As métricas foram avaliadas em escala linear e em dB, permitindo observar tanto o comportamento bruto da energia quanto sua variação relativa ao longo das bandas analisadas.

4.5.2 Resultados

A caracterização do ruído apresentada nesta seção foi realizada no aquário. A análise foi conduzida tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, permitindo observar características de amplitude, variação temporal e distribuição espectral. Inicialmente, apresenta-se o sinal adquirido no aquário no domínio do tempo, conforme mostrado na Imagem 33.

Imagem 33 – Ruído de canal no domínio do tempo no aquário



Fonte: O autor.

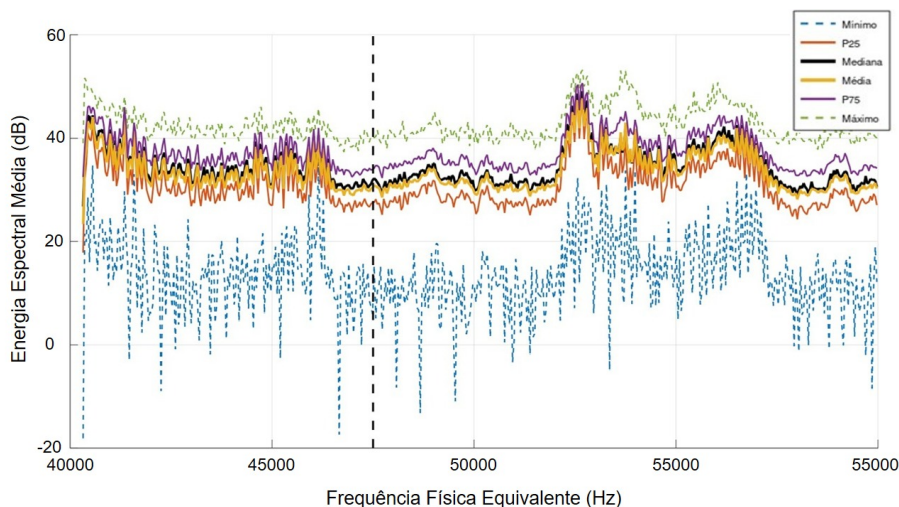
Por meio da Imagem 33, o ruído no domínio do tempo indicou uma variação máxima da ordem de 15 mV no sinal recebido, mesmo na ausência de transmissão ativa. Embora esse valor forneça uma estimativa da amplitude do ruído observado no receptor, ele não permite identificar em quais faixas de frequência essas componentes estão concentradas. Por esse motivo, também foi realizada uma análise no domínio da frequência.

A partir do sinal no domínio do tempo, foram calculados espectros em blocos sucessivos, permitindo estimar o comportamento médio do ruído ao longo da faixa de frequências analisada. Essa abordagem possibilitou identificar componentes espectrais persistentes no receptor, fornecendo uma referência para comparação com os sinais recebidos durante os ensaios de comunicação.

Os resultados foram organizados de modo a identificar componentes persistentes, picos isolados e regiões de maior concentração de energia no espectro. Essa análise serviu como referência para os demais ensaios, pois permitiu distinguir frequências associadas à resposta do sistema de transmissão daquelas já presentes no canal ou na cadeia de aquisição.

Os resultados foram representados na frequência física como é mostrado nas imagens 34. Assim, o gráficos permitem relacionar diretamente o ruído medido pelo receptor com a faixa física utilizada na transmissão acústica.

Imagem 34 – Caracterização estatística do ruído no aquário



Fonte: O autor.

A imagem 34 indica a variabilidade do ruído ao longo da aquisição. A média e a mediana representam o comportamento central do ruído em cada frequência, enquanto os percentis 25 e 75 indicam a faixa onde se concentra a maior parte das variações observadas. Já os valores mínimo e máximo mostram os limites extremos registrados entre os blocos analisados.

A partir dos dados, observa-se que o ruído apresenta maior intensidade na faixa entre 52,5 kHz e 57,25 kHz. Também é perceptível uma elevação próxima de 40 kHz, que pode estar associada ao rebatimento de componentes próximas de 0 Hz no domínio amostrado. Esse comportamento pode ocorrer devido ao nível médio do sinal, imperfeições do ADC e componentes de baixa frequência presentes na aquisição. Assim, mesmo que o conjunto transmissor–transdutor apresente comportamento seletivo, efeitos associados à aquisição digital podem influenciar regiões próximas à frequência de amostragem.

Em contrapartida, o intervalo entre 47,5 kHz e 52 kHz apresentou resposta mais regular e menor influência de componentes indesejadas, tornando-se uma faixa mais favorável para a operação do sistema.

A linha tracejada indica a frequência de ressonância observada para o conjunto transdutor-rede de sintonia. Nota-se que essa região não apenas apresentou maior concentração de energia durante a transmissão, mas também coincidiu com uma faixa de menor nível de ruído no receptor, tornando-a mais favorável para a operação do sistema.

4.6 ENSAIO 3 - REVERBERAÇÃO

Os ensaios de reverberação foram realizados tanto no aquário de testes quanto no recipiente menor, com o objetivo de avaliar a persistência temporal da energia acústica após a excitação do transdutor. Esses ambientes, por possuírem dimensões limitadas e superfícies refletoras próximas, favorecem a ocorrência de múltiplas reflexões nas paredes, no fundo, na superfície da água e nas demais interfaces. Assim, buscou-se observar como essas reflexões prolongam a presença do sinal recebido, conforme os conceitos de reverberação e cavidade acústica apresentados na fundamentação teórica.

Esse comportamento é relevante para a comunicação M-FSK, pois a energia remanescente de uma frequência pode permanecer durante a transmissão do símbolo seguinte, favorecendo interferência intersimbólica. Dessa forma, a análise da energia recebida após a troca de frequência ou após o desligamento do transmissor permite investigar o tempo de decaimento do canal e verificar se o tempo de símbolo adotado é compatível com a dinâmica reverberante do tanque.

4.6.1 Fluxo metodológico do ensaio 3

O ensaio foi organizado com foco na evolução temporal da energia acústica dentro dos ambientes de teste. Semelhante ao ensaio do ruído de canal, porém neste caso o objetivo é observar como a energia associada a uma excitação permanece no sistema após uma troca de frequência.

Para isso, o receptor ESP32-S3 foi configurado para realizar uma captura contínua, enquanto o transmissor era acionado segundo uma sequência temporal pré-definida. Essa sequência continha períodos com o transmissor desligado, períodos de excitação em uma frequência definida e instantes de transição entre frequências. O registro contínuo permitiu preservar a ordem temporal dos eventos, tornando possível analisar não apenas a presença da frequência transmitida, mas também seu decaimento após a mudança de condição.

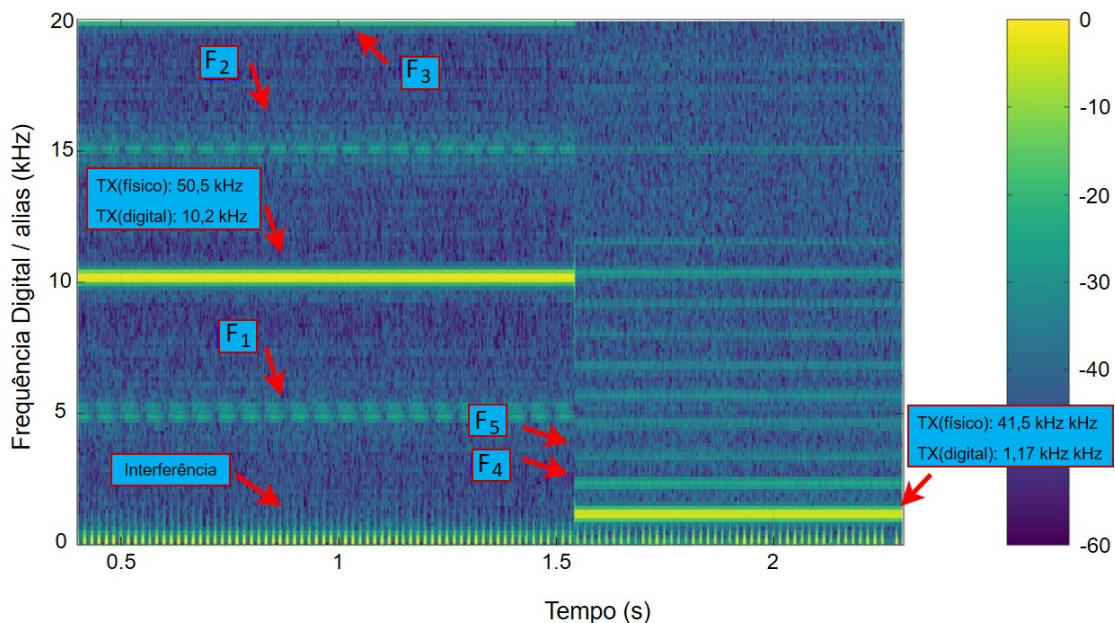
No processamento realizado no Octave, o sinal adquirido foi dividido em janelas sucessivas no tempo. Para cada janela, foi estimada a energia espectral nas regiões correspondentes às máscaras (aliases) das frequências transmitidas. Assim, a análise passou a representar a energia de cada componente ao longo do tempo, permitindo observar se uma frequência continuava presente mesmo após sua interrupção. A persistência dessa energia foi utilizada como indicativo do comportamento reverberante do ambiente.

4.6.2 Resultados

Os primeiros dados apresentados nesta análise foram obtidos no aquário durante o ensaio de reverberação. Foram transmitidas duas frequências físicas distintas: a primeira próxima de 50,50 kHz e a segunda próxima de 41,50 kHz. Como o receptor operou com frequência de amostragem real de aproximadamente $F_s = 40,290$ kHz, essas componentes foram observadas no domínio amostrado por meio de suas frequências rebatidas. Assim, a componente de 50,50 kHz foi observada em aproximadamente 10,2 kHz, enquanto a componente de 41,50 kHz foi observada em aproximadamente 1,2 kHz.

A Imagem 35 apresenta o o espectrograma obtido a partir do sinal recebido. Observa-se que, durante a primeira parte do ensaio, há predominância da componente em aproximadamente 10,2 kHz, associada à frequência física transmitida de 50,50 kHz. Após cerca de 1,55 s, ocorre a redução dessa componente e passa a ser observada energia em torno de 1,2 kHz, correspondente à segunda frequência transmitida.

Imagem 35 – Espectrograma do sinal - Aquário



Fonte: O autor.

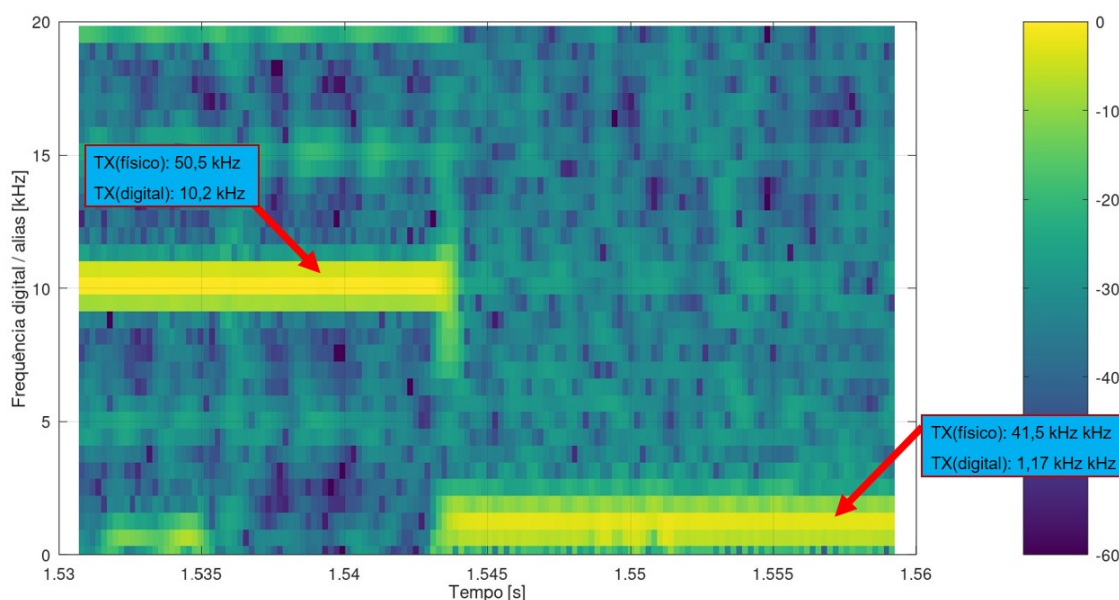
Em uma perspectiva macro, o espectrograma permite acompanhar a evolução geral da energia durante todo o intervalo do ensaio. A transição entre as frequências observadas após a subamostragem evidencia a troca de frequência no sinal recebido, além de permitir identificar componentes interferentes de baixa frequência, como a componente próxima de 60 Hz.

Além das componentes principais associadas às frequências transmitidas, o es-

pectrograma também evidencia a presença de outras faixas espectrais relevantes. Durante a primeira etapa do ensaio, observam-se componentes próximas de $f_1 \approx 5,2$ kHz, $f_2 \approx 15,2$ kHz e $f_3 \approx 20,4$ kHz, indicando a presença de componentes secundárias no sinal recebido. A componente próxima de $f_3 \approx 20,4$ kHz pode estar associada à presença de componentes secundárias do sinal transmitido, observadas no domínio digital em função do processo de subamostragem. Como a componente principal aparece após a amostragem em torno de 10,2 kHz, a ocorrência de uma componente próxima ao dobro desse valor sugere a possível contribuição de harmônicas, distorções ou não idealidades do sinal recebido. Já as componentes f_1 e f_2 não foram diretamente associadas a esse mesmo mecanismo, podendo estar relacionadas a efeitos combinados do transmissor, do canal acústico, do receptor ou da própria montagem experimental.

Após a troca de frequência, passa a predominar a componente em aproximadamente $f_0 \approx 1,2$ kHz, associada à frequência física de 41,5 kHz após a subamostragem. Nessa etapa, também são observadas componentes próximas de $f_4 \approx 2,4$ kHz e $f_5 \approx 3,6$ kHz. Essas componentes correspondem a múltiplos da frequência base observada após a subamostragem, isto é, $f_4 \approx 2f_0$ e $f_5 \approx 3f_0$, podendo estar associadas a harmônicas, não idealidades da excitação ou efeitos do conjunto transmissor–canal–receptor.

Imagem 36 – Espectrograma do sinal adquirido na troca de frequência - Aquário



Fonte: O autor.

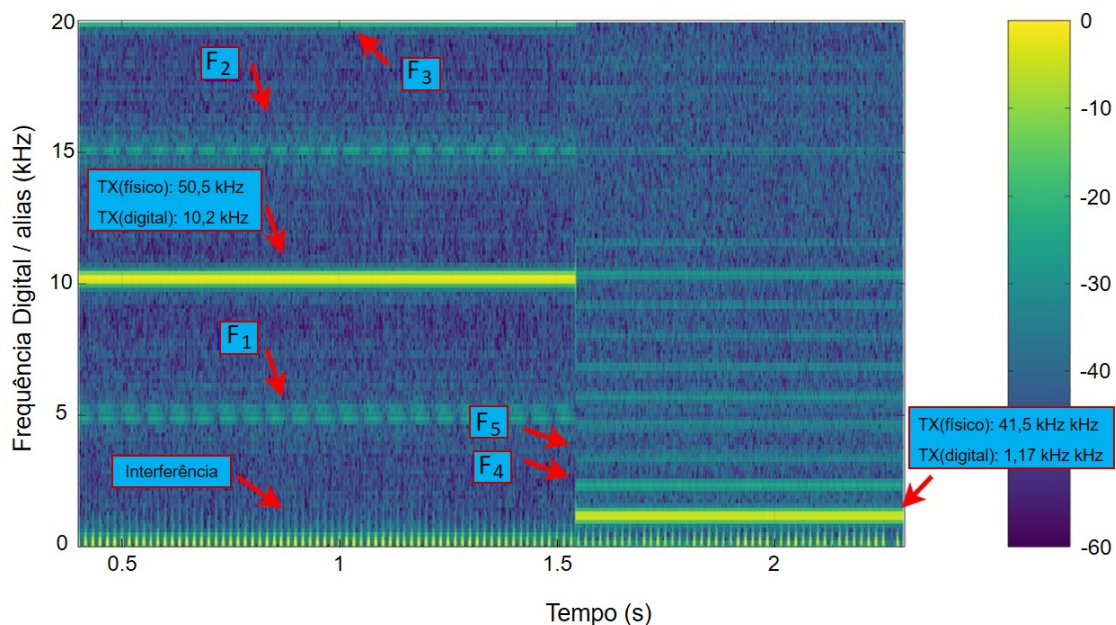
Em uma análise mais detalhada do espectrograma obtido no aquário, apresentada na Imagem 36, não foi possível identificar de forma suficientemente clara a duração da região transitória associada à troca de frequência em todas as frequências.

Para essa identificação, seriam necessários novos ensaios com maior controle, posicionamento dos transdutores e a repetibilidade das condições experimentais.

Entretanto, devido a problemas no sistema de gerenciamento dos ensaios, parte dos dados apresentou sobreposição entre aquisições, dificultando a análise temporal. Além disso, a alteração posterior das características elétricas do transdutor impediu a repetição do experimento nas mesmas condições. Por esse motivo, foi realizado um novo ensaio no recipiente menor, com o objetivo de observar de forma complementar a transição entre frequências.

Em um novo ensaio, a transição entre duas frequências transmitidas foi analisada no recipiente menor, uma vez que essa etapa não pôde ser realizada no aquário da faculdade nas condições necessárias para a aquisição. A sequência transmitida foi composta inicialmente pela frequência de 47,5 kHz, seguida pela frequência de 41,5 kHz. O espectrograma do sinal recebido nessa condição é apresentado na Imagem 37.

Imagem 37 – Espectrograma do sinal adquirido no recipiente menor

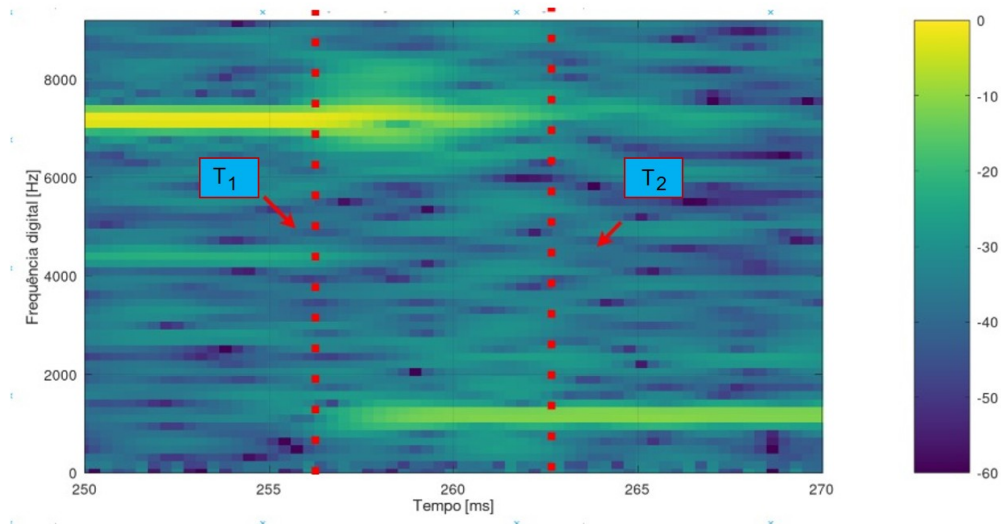


Fonte: O autor.

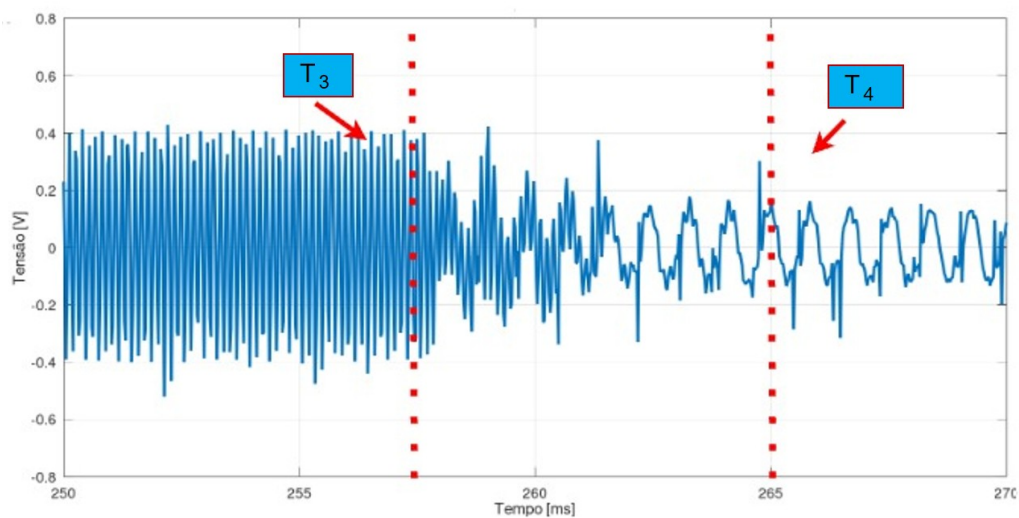
Além das componentes principais associada à frequência transmitida, observa-se também uma componente secundária próxima de $f_1 \approx 19$ kHz. Essa componente não corresponde diretamente à segunda harmônica da frequência de 47,5 kHz, pois essa harmônica seria esperada em torno de 95 kHz e, após a subamostragem, seria rebatida para uma faixa próxima de 15 kHz, considerando $F_s \approx 40$ kHz. Dessa forma, a componente em 19 kHz deve ser interpretada com cautela, podendo estar associada a componentes secundárias do sinal recebido, interferências ou efeitos do conjunto

transmissor-canal-receptor próximos à frequência de Nyquist.

Imagem 38 – Análise da transição entre frequências no domínio tempo-frequência e no domínio do tempo no recipiente menor



(a) Espectrograma da região de transição



(b) Sinal recebido no domínio do tempo

Fonte: O autor.

Na Imagem 38a, observa-se que a transição entre as componentes espectrais ocorre aproximadamente entre $t_1 = 256$ ms e $t_2 = 262$ ms, resultando em um intervalo de cerca de 6 ms. Esse trecho corresponde à região em que há coexistência entre a componente associada à frequência anterior e a componente referente à nova frequência transmitida.

De forma complementar, a Imagem 38b mostra a mesma região no domínio do tempo. Nesse caso, a alteração do sinal recebido é observada aproximadamente entre $t_3 = 257$ ms e $t_4 = 264$ ms, indicando uma duração próxima de 7 ms. A proximidade entre os intervalos estimados pelos dois domínios reforça que a troca de frequência não ocorre de forma instantânea no sinal recebido, apresentando uma região transitória da ordem de alguns milissegundos.

A partir do espectrograma, foram estimados diferentes intervalos de transição entre as frequências transmitidas. Entretanto, esses valores devem ser interpretados com cautela, pois a representação espectral no tempo está sujeita ao compromisso entre resolução temporal e resolução em frequência. Assim, os intervalos obtidos não devem ser entendidos como medidas absolutas do instante exato de troca, mas como estimativas indicativas do comportamento transitório observado no sinal recebido.

4.7 ESCOLHA DAS FREQUÊNCIAS

Como descrito na metodologia, a demodulação proposta é a partir da comparação da energia nas frequências associadas aos símbolos, sendo escolhido o símbolo correspondente à componente de maior energia. Além do banco de filtros digitais empregado diretamente na recepção, a FFT foi utilizada como ferramenta auxiliar de visualização e validação espectral, permitindo verificar a presença das componentes correspondentes aos símbolos transmitidos e acompanhar seu comportamento ao longo dos ensaios.

Para evitar sobrecarga de processamento no ESP32-S3, adotou-se uma janela com $N=128$ amostras, mantendo o custo computacional reduzido e compatível com a operação em tempo real do receptor. Considerando a frequência de amostragem de aproximadamente $F_s = 40$ kHz, o espaçamento entre os pontos é definido pela Equação 11. Substituindo os valores adotados:

$$\Delta f = \frac{40325}{128} \approx 315,04 \text{ Hz}$$

Assim, cada ponto espectral da FFT representa um espaçamento de aproximadamente 315 Hz. A partir desse valor, as frequências utilizadas na comunicação foram escolhidas de modo que suas componentes observadas no domínio amostrado coincidisse, ou ficassem próximas, dos pontos discretos da análise espectral. Essa escolha facilita a interpretação do espectro e a comparação da energia associada a cada símbolo.

De forma geral, as frequências analisadas pela FFT podem ser representadas por:

$$f_k = k\Delta f \quad (30)$$

em que f_k representa a frequência associada ao índice espectral k , e Δf é a resolução em frequência. Dessa forma, ao escolher frequências compatíveis com múltiplos de Δf , busca-se alinhar as componentes recebidas às regiões de análise do receptor.

Como a frequência de amostragem do receptor é inferior às frequências ultrassônicas transmitidas, a seleção dos símbolos considerou suas frequências equivalentes após a subamostragem. Assim, cada frequência física foi escolhida levando em conta sua componente observada no domínio discreto, resultante do processo de aliasing.

Foram selecionadas 17 frequências distintas: 16 destinadas aos símbolos da modulação 16-FSK e uma adicional reservada ao sincronismo. Essa quantidade foi adotada como escolha conservadora, pois ainda não se conhecia a capacidade do ESP32-S3 de processar, em tempo real, bancos de filtros mais extensos. Dessa forma, limitou-se o número de filtros digitais sem comprometer a implementação inicial do sistema.

Foi adotado um espaçamento de dois bins entre frequências consecutivas, resultando em uma separação aproximada de:

$$\Delta f_s = 2 \cdot \frac{F_s}{N} \approx 630,08 \text{ Hz}$$

Com esse espaçamento, buscou-se reduzir a exigência de seletividade dos filtros associados a símbolos vizinhos, permitindo a utilização de filtros de menor ordem e menor complexidade computacional. Além disso, a separação adotada reduz a sensibilidade a pequenos desvios na frequência gerada pelo transmissor, mantendo o conjunto de símbolos dentro de uma faixa espectral limitada.

Tabela 7 – Faixa de 42 kHz a 56 kHz analisada para seleção das frequências de comunicação

Freq.	Bin	f_{real} [Hz]	f_{alias} [Hz]
1	15	45051	4726
2	17	45681	5356
3	19	46311	5986
4	21	46941	6616
5	23	47571	7246
6	25	48201	7876
7	27	48831	8506
8	29	49461	9136
9	31	50091	9766
10	33	50721	10396
11	35	51351	11026
12	37	51981	11656
13	39	52612	12287
14	41	53242	12917
15	43	53872	13547
16	45	54502	14177
17	47	55132	14807

Fonte: O autor.

A Tabela 7 apresenta as frequências escolhidas em uma etapa na qual o transdutor se encontrava em sua condição típica de operação no aquário. Por esse motivo, essas frequências diferem daquelas observadas nas Imagens 32a e 32b, obtida posteriormente no recipiente menor, quando a resposta do conjunto transmissor-canal-receptor já apresentava alterações em função das condições elétricas do transdutor e do ambiente de ensaio.

4.8 DIMENSIONAMENTO DOS FILTROS DIGITAIS

Após a definição das frequências utilizadas na comunicação, foi dimensionado o banco de filtros digitais empregado na etapa de demodulação. O objetivo dessa etapa foi associar cada símbolo da modulação 16-FSK a um filtro passa-faixa específico, de modo que cada canal apresentasse maior resposta na frequência correspondente ao respectivo símbolo.

Como a frequência de amostragem utilizada é inferior às frequências ultrassônicas transmitidas, os filtros não foram projetados diretamente nas frequências físicas de transmissão, mas nas frequências equivalentes observadas no domínio amostrado. Essas frequências correspondem às componentes resultantes do processo de subamostragem e foram utilizadas como frequências centrais dos filtros digitais.

O banco foi formado por 17 filtros IIR passa-faixa, escolhidos pela possibilidade de obter seletividade com baixa ordem e menor custo computacional para a demo-

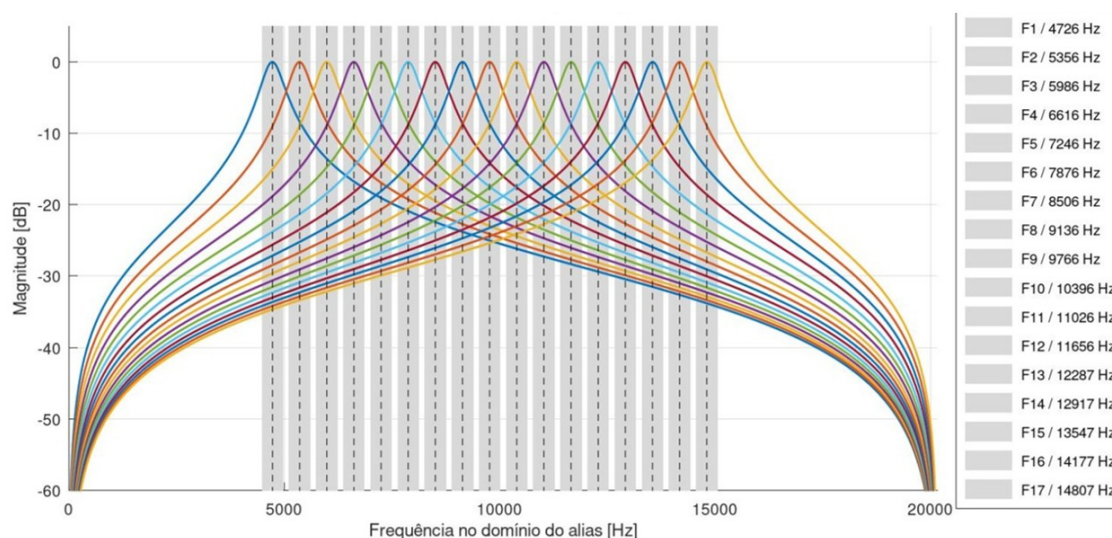
dulação embarcada. Para cada filtro, foram definidos como parâmetros principais a frequência central, a largura de banda e a ordem. A frequência central foi associada ao símbolo correspondente, enquanto a largura de banda foi definida para permitir a passagem da componente de interesse e atenuar componentes associadas aos símbolos vizinhos, buscando um compromisso entre seletividade e tolerância a pequenos desvios de frequência.

A saída de cada filtro foi utilizada para calcular uma métrica de energia associada ao respectivo canal de detecção, considerando uma janela de (N) amostras, conforme a Equação 15. A decisão do receptor foi realizada pela comparação das energias obtidas nas saídas dos 17 filtros, sendo o símbolo estimado aquele associado ao filtro que apresentou a maior energia durante a janela de observação.

Dessa forma, o banco de filtros atua como a estrutura principal de separação das componentes associadas aos símbolos M-FSK. Enquanto a FFT foi utilizada como ferramenta de apoio para análise e visualização do conteúdo espectral, os filtros IIR foram empregados diretamente na demodulação, permitindo calcular a energia associada a cada frequência candidata e realizar a decisão do símbolo recebido.

A Imagem 39 apresenta as frequências selecionadas para a comunicação e a resposta dos filtros digitais utilizados na etapa de demodulação. Para essa implementação, cada canal do banco foi constituído por um filtro digital IIR Butterworth passa-faixa, projetado a partir de um protótipo de primeira ordem. A transformação para a configuração passa-faixa resulta em uma estrutura de segunda ordem, implementada diretamente por meio de sua equação de diferenças. Os coeficientes empregados correspondem à resposta Butterworth, escolhida por apresentar comportamento monotônico na banda passante, sem ondulações. Cada filtro foi ajustado em torno da frequência esperada para o respectivo símbolo, com largura de banda de aproximadamente 500 Hz, de modo a permitir a separação entre canais adjacentes. Como filtros IIR apresentam resposta transitória após variações no sinal de entrada, o tempo de acomodação de cada canal também deve ser considerado na definição do tempo de símbolo e na interpretação da energia calculada em cada janela.

Imagem 39 – Frequências selecionadas para a comunicação no aquário e resposta dos filtros digitais utilizados na demodulação



Fonte: O autor.

4.9 ENSAIO 4 - SINTONIA DOS FILTROS

Diante do dimensionamento do banco de filtros digitais, tornou-se necessário sua validação experimental utilizando o próprio firmware do ESP32-S3. Essa etapa teve como objetivo verificar se cada filtro apresentava maior resposta quando a frequência correspondente ao seu símbolo era transmitida, confirmando a coerência entre as frequências de transmissão, suas versões rebatidas e os filtros implementados no receptor. O ensaio também permitiu medir o tempo necessário para a aquisição das amostras e o processamento do banco de filtros.

Para isso, foram realizados testes em que o ESP32 transmitia frequências conhecidas, enquanto o ESP32-S3 realizava a aquisição e calculava a energia na saída de cada filtro. A partir dessa análise, foi possível verificar se o filtro associado à frequência transmitida era, de fato, o que apresentava maior energia. Caso fossem observados desvios, sobreposição entre filtros ou detecção inconsistente, os parâmetros do banco de filtros deveriam ser ajustados.

4.9.1 Fluxo metodológico do ensaio 4

Para verificar se os filtros digitais estavam corretamente sintonizados, foi realizada uma varredura local em torno de cada uma das frequências selecionadas para a comunicação. Nesse procedimento, para cada canal do banco de filtros, o transmissor

realizou uma varredura em torno de sua frequência nominal. Foram aplicadas frequências compreendidas entre $f_c - 400$ Hz e $f_c + 400$ Hz, com incrementos de 50 Hz, em que f_c representa a frequência central associada ao canal analisado. Para cada frequência aplicada, o receptor realizou a aquisição do sinal e calculou a energia na saída do filtro digital correspondente.

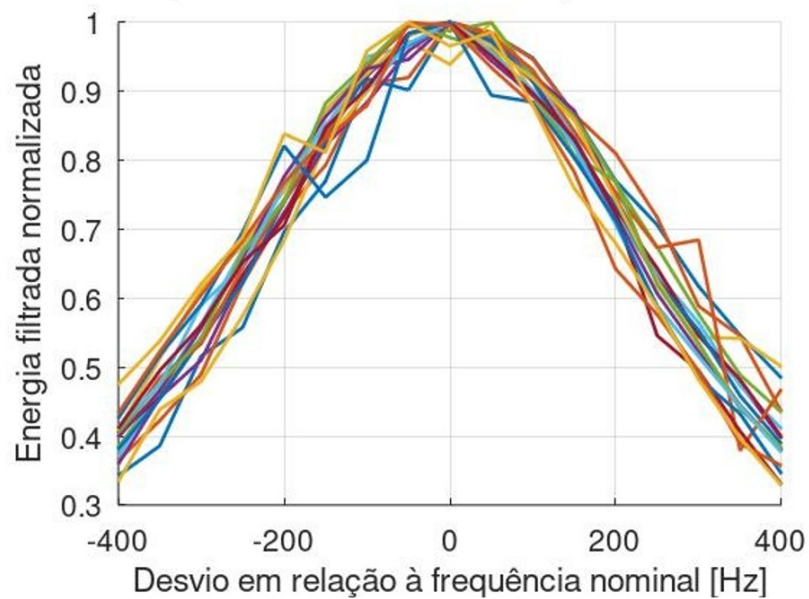
Esse procedimento permitiu avaliar se a maior energia filtrada ocorria próxima da frequência nominal definida para cada canal. Ao final da varredura, foram identificadas a melhor frequência medida, o erro em relação à frequência nominal e a energia máxima obtida para cada canal. Dessa forma, foi possível verificar a coerência entre as frequências escolhidas, os aliases esperados e a resposta dos filtros digitais implementados no ESP32-S3.

4.9.2 Resultados

O primeiro resultado relevante obtido nessa etapa foi a verificação da viabilidade computacional do banco de filtros. O processamento dos 17 filtros digitais demandou aproximadamente 1,2 ms, enquanto a aquisição de um bloco de 128 amostras exigiu cerca de 3,5 ms. Portanto, o tempo de processamento permaneceu inferior ao tempo de aquisição, indicando que a implementação é compatível com a operação em tempo real do receptor.

A Imagem 40 apresenta a energia filtrada normalizada em torno de cada frequência nominal selecionada para a comunicação. Observa-se que, para a maioria dos canais, a maior energia ocorre próxima ao desvio de 0 Hz, indicando que os filtros digitais estão adequadamente sintonizados com as frequências escolhidas. À medida que a frequência transmitida se afasta da frequência nominal, ocorre redução da energia na saída dos filtros, evidenciando a seletividade da etapa de demodulação. Esse resultado confirma a coerência entre as frequências selecionadas, os aliases esperados e os filtros digitais implementados no receptor.

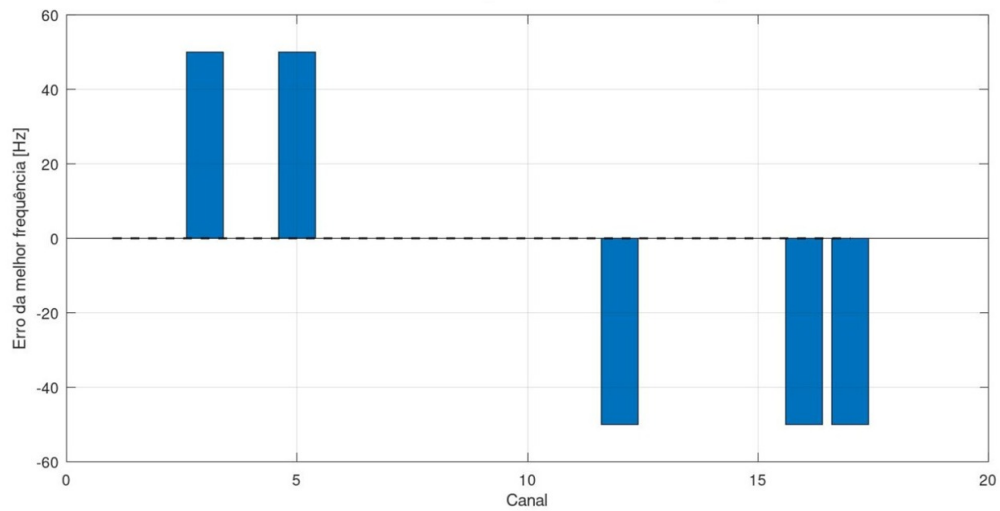
Imagem 40 – Energia normalizada em torno das frequências nominais dos filtros durante o ensaio no aquário



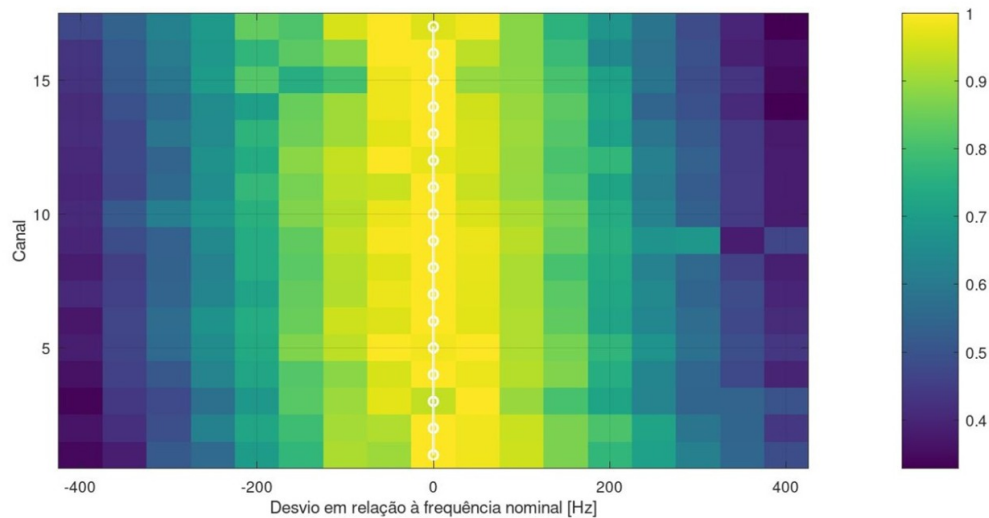
Fonte: O autor.

Na Imagem 41a mostra o desvio entre a frequência nominal e a melhor resposta, verifica-se que a maioria dos canais apresentou erro nulo, enquanto poucos canais apresentaram deslocamentos de aproximadamente ± 50 Hz. Esse valor é reduzido em relação à largura de banda adotada para os filtros digitais, não comprometendo a separação entre os canais. O mapa de energia normalizada reforça esse comportamento, evidenciando uma região de maior energia concentrada em torno da frequência nominal para praticamente todos os canais.

Imagem 41 – Distribuição da energia em torno das frequências nominais dos filtros durante o ensaio no aquário



(a) Desvio da energia em torno da frequência nominal



(b) Espectrograma dos filtros digitais

Fonte: O autor.

4.10 ENSAIO 5 - RELAÇÃO SINAL-RUÍDO

Outro ponto importante é a análise da relação sinal-ruído, pois esse parâmetro permite avaliar se a potência entregue ao sistema é suficiente para garantir uma recepção consistente. Em um modem acústico, a relação entre a energia do símbolo transmitido e o nível de ruído do canal influencia diretamente a capacidade do receptor de identificar corretamente a frequência dominante.

Dessa forma, a avaliação da relação sinal-ruído auxilia na definição do nível de excitação do transdutor, permitindo operar em uma região na qual o sinal recebido seja suficientemente superior ao ruído, mas sem provocar saturação no circuito de recepção. Essa análise é importante para reduzir a ocorrência de erros de transmissão e melhorar a confiabilidade da demodulação.

4.10.1 Fluxo metodológico do ensaio 5

Para cada frequência selecionada, foram realizadas duas medições: uma com o transmissor desligado, utilizando razão cíclica igual a 0%, para caracterização do ruído de fundo; e outra com o transmissor ativo, utilizando razão cíclica igual a 45%, para caracterização do sinal recebido.

Antes da aquisição correspondente a cada frequência, foi aguardado um intervalo de aproximadamente 25 ms. Esse tempo foi adotado para reduzir a influência da reverberação e permitir que a energia residual associada à condição anterior se dissipasse parcialmente no ambiente. Dessa forma, buscou-se evitar que a medição de uma frequência fosse influenciada pela persistência acústica da frequência transmitida anteriormente.

A comparação entre as condições com transmissor desligado e transmissor ativo permitiu estimar a relação sinal-ruído em cada frequência. Para isso, tanto o sinal transmitido quanto o ruído de fundo foram analisados na saída do filtro digital correspondente à frequência avaliada. Assim, a energia de ruído considerada na SNR representa a energia presente dentro da banda do filtro associado ao símbolo, e não a energia total do sinal bruto adquirido.

Para cada símbolo transmitido, o receptor calculou a energia na saída dos filtros digitais. A relação sinal-ruído foi obtida pela comparação entre a energia medida no filtro esperado durante a transmissão e a energia medida no mesmo filtro durante a condição de ruído. A SNR foi calculada em decibéis por meio da expressão:

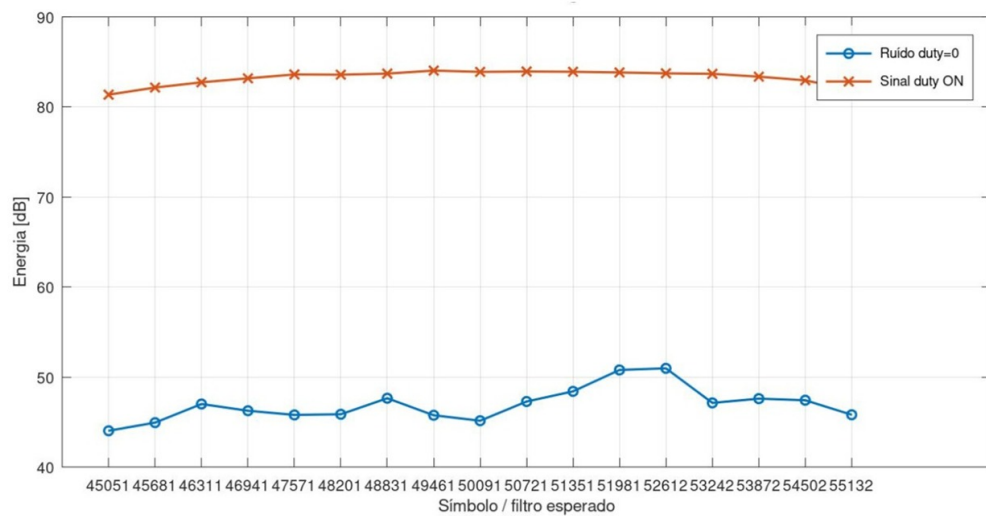
$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{E_{\text{sinal}}}{E_{\text{ruído}}} \right) \quad (31)$$

4.10.2 Resultados

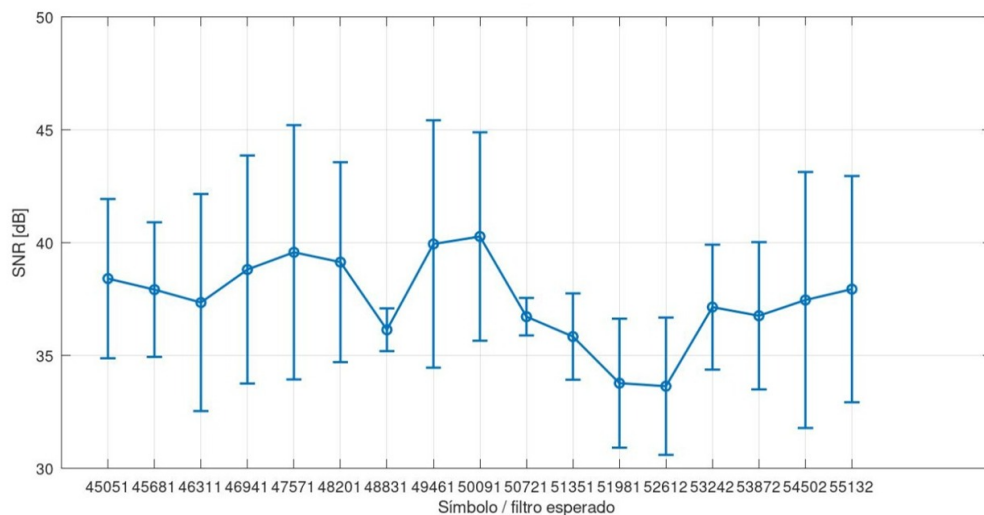
A Imagem 42 apresenta a comparação entre o sinal recebido e o ruído de fundo, bem como a relação sinal-ruído obtida para cada símbolo. Esses resultados permitem avaliar a qualidade do sinal detectado pelo receptor e identificar frequências mais suscetíveis a ruído, menor resposta do canal ou menor eficiência de acoplamento entre transmissor e receptor.

Na condição de teste analisada, observou-se uma relação sinal-ruído da ordem de 30dB no pior dos casos, indicando que o sinal recebido permaneceu significativamente acima do nível de ruído de fundo. Esse resultado mostra que, para essa configuração experimental, o conjunto transmissor–canal–receptor apresentou condições favoráveis à realização da comunicação acústica, permitindo a distinção das frequências utilizadas como símbolos do sistema.

Imagem 42 – Avaliação da relação sinal-ruído e das energias medidas na recepção dos símbolos FSK durante o ensaio no aquário



(a) Energia do ruído e do sinal

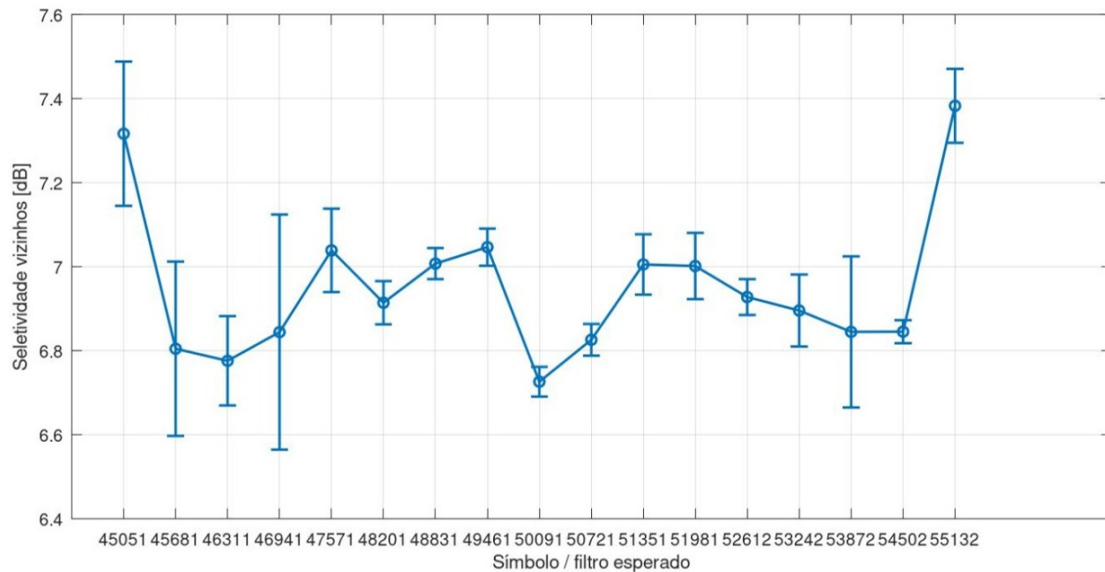


(b) SNR médio por símbolo

Fonte: O autor.

A Imagem 43 mostra que, com separação de aproximadamente dois bins entre símbolos adjacentes e filtros com largura de banda de 500Hz, a seletividade mínima entre filtros vizinhos foi de cerca de 6,5dB. Esse resultado reforça a adequação do banco de filtros utilizado na demodulação.

Imagem 43 – Seletividade do filtro digital comparada aos filtros vizinhos durante o ensaio no aquário



Fonte: O autor.

4.11 AVALIAÇÃO DA TAXA DE ERRO DE SÍMBOLO EM FUNÇÃO DE E_b/N_0

Inicialmente, foi prevista a realização de um ensaio para avaliar a taxa de erro de símbolo em função de E_b/N_0 , variando-se a potência entregue ao sistema por meio da razão cíclica do transmissor. A proposta consistia em transmitir sequências de símbolos para diferentes valores de razão cíclica, medir a resposta no receptor e relacionar a ocorrência de erros com o nível de excitação aplicado ao transdutor.

Entretanto, devido às alterações observadas no comportamento elétrico dos transdutores e ao tempo necessário para executar uma caracterização completa em diferentes condições de operação, esse ensaio foi descartado como etapa formal de validação. Ainda assim, os testes preliminares indicaram que, em condições mais próximas da operação ideal, a variação da razão cíclica influencia de forma perceptível a relação sinal-ruído e, consequentemente, a taxa de erro de símbolo.

Dessa forma, embora não tenha sido obtida uma curva completa de taxa de erro em função de E_b/N_0 , os resultados observados reforçam que o nível de excitação do transmissor afeta diretamente a robustez da demodulação. Valores reduzidos de

razão cíclica tendem a diminuir a energia recebida e dificultar a decisão entre símbolos, enquanto valores elevados podem aumentar a SNR, mas também aproximar o receptor da condição de saturação.

4.12 ENSAIO 6 - COMUNICAÇÃO DIGITAL

Após as etapas anteriores, nas quais o sistema de gerenciamento em GNU Octave foi utilizado para controlar os ensaios, ajustar parâmetros e validar a metodologia de recepção, realizou-se a implementação completa da lógica de transmissão e recepção nos microcontroladores. Nessa etapa, o ESP32 passou a executar a geração sequencial dos símbolos FSK, enquanto o ESP32-S3 ficou responsável pela aquisição, processamento digital, aplicação do banco de filtros e decisão dos símbolos recebidos.

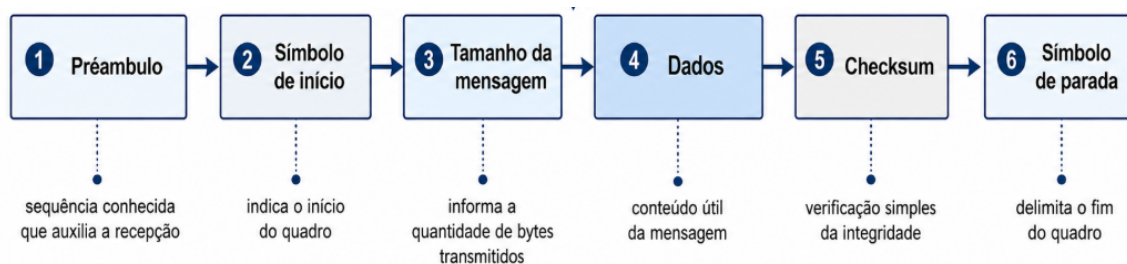
O objetivo dessa etapa foi verificar se os parâmetros definidos experimentalmente, como frequências de transmissão, tempo de símbolo, largura dos filtros digitais, critérios de decisão e níveis de excitação, eram suficientes para permitir o funcionamento do protótipo de modem acústico de forma embarcada. Dessa forma, a análise permitiu avaliar se a metodologia desenvolvida nas etapas anteriores contribuiu efetivamente para a construção de um sistema funcional de comunicação subaquática.

4.12.1 Lógica do transmissor

O transmissor foi estruturado para receber uma mensagem textual pela interface serial e realizar internamente sua conversão para símbolos da modulação 16-FSK. Para isso, cada caractere da mensagem é representado por um byte, o qual é dividido em dois grupos de quatro bits. Cada grupo de quatro bits pode assumir valores entre 0 e 15 e, portanto, é associado a um dos 16 símbolos destinados à representação dos dados. Além desses símbolos, foi utilizado um símbolo adicional de controle, empregado na delimitação do quadro de transmissão.

Após a conversão da mensagem em símbolos, o firmware organiza a informação em uma estrutura de quadro, mostrado na Imagem 44. Esse quadro é composto por uma sequência de preâmbulo, símbolos de início, campo de tamanho da mensagem, dados, checksum e símbolos de parada. O preâmbulo tem a função de fornecer uma sequência conhecida antes da informação útil, auxiliando a etapa de recepção na identificação do início de uma transmissão. Os símbolos de início e parada delimitam o quadro, enquanto o campo de tamanho informa a quantidade de bytes transmitidos. O checksum, por sua vez, é utilizado como uma forma simples de verificação da integridade da mensagem recebida.

Imagem 44 – Estrutura do quadro de dados transmitido



Fonte: O autor.

Durante a transmissão, o microcontrolador percorre a sequência de símbolos do quadro, ajustando a frequência do PWM de acordo com o símbolo correspondente. Cada frequência permanece ativa durante um intervalo fixo de tempo, denominado tempo de símbolo, formando uma sequência temporal de tons ultrassônicos.

No transmissor, o checksum foi gerado a partir da soma dos valores que compõem o campo de dados do pacote. Após a montagem do payload, cada byte da sequência é somado acumulativamente em uma variável de 8 bits. Como essa variável possui capacidade limitada a valores entre 0 e 255, eventuais estouros da soma são automaticamente descartados, mantendo-se apenas os 8 bits menos significativos do resultado. Esse valor final é então inserido no pacote como um campo adicional de verificação, antes do símbolo de parada.

4.12.2 Lógica do receptor

O firmware do receptor foi desenvolvido para adquirir continuamente o sinal recebido e recuperar os símbolos da modulação 16-FSK. O sinal analógico é amostrado pelo ADC do ESP32-S3 em blocos, permitindo que a aquisição e o processamento digital ocorram durante a recepção.

A demodulação é realizada por meio de um banco de filtros digitais, em que cada canal está associado a uma frequência da modulação. Para cada bloco adquirido, calcula-se a energia na saída dos filtros e o símbolo é definido pela maior energia observada.

Os blocos iniciais de cada intervalo são desconsiderados, pois estão mais sujeitos aos efeitos transitórios da troca de símbolo, da resposta inicial dos filtros e da reverberação do ambiente. Como parte da energia acústica do símbolo anterior pode permanecer presente no início do símbolo seguinte, esse descarte reduz a interferência intersimbólica e permite que a decisão seja feita em uma região mais estável do sinal filtrado.

Após o descarte, a energia acumulada em cada filtro é comparada, e o símbolo

recebido é estimado a partir do canal que apresenta a maior energia. Dessa forma, a decisão simbólica é baseada na componente espectral predominante dentro do intervalo analisado, evitando que amostras iniciais menos estáveis influenciem diretamente a escolha do símbolo.

Além disso, o tempo de símbolo definido no transmissor é maior que o tempo necessário para a aquisição e o processamento de um bloco no receptor, um mesmo símbolo transmitido pode aparecer em vários blocos consecutivos. Assim, a decisão obtida em cada bloco não corresponde necessariamente a um novo símbolo, mas sim a uma estimativa parcial dentro do intervalo de duração do símbolo transmitido.

Por esse motivo, foi utilizada uma etapa de reconstrução simbólica baseada na persistência das decisões. Nessa etapa, um símbolo lógico é considerado válido apenas quando a mesma decisão é observada por uma quantidade mínima de blocos consecutivos. Essa estratégia reduz a sensibilidade a ruídos, reverberações, transições entre símbolos e oscilações momentâneas da energia na saída dos filtros digitais.

Após a reconstrução dos bytes recebidos, o receptor repete o mesmo processo utilizado no transmissor para o cálculo do checksum. Para isso, os valores dos bytes recuperados são somados acumulativamente, mantendo-se apenas os 8 bits menos significativos do resultado. O valor obtido é então comparado com o checksum recebido no quadro de comunicação.

Caso os dois valores sejam iguais, considera-se que os dados foram recuperados de forma consistente. Caso sejam diferentes, o pacote é descartado, pois a divergência indica a ocorrência de erro na detecção ou reconstrução da mensagem.

4.12.3 Resultados

Considerando o caráter inicial dos testes embarcados, voltados à validação do funcionamento do sistema, foi adotado um tempo de símbolo de 25 ms, por permitir maior separação temporal entre símbolos e facilitar a verificação preliminar da recepção. Esse valor foi adotado em função das condições iniciais dos ensaios, pois proporcionava maior separação temporal entre símbolos e facilitava a validação preliminar da recepção. Após os ajustes do transmissor, do receptor e da rotina de demodulação, esse intervalo foi reduzido progressivamente até 17 ms, valor adotado nos ensaios finais. Como a aquisição no receptor ocorre de forma contínua, a análise foi realizada em blocos de 128 amostras. Considerando a frequência de amostragem de aproximadamente 40 kHz, cada bloco corresponde a cerca de 3,2 ms.

Durante os testes, avaliou-se o impacto da quantidade de blocos descartados no início de cada símbolo. Inicialmente, foi testado o descarte de dois blocos, porém observou-se que mensagens contendo frequências com maior energia ainda apresentavam interferência intersimbólica. Com o descarte de três blocos, houve melhora na

identificação dos símbolos, embora ainda fossem observadas interferências em algumas situações. A adoção do descarte de quatro blocos apresentou o melhor compromisso entre redução da energia residual do símbolo anterior e manutenção de uma janela útil para análise.

Embora o efeito de reverberação não tenha sido caracterizado de forma única no aquário, devido às diferentes configurações de posicionamento e às variações do ambiente de ensaio, o teste realizado no recipiente menor indicou uma região transitória da ordem de 6 ms a 7 ms durante a troca de frequência. Esse resultado sugere que, durante os ensaios do modem, determinadas frequências também poderiam produzir persistência temporal suficiente para afetar o início do símbolo seguinte. Além disso, como a aquisição do receptor ocorre em blocos e não necessariamente sincronizada exatamente com o início de cada símbolo transmitido, parte dessa transição pode coincidir com os primeiros blocos analisados, agravando a interferência observada. Dessa forma, o descarte de quatro blocos foi adotado como critério experimental de robustez para reduzir a influência dessas regiões iniciais mais instáveis.

Com quatro blocos descartados, são desconsiderados aproximadamente 12,8ms do início de cada símbolo, restando uma parcela final mais estável para a decisão do receptor. Como foram utilizados 16 símbolos de informação, cada símbolo representa 4 bits. Assim, para um tempo de símbolo de 17ms, a taxa bruta de transmissão é dada por:

$$R_b = \frac{4}{17 \cdot 10^{-3}} \approx 235 \text{ bit/s}$$

Portanto, a configuração adotada resultou em uma taxa bruta aproximada de 235 bit/s, priorizando a robustez da comunicação frente à reverberação em detrimento de uma maior taxa de transmissão.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou o desenvolvimento e a caracterização experimental de um protótipo de modem acústico subaquático, baseado em modulação M-FSK e implementado com microcontroladores ESP32 e ESP32-S3. Os ensaios realizados permitiram avaliar aspectos importantes do sistema, como a resposta do transmissor, a influência da subamostragem, a seleção das frequências, o comportamento dos filtros digitais e a recuperação dos símbolos no receptor. Entretanto, devido à variação das características elétricas dos transdutores e à realização dos testes em diferentes etapas e condições experimentais, os resultados devem ser interpretados como uma avaliação segmentada do protótipo em desenvolvimento, e não como uma caracterização única e contínua do sistema.

Em função das limitações encontradas ao longo do desenvolvimento, não foi possível seguir de forma estritamente linear toda a sequência metodológica inicialmente planejada. A variação das características elétricas dos transdutores, a necessidade de readequações no circuito e a realização dos ensaios em momentos distintos exigiram ajustes sucessivos na condução experimental. Ainda assim, essa sequência metodológica permanece como uma contribuição do trabalho, pois organiza os procedimentos necessários para a continuidade da pesquisa e fornece uma base para futuras atividades de caracterização, validação e aperfeiçoamento do modem acústico.

Mesmo com essas limitações, foi possível demonstrar a viabilidade inicial da arquitetura proposta, baseada na transmissão M-FSK, na utilização da subamostragem para representar as frequências ultrassônicas no domínio discreto e na demodulação por banco de filtros digitais. A implementação mostrou que a comunicação acústica em curta distância é possível com os recursos empregados, desde que as decisões de projeto considerem o comportamento real do conjunto transmissor-canal-receptor.

Os resultados obtidos demonstraram que o circuito transmissor foi capaz de excitar o transdutor piezoelétrico na faixa de operação desejada. Embora o dimensionamento da rede de sintonia tenha considerado apenas a capacitância elétrica equivalente do transdutor, sem incluir explicitamente suas características mecânicas e eletroacústicas, o conjunto apresentou comportamento próximo ao esperado. A associação entre o indutor, o capacitor externo e o transdutor ajustou a resposta do sistema para a região de dezenas de quilohertz, com melhor resposta experimental próxima de 48 kHz. Além disso, observou-se que a razão cíclica do PWM influenciou a amplitude do sinal transmitido, principalmente quando o transdutor mantinha características elétricas próximas às consideradas no dimensionamento inicial.

Uma das principais limitações experimentais esteve associada à utilização de transdutores de baixo custo, sem grau de proteção adequado para operação submersa contínua. Mesmo com a vedação empregada, foram observadas alterações nas ca-

racterísticas elétricas dos componentes, especialmente na capacitância medida. Essa variação afetou a impedância equivalente dos transdutores, a interação com a rede de sintonia, a amplitude do sinal recebido e o comportamento do estágio de recepção. Como não foi utilizado analisador de impedância, essa caracterização foi realizada de forma indireta, por meio de medições de capacitância, resposta em frequência e observação do sinal recebido.

No estágio receptor, verificou-se que a impedância de entrada exerce papel crítico no condicionamento do sinal. A associação entre a capacitância do transdutor e os resistores de polarização forma um comportamento semelhante ao de um filtro passa-alta, de modo que alterações na capacitância podem deslocar a frequência de corte e atenuar a faixa útil de recepção. Além disso, a ampla variação da amplitude recebida evidenciou a necessidade de compromisso entre alta impedância de entrada, ganho analógico, proteção contra saturação e compatibilidade com a faixa de entrada do ADC do ESP32-S3.

A caracterização experimental indicou que a resposta do conjunto transmissor-canal-receptor não é uniforme ao longo da faixa analisada. No caso estudado, a presença de picos e vales na resposta espectral é compatível com a ocorrência de modos ressonantes no ambiente confinado, além de efeitos de interferência construtiva e destrutiva entre ondas refletidas. Esses resultados reforçam que a escolha das frequências da modulação M-FSK não deve ser feita de forma uniforme ou arbitrária, mas orientada pelo comportamento observado experimentalmente.

A reverberação também se mostrou um fator limitante importante. A energia residual associada a uma frequência permaneceu presente após a troca de símbolo, provocando coexistência temporária entre componentes sucessivas e favorecendo interferência intersimbólica. Esse comportamento mostrou que a qualidade da comunicação não depende apenas da relação sinal-ruído medida em regime estacionário, pois mesmo em condições com SNR adequada a persistência temporal da energia pode reduzir a margem de decisão entre os filtros e aumentar a ocorrência de erros.

A análise temporal da troca de frequência forneceu uma estimativa inicial da região transitória associada à mudança entre símbolos. Entretanto, nos testes de demodulação, o melhor resultado prático foi obtido com o descarte de quatro blocos no início de cada símbolo. Esse critério foi definido experimentalmente, com base no desempenho da recuperação simbólica, e não corresponde somente a uma medida direta do tempo de reverberação do ambiente. Assim, o descarte adotado representa uma estratégia prática de robustez para reduzir a influência das regiões iniciais mais instáveis do sinal recebido.

Do ponto de vista do processamento digital, o ESP32-S3 mostrou-se adequado à metodologia adotada. O banco de filtros digitais permitiu estimar a energia associada a cada símbolo da modulação M-FSK, e seu tempo de processamento permaneceu

compatível com o tempo de aquisição dos blocos de amostras. Assim, a implementação demonstrou que a demodulação embarcada por banco de filtros é viável para o protótipo desenvolvido, desde que o tempo de símbolo seja escolhido considerando os transitórios, a reverberação e a resposta dos filtros.

A utilização da subamostragem mostrou-se adequada à proposta do receptor, pois permitiu representar as frequências ultrassônicas transmitidas em uma faixa inferior do domínio discreto, compatível com a taxa de amostragem do ESP32-S3 e com o processamento por banco de filtros digitais. Essa abordagem contribuiu para simplificar a arquitetura do receptor, evitando a necessidade de um estágio analógico dedicado à translação de frequência. Entretanto, as análises espectrais e os espectrogramas indicaram a presença de componentes rebatidas e réplicas espectrais, mostrando que a subamostragem exige cuidado na escolha da faixa de operação e na interpretação dos componentes observados no domínio amostrado. Assim, embora a subamostragem tenha permitido deslocar a faixa ultrassônica de interesse para uma região compatível com a taxa de amostragem do conversor A/D, ela não tornou o filtro analógico passa-faixa completamente dispensável. Esse filtro continua sendo importante para limitar a banda aplicada ao ADC, reduzir componentes fora da faixa de interesse e evitar que sinais indesejados também sejam rebatidos para a mesma região espectral analisada.

A comunicação digital implementada confirmou a viabilidade preliminar da arquitetura proposta. A estrutura de quadro, composta por preâmbulo, símbolos de início e parada, campo de tamanho, dados e checksum, permitiu organizar a transmissão e realizar uma verificação simples de integridade da mensagem recebida.

Dessa forma, conclui-se que o protótipo desenvolvido atingiu o objetivo de demonstrar experimentalmente uma arquitetura funcional de modem acústico M-FSK de baixo custo, implementada com microcontroladores ESP32 e ESP32-S3, para comunicação em curta distância e ambiente controlado. Os resultados mostraram que a comunicação acústica é possível com os recursos empregados, mas também evidenciaram limitações importantes associadas à estabilidade dos transdutores, à ausência de caracterização completa de impedância, à reverberação dos ambientes reduzidos, à sensibilidade do receptor e à repetibilidade dos ensaios. Assim, o trabalho deve ser entendido como uma validação experimental inicial da arquitetura proposta, servindo como base para versões futuras mais robustas.

Além disso, os resultados obtidos devem ser interpretados com cautela quanto à sua extrapolação para ambientes de maior dimensão ou para aplicações em campo aberto. Nos ensaios realizados, a resposta do sistema foi fortemente influenciada pelas características do ambiente confinado, especialmente pelas reflexões nas fronteiras, pela reverberação e pela formação de picos e vales na resposta em frequência. Esses efeitos foram relevantes para avaliar a robustez inicial do protótipo, mas não representam integralmente a dinâmica de um canal acústico em ambientes maiores, nos quais

passam a predominar outros fatores. Dessa forma, a validação apresentada comprova a funcionalidade inicial da arquitetura proposta, mas não substitui ensaios posteriores em ambientes de maior escala.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como trabalhos futuros, recomenda-se, inicialmente, a utilização de transdutores apropriados para operação submersa contínua, com encapsulamento adequado e características elétricas mais estáveis. Essa melhoria é fundamental para aumentar a repetibilidade dos ensaios e reduzir as variações observadas na resposta do transmissor e do receptor. Além disso, sugere-se realizar a caracterização completa dos transdutores por meio de um analisador de impedância, permitindo identificar com maior precisão a capacitância equivalente, as frequências de ressonância e antirressonância e a influência dessas características no projeto da rede de sintonia.

Também se recomenda o aprimoramento mecânico e eletrônico do protótipo, incluindo melhor vedação dos transdutores, desenvolvimento de uma placa de circuito impresso dedicada, melhoria do layout, aterramento, blindagem e desacoplamento da alimentação. No circuito receptor, devem ser consideradas técnicas de proteção contra sobretensão, controle do nível de entrada e implementação de um estágio de ganho configurável, seja por controle manual ou automático. Essa abordagem permitiria evitar saturação em cenários de maior intensidade de sinal e, ao mesmo tempo, melhorar a sensibilidade em situações de baixa amplitude.

Ainda no circuito receptor, recomenda-se reforçar a filtragem analógica antes da etapa de amostragem, especialmente por meio da inclusão ou do aprimoramento de um filtro passa-faixa antes do ADC. Embora a ausência de uma filtragem mais seletiva não tenha causado impactos críticos nos ensaios realizados, as análises espectrais indicaram a presença de componentes rebatidas e réplicas no domínio amostrado. Assim, uma etapa analógica mais seletiva poderia limitar melhor a banda aplicada ao ADC, reduzir a influência de componentes indesejadas e aumentar a robustez da recepção em condições menos controladas.

Do ponto de vista experimental, recomenda-se a realização de novos ensaios em ambientes maiores, que permitam maior distância entre transmissor e receptor e reduzam a influência de reflexões próximas. No entanto, considerando a dificuldade prática de acesso a ambientes adequados para esse tipo de experimento, sugere-se também o desenvolvimento de modelos computacionais do canal acústico, capazes de representar fenômenos como múltiplos caminhos, reverberação e atenuação. Nesse contexto, a utilização de abordagens do tipo Hardware-in-the-Loop (HIL) pode ser particularmente interessante, permitindo integrar o sistema físico a um ambiente simulado e avaliar o desempenho da comunicação em diferentes cenários de forma controlada

e reprodutível.

Caso o ESP32 seja mantido como núcleo de processamento, recomenda-se avaliar diferentes técnicas de demodulação espectral, incluindo a FFT, a transformada de Goertzel e a Transformada Discreta do Cosseno (DCT). A FFT permitiria analisar simultaneamente uma faixa mais ampla do espectro, enquanto o algoritmo de Goertzel poderia ser empregado na detecção seletiva das frequências utilizadas na modulação M-FSK, potencialmente reduzindo o custo computacional quando apenas um conjunto limitado de frequências é de interesse. A DCT, por sua vez, poderia ser investigada como alternativa para representação da energia do sinal no domínio transformado, permitindo comparar seu desempenho e custo computacional com as demais técnicas.

Também se recomenda investigar a sensibilidade desses métodos a desvios de frequência em relação aos valores nominais dos símbolos. Esse aspecto torna-se particularmente relevante considerando uma aplicação futura em boias para recepção dos dados, uma vez que o movimento provocado pelas ondas pode introduzir variações na velocidade relativa entre transmissor e receptor e, conseqüentemente, deslocamentos de frequência associados ao efeito Doppler.

Nesse contexto, podem ser avaliados a tolerância dos algoritmos de detecção a esses desvios, o espaçamento entre as frequências M-FSK, a largura das regiões de detecção e possíveis estratégias de estimação e compensação do deslocamento de frequência. A comparação entre FFT, Goertzel e DCT também permitiria identificar qual abordagem apresenta melhor compromisso entre robustez, resolução espectral, complexidade computacional e consumo de energia para implementação embarcada.

Adicionalmente, recomenda-se investigar o uso de bancos de filtros hierárquicos ou multirresolução, compostos por filtros de diferentes larguras de banda. Essa abordagem permitiria uma etapa inicial de detecção mais ampla, seguida por refinamentos sucessivos apenas nas regiões de interesse, reduzindo o número total de operações necessárias e potencialmente melhorando a eficiência do processamento em tempo real.

Por fim, recomenda-se ampliar os ensaios de comunicação, utilizando maior número de símbolos transmitidos, diferentes distâncias, níveis de potência e configurações de frequência. Com uma base de dados mais ampla, seria possível obter curvas formais de taxa de erro em função de (E_b/N_0) e validar de forma mais robusta a viabilidade da comunicação acústica M-FSK com plataformas de baixo custo. Também se sugere investigar técnicas de equalização, sincronismo mais robusto e estratégias adaptativas de seleção de frequências, visando aumentar a confiabilidade da comunicação em condições experimentais menos controladas.

REFERÊNCIAS

AL-ABOOSI, Y. Y. *et al.* Study of absorption loss effects on acoustic wave propagation in shallow water using different empirical models. **ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences**, nov. 2017. ISSN 1819-6608.

AN, J. *et al.* Design of a broadband electrical impedance matching network for piezoelectric ultrasound transducers based on a genetic algorithm. **Sensors**, v. 14, n. 4, 2014.

ATTOLINI, L. **Impariamo ad usare il Vector Network Analyzer (VNA): caratterizzare i quarzi**. 2021. Articolo pubblicato su RR 7/8-2021. Disponível em: <https://www.iw2fnd.it>.

BOBBER, R. J. **Underwater Electroacoustic Measurements**. Washington, D.C., 1970.

BUTLER, S. C. **Properties of Transducers: Underwater Sound Sources and Receivers**. Newport, Rhode Island, 2018. Approved for public release; distribution is unlimited.

CAMPAGNARO, F.; STEINMETZ, F.; RENNER, B.-C. Survey on low-cost underwater sensor networks: From niche applications to everyday use. **Journal of Marine Science and Engineering**, v. 11, n. 1, p. 125, 2023. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/jmse11010125>.

CAMPAGNARO, F. *et al.* Affordable underwater acoustic modems and their application in everyday life: A complete overview. *In: The 17th International Conference on Underwater Networks & Systems (WUWNet '23)*. ACM, 2023. p. 1–8. Disponível em: <https://doi.org/10.1145/3567600.3568156>.

CHEEKE, J. D. N. **Fundamentals and Applications of Ultrasonic Waves**. Boca Raton: CRC Press, 2002.

CHEN, H. *et al.* Underwater acoustic micromodem for underwater internet of things. **Wireless Communications and Mobile Computing**, v. 2022, p. 1–20, 2022.

COCCOLO, E. *et al.* Underwater acoustic modem for a MORphing distributed autonomous underwater vehicle (MODA). *In: OCEANS 2022*. [S.l.]: IEEE, 2022.

COUCH, L. W. **Digital and Analog Communication Systems**. 8. ed. Upper Saddle River, New Jersey: Pearson, 2013.

DAHIYA, R. S.; VALLE, M. Fundamentals of piezoelectricity. *In: Robotic Tactile Sensing: Technologies and System*. Dordrecht: Springer, 2013.

Espressif Systems. **ESP32-DevKitC Development Board**. 2026. Disponível em: <https://www.espressif.com/en/products/devkits/esp32-devkitc>. Acesso em: 23 jun. 2026.

GARCIA-RODRIGUEZ, M. *et al.* Low cost matching network for ultrasonic transducers. **Physics Procedia**, v. 3, 2010.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física 2: Gravitação, Ondas e Termodinâmica**. 4. ed. Rio de Janeiro: LTC, 1996.

HAZIQ, M. *et al.* Modulation techniques for underwater acoustic communication: A comprehensive survey. **IEEE Access**, v. 13, p. 150715–150755, 2025.

INDRIYANTO, S.; EDWARD, I. Y. M. Ultrasonic underwater acoustic modem using frequency shift keying (FSK) modulation. *In: Proceedings of an IEEE Conference*. [S.I.]: IEEE, 2018.

Infineon Technologies AG. **Using Monolithic High Voltage Gate Drivers**. Revision 1.01. [S.I.], 2024. Publicado em 20 nov. 2024.

KINSLER, L. E. *et al.* **Fundamentals of Acoustics**. 4. ed. New York: John Wiley & Sons, 2000. ISBN 978-0-471-84789-2.

LATHI, B. P. **Sinais e Sistemas Lineares**. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2008. Tradução de Gustavo Guimarães Parma. ISBN 978-85-7780-391-0.

LEE, W.; JEON, J.-H.; PARK, S.-J. Micro-modem for short-range underwater communication systems. *In: Proceedings of an IEEE Conference*. [S.I.]: IEEE, 2014.

LI, H.; DENG, Z. D.; CARLSON, T. J. Piezoelectric materials used in underwater acoustic transducers. Pacific Northwest National Laboratory.

LURTON, X. **An Introduction to Underwater Acoustics: Principles and Applications**. 2. ed. Berlin: Springer, 2010. ISBN 9783540784807.

LYONS, R. G. **Understanding Digital Signal Processing**. 3. ed. Upper Saddle River, New Jersey: Pearson Education, 2011.

MENEGHELLO, F. *et al.* Design and evaluation of a low-cost acoustic chamber for underwater networking experiments. *In: Proceedings of the 11th ACM International Conference on Underwater Networks & Systems*. Shanghai, China: Association for Computing Machinery, 2016. (WUWNet '16). ISBN 978-1-4503-4637-5.

NOVAK, A.; BRUNEAU, M.; LOTTON, P. Small-sized rectangular liquid-filled acoustical tank excitation: A modal approach including leakage through the walls. **Acta Acustica united with Acustica**, v. 104, 2018.

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. **Discrete-Time Signal Processing**. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 1989.

PIERCE, A. D. **Acoustics: An Introduction to Its Physical Principles and Applications**. New York: McGraw-Hill Book Company, 1981.

PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. G. **Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications**. 3. ed. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 1996.

PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. **Digital Communications**. 5. ed. New York: McGraw-Hill, 2008.

QIN, L. *et al.* The calibration methods of hydrophones for underwater environmental sound measurements or biomedical ultrasound measurements: A review. **Measurement**, v. 242, 2025.

QU, Z.; LAI, M. A review on electromagnetic, acoustic, and new emerging technologies for submarine communication. **IEEE Access**, v. 12, 2024.

RENNER, B.-C.; HEITMANN, J.; STEINMETZ, F. Ahoi: Inexpensive, low-power communication and localization for underwater sensor networks and μ AUVs. **ACM Transactions on Sensor Networks**, v. 16, n. 2, p. 1–46, 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1145/3376921>.

ROSSING, T. D.; MOORE, F. R.; WHEELER, P. A. **The Science of Sound**. 3. ed. [S.l.]: Pearson, 2014.

SÁNCHEZ, A. *et al.* An ultra-low power and flexible acoustic modem design to develop energy-efficient underwater sensor networks. **Sensors**, v. 12, n. 6, 2012. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/s120606837>.

SEO, C. *et al.* Performance of cofdm in underwater acoustic channel with frequency selective fading. **The Journal of the Acoustical Society of Korea**, v. 32, n. 5, 2013.

SHAMS, L.; XU, T.-B. Underwater communication acoustic transducers: A technology review. *In*: . [S.l.]: SPIE, 2023.

SHERLOCK, B. *et al.* Ultra-low-cost and ultra-low-power, miniature acoustic modems using multipath tolerant spread-spectrum techniques. **Electronics**, v. 11, n. 9, p. 1446, 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/electronics11091446>.

SKLAR, B. **Digital Communications: Fundamentals and Applications**. 2. ed. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall PTR, 2001.

STOJANOVIC, M. Underwater acoustic communication. *In*: **Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1999.

SU, Y. *et al.* A general embedded underwater acoustic communication system based on advanced STM32. **IEEE Embedded Systems Letters**, 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/LES.2020.3006838>.

VIVES, A. A. (Ed.). **Piezoelectric Transducers and Applications**. 2. ed. Berlin: Springer, 2008.

ZHU, Z. *et al.* Internet of underwater things infrastructure: A shared underwater acoustic communication layer scheme for real-world underwater acoustic experiments. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 59, n. 5, 2023.