



SISTEMA AUTÔNOMO TRI-BANDA DE AQUISIÇÃO E ARMAZENAMENTO
DE DADOS PARA CARACTERIZAÇÃO DE PAISAGEM ACÚSTICA
SUBMARINA

Rafael Mazza Buchmann

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Oceânica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Oceânica.

Orientador: Carlos Eduardo Parente Ribeiro

Rio de Janeiro
Agosto de 2017

SISTEMA AUTÔNOMO TRI-BANDA DE AQUISIÇÃO E ARMAZENAMENTO
DE DADOS PARA CARACTERIZAÇÃO DE PAISAGEM ACÚSTICA
SUBMARINA

Rafael Mazza Buchmann

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE
JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
OCEÂNICA.

Examinada por:



Prof. Carlos Eduardo Parente Ribeiro, D.Sc.



Eng. Fábio Nascimento de Carvalho, D.Sc.



Prof. Luiz Gallisa Guimarães, D.Sc.



CF Leonardo Martins Barreira, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
AGOSTO DE 2017

Buchmann, Rafael Mazza

Sistema Autônomo Tri-Banda de Aquisição e Armazenamento de Dados para Caracterização de Paisagem Acústica Submarina/Rafael Mazza Buchmann. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2017.

XVIII, 225 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Carlos Eduardo Parente Ribeiro

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Oceânica, 2017.

Referências Bibliográficas: p. 184 – 188.

1. Acústica Submarina. 2. Bioacústica. 3. Instrumentação Eletrônica. 4. Aquisição de Dados. 5. Microcontrolador. 6. MSP430. I. Ribeiro, Carlos Eduardo Parente. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Oceânica. III. Título.

*Something Ends,
Something Begins.*

Agradecimentos

Agradeço a toda minha família pelo suporte incondicional, principalmente aos meus pais, Vera Lucia Rocha Mazza Buchmann e Mario Buchmann (*in memoriam*).

À minha namorada e grande companheira Mayara Cunha Cagido, por estar sempre ao meu lado.

Pelo visto, concluir um mestrado pode depender de muito mais pessoas do que você imagina quando entra.

Agradeço aos meus orientadores Carlos Eduardo Parente Ribeiro e Fábio Nascimento de Carvalho, aos membros da banca Luiz Gallisa Guimarães, CF Leonardo Martins Barreira e aos demais professores dos Programas de Engenharia Oceânica e Engenharia Elétrica, que contribuíram para minha formação nessa etapa.

À equipe do LIOc, em especial a meu grande amigo Maurício de Castro Pereira e ao aluno William Barbosa de Macedo, pelas grandes contribuições ao meu trabalho.

A todos os integrantes da Costeira, em especial às secretárias Lilian, Marise, Lucianita, Eloisa, Solange e suas respectivas equipes, pelo ótimo ambiente de trabalho, pela dedicação profissional, capacidade e vontade.

À Marinha do Brasil, como uma das principais parceiras do LIOc e referência em acústica submarina no país, que, por intermédio dos institutos IEAPM (Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira), IPqM (Instituto de Pesquisas da Marinha) e do LabSonar (Laboratório de Tecnologia Sonar) da UFRJ, buscam sempre estreitar essas relações e estimular a produção científica. O apoio dado a este projeto pelas pessoas com quem tive contato foi fundamental para sua concretização.

To The Journal of the Acoustical Society of America, The Marine Mammal Commission, Wayne Storr of Electronics Tutorials, Texas Instruments and Springer Nature, for the authorization to use as reference excellent published materials.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

SISTEMA AUTÔNOMO TRI-BANDA DE AQUISIÇÃO E ARMAZENAMENTO
DE DADOS PARA CARACTERIZAÇÃO DE PAISAGEM ACÚSTICA
SUBMARINA

Rafael Mazza Buchmann

Agosto/2017

Orientador: Carlos Eduardo Parente Ribeiro

Programa: Engenharia Oceânica

Este trabalho apresenta um estudo da paisagem acústica dos oceanos, focando principalmente no entendimento da física do sinal acústico no ambiente marinho e em como medir e caracterizar algumas fontes, como mamíferos e embarcações.

Com o conhecimento do sinal a ser medido, foi projetado um sistema eletrônico autônomo de aquisição de dados de hidrofones, capaz de adquirir, condicionar e armazenar dados utilizando um sistema microcontrolado. Como diferencial do projeto, foi desenvolvido um filtro tri-banda, objetivando a captação em separado das faixas de frequência (filtros passa-baixa, passa-faixa e passa-alta), incluindo amplificadores com ganhos ajustáveis por meio do microcontrolador.

Fundamentado no projeto, um protótipo foi construído, com características obtidas por meio de testes de bancada e desempenho testado em um tanque de calibração de hidrofones.

A fabricação e os testes com o protótipo possibilitaram a realização de mais uma etapa na busca de um sistema a ser industrializado, contribuindo para a pesquisa e desenvolvimento no Brasil.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

AUTONOMOUS TRI-BAND DATA ACQUISITION AND STORAGE SYSTEM
FOR UNDERWATER ACOUSTIC LANDSCAPE CHARACTERIZATION

Rafael Mazza Buchmann

August/2017

Advisor: Carlos Eduardo Parente Ribeiro

Department: Ocean Engineering

This work presents a study of the acoustic landscape of the oceans, focusing mainly on the understanding of the acoustic signal physics in the marine environment, how to measure it and characterize some sources, such as mammals and ships.

Knowing the signal to be measured, an autonomous data acquisition system for hydrophones was designed, capable of acquiring, conditioning and storing data using a microcontrolled system. As a project differential, a tri-band filter was developed, aiming to separate the frequency bands (low-pass, band-pass and high-pass filters), including amplifiers with gain adjustable through the microcontroller.

Based on the design, a prototype was built, its features were obtained through bench tests and its performance tested in a hydrophone calibration tank.

The manufacturing and testing of the prototype made possible to carry out another step in the search for a system to be industrialized, contributing to the research and development in Brazil.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xvi
Lista de Siglas	xvii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	2
1.2 Objetivos	3
1.3 Organização do Trabalho	3
2 Estudo Sobre Acústica Submarina	5
2.1 Sinal Acústico	6
2.1.1 Hidrofone (Transdutor Hidroacústico)	7
2.1.2 Pressão e Intensidade	9
2.1.3 Velocidade do Som	10
2.1.4 Frequência	11
2.1.5 Decibel (dB)	11
2.1.6 Equações do Sonar	13
2.1.7 Ruído Ambiente	17
2.2 Bioacústica Marinha	22
2.2.1 Tipos de Sons	22
2.2.2 Influência do Homem	25
2.3 Estado da Arte em <i>Data Loggers</i>	26
2.3.1 Soluções de Compromisso e Interpretação das Especificações	29
2.4 Estudo de Casos	29
2.4.1 Análises Escolhidas	30
2.4.2 Sinal 1: Embarcações na Baía de Guanabara	31
2.4.3 Sinal 2: Embarcações na Raia Acústica de Arraial do Cabo	39
2.4.4 Sinal 3: Golfinho na Raia Acústica de Arraial do Cabo	46
2.4.5 Análise Final	51

3	Projeto do Sistema Autônomo de Condicionamento e Aquisição de Dados	53
3.1	Requisitos do Projeto	54
3.2	Cadeia de Medição	55
3.2.1	Sensor - Hidrofone	59
3.2.2	Primeiro Estágio de Amplificação (Pré-Amplificador)	59
3.2.3	Filtros	62
3.2.4	Segundo Estágio de Amplificação	72
3.2.5	Digitalização	74
3.2.6	Armazenamento	77
3.2.7	Módulo de Controle (Microcontrolador)	77
3.2.8	Alimentação	81
3.3	O <i>Software</i> de Controle, Aquisição e Armazenamento	82
3.3.1	Estrutura	82
3.4	Protótipo Construído	90
3.4.1	Escolha dos Componentes Principais	91
3.4.2	Confecção da Placa de Circuito Impresso	94
3.4.3	Custos	113
3.4.4	Programação	115
4	Desenvolvimento Prático, Testes e Resultados	117
4.1	Desenvolvimento Prévio	120
4.2	Testes Preliminares em <i>Protoboard</i>	122
4.2.1	Ganhos de Tensão	124
4.2.2	Banda Passante	125
4.3	Calibração dos Hidrofonos	127
4.4	Protótipo Completo - Versão 1.2	131
4.4.1	Funcionalidade	131
4.4.2	Limites Operacionais de Fonte	133
4.4.3	Performance da Placa Condicionadora	135
4.4.4	Performance do Protótipo Completo (Hidrofone, Placa Condicionadora, Microcontrolador, Cartão de Memória e Baterias)	154
4.5	Ensaio no Tanque de Medições Acústicas do IPqM	166
4.5.1	Sinal de Referência	167
4.5.2	Montagem	169
4.5.3	Análise no Tempo	170
4.5.4	Análise na Frequência	174

5	Conclusões e Recomendações	179
5.1	Principais Problemas Encontrados	181
5.2	Trabalhos Futuros	183
	Referências Bibliográficas	184
A	Latex (\LaTeX)	189
B	Arquivo de Configuração do MSP430	190
B.1	Instruções para Preenchimento do Arquivo de Configuração (RE-ADME.txt)	190
B.2	Arquivo de Configuração (cfg.txt)	191
C	Códigos em C	192
C.1	Programa Principal (main.c)	192
C.2	Funções Auxiliares (funcoes.c e funcoes.h)	200
C.3	Conversor A/D (adc.c e adc.h)	205
D	<i>Checklist</i> do Ensaio no LIOc	213
E	<i>Checklists</i> dos Equipamentos e do Ensaio no IPqM	221
F	Organização do Acervo de Documentos/Arquivos	225

Lista de Figuras

2.1	Propagação do som.	6
2.2	Representação senoidal da diferença de pressão sonora no meio.	6
2.3	Exemplo de hidrofone.	7
2.4	Exemplo do efeito piezoelétrico.	7
2.5	Exemplo de resposta em frequência de um hidrofone.	8
2.6	Representação do sonar ativo.	13
2.7	Curvas de Wenz.	20
2.8	Nível de espectro em relação à frequência de outras fontes de ruído.	21
2.9	Sinal 1 com intervalos repetidos no início e no fim da série temporal.	32
2.10	Sinal 1 no domínio do tempo.	33
2.11	Sinal 1 no domínio da frequência.	35
2.12	Sinal 1 no domínio da frequência. Intervalo entre 43 s e 46 s.	36
2.13	Sinal 1 no domínio da frequência. Intervalo entre 62 s e 85 s.	36
2.14	Sinal 1 no domínio da frequência. Intervalo entre 89 s e 92 s.	37
2.15	Espectrograma do Sinal 1.	38
2.16	Espectrograma do Sinal 1 para frequências até 2 kHz.	38
2.17	Sinal 2 no domínio do tempo.	40
2.18	Sinal 2 representado no domínio da frequência.	41
2.19	Sinal 2 representado no domínio da frequência. Intervalo entre 0 s e 150 s.	42
2.20	Sinal 2 representado no domínio da frequência. Intervalo entre 175 s e 200 s.	42
2.21	Sinal 2 representado no domínio da frequência. Intervalo entre 225 s e 435 s.	43
2.22	Sinal 2 representado no domínio da frequência. Intervalo entre 500 s e 580 s.	43
2.23	Espectrograma do Sinal 2.	44
2.24	Espectrograma do Sinal 2 para frequências menores que 1 kHz.	45
2.25	Sinal 3 com características de um sinal filtrado.	46
2.26	Sinal 3 no domínio do tempo.	47

2.27	Sinal 3 no domínio da frequência.	48
2.28	Sinal 3 no domínio da frequência para o primeiro assobio.	49
2.29	Sinal 3 no domínio da frequência para o segundo assobio.	49
2.30	Espectrograma do Sinal 3.	50
2.31	Espectrograma do Sinal 3 destacando a região de interesse.	51
3.1	Cadeia de medição.	55
3.2	Sistema básico de medição acústica submarina.	56
3.3	Diagrama de blocos do sistema proposto completo.	57
3.4	Exemplo da transdução do sinal do hidrofone.	59
3.5	Exemplo da amplificação do sinal elétrico do hidrofone.	60
3.6	Projeto básico de um Amplificador de Instrumentação.	60
3.7	Exemplo da filtragem do sinal pré-amplificado em três diferentes bandas.	63
3.8	Diagrama de blocos do filtro variável de estado.	67
3.9	Circuito básico não-inversor para o filtro variável de estado.	67
3.10	Espectro normalizado do filtro variável de estado.	68
3.11	Circuito Integrado UAF42.	69
3.12	UAF42 na configuração não-inversora.	69
3.13	Exemplo da amplificação dos sinais já filtrados.	73
3.14	Amplificador não-inversor.	73
3.15	Exemplo da digitalização do sinal condicionado.	75
3.16	Diagrama de blocos do microcontrolador e os periféricos necessários para o projeto.	78
3.17	Conexão SPI básica	79
3.18	Conexão SPI entre um mestre e três escravos.	79
3.19	Tipos de blocos do fluxograma.	82
3.20	Fluxograma da etapa de inicialização do sistema.	83
3.21	Fluxograma das etapas de pré-aquisição e aquisição do sistema.	85
3.22	Detalhamento do processo de configuração de aquisição.	86
3.23	Fluxograma da etapa de finalização do sistema.	89
3.24	Detalhamento da etapa de desligamento do sistema.	90
3.25	Hidrofone T50 S/N 28550, da Neptune Sonar.	91
3.26	<i>Launchpad</i> MSP430F5529LP, plataforma de desenvolvimento do microcontrolador MSP430.	93
3.27	Esquemático do circuito principal de condicionamento do sinal acústico submarino.	96
3.28	Esquemático do circuito principal representado no EAGLE.	97
3.29	Esquemático do conector do hidrofone.	98
3.30	Esquemático do primeiro estágio de amplificação (pré-amplificador).	98

3.31	Esquemático do filtro variável de estado.	99
3.32	Esquemático do segundo estágio de amplificação.	100
3.33	Esquemático de um dos potenciômetros digitais.	101
3.34	Esquemático da regulação de tensão para fornecer alimentação simétrica ao circuito.	102
3.35	Esquemático da regulação de tensão para +6,4 VDC.	102
3.36	Esquemático da regulação de tensão para -6,4 VDC.	103
3.37	Esquemático da regulação de tensão para +5 VDC.	103
3.38	Conectores para encaixe com Launchpad (J1, J2) e cartão SD/ μ SD (J3).	104
3.39	Projeto da placa de circuito impresso: Disposição dos componentes.	107
3.40	Gravação dos dados do projeto na PCI.	108
3.41	Projeto da placa de circuito impresso: Conexões das camadas supe- rior (a) e inferior (b).	110
3.42	Placa de circuito impresso sem os componentes, frente (a) e verso (b).	111
3.43	Placa de circuito impresso pronta, com os componentes (a) e protótipo completo (b).	112
4.1	Sinal dente-de-serra de 1 kHz amostrado pelo <i>Launchpad</i> MSP430F5529LP, a 87 kSPS, em 12 bits e armazenado no cartão microSD.	121
4.2	<i>Launchpad</i> e placa auxiliar para testes de acesso ao ADC e cartão de memória.	121
4.3	Circuito de condicionamento montado na <i>proto-board</i>	123
4.4	Espectro do sinal aplicado na entrada do circuito, com a magnitude representada em escala logarítmica.	125
4.5	Espectro do sinal observado na saída do pré-amplificador, com a mag- nitude representada em escala logarítmica.	125
4.6	Espectro dos sinais observados nas saídas dos filtros, com a magnitude representada em escala logarítmica.	126
4.7	Espectro dos sinais na saída do UAF42, com <i>zoom</i> nas frequências de corte. Frequência e magnitude representados em escala logarítmica.	127
4.8	Montagem da calibração no tanque do IPqM.	128
4.9	Hidrofone T50 na água.	129
4.10	Sistema de Calibração do IPqM.	129
4.11	Curva de calibração do hidrofone T49 (S/N 28553). Sensibilidade (dBV re 1 μ Pa) por frequência (kHz).	130
4.12	Curva de calibração do hidrofone T50 (S/N 28550). Sensibilidade (dBV re 1 μ Pa) por frequência (kHz).	130
4.13	Espectro do sinal de entrada do protótipo, com a magnitude repre- sentada em escala logarítmica.	136

4.14	Ajuste inicial do espectro do UAF42, com a magnitude representada em escala logarítmica.	137
4.15	Ajuste inicial do espectro, com frequência e magnitude representados em escala logarítmica.	137
4.16	Protótipo dentro da caixa metálica.	140
4.17	THD do sinal de saída (VLP_AI), com senoide de 100 Hz na entrada.	146
4.18	THD do sinal de saída (VBP_AI), com senoide de 5k Hz na entrada.	146
4.19	THD do sinal de saída (VHP_AI), com senoide de 50k Hz na entrada.	147
4.20	Sinal mínimo percebido na saída VLP_AI, com senoide de 100 Hz na entrada.	149
4.21	Sinal mínimo percebido na saída VBP_AI, com senoide de 5 kHz na entrada.	149
4.22	Sinal mínimo percebido na saída VHP_AI, com senoide de 50 kHz na entrada.	150
4.23	Espectro do protótipo, com a magnitude representada em escala logarítmica.	152
4.24	Espectro do protótipo, com frequência e magnitude representados em escala logarítmica.	152
4.25	Espectro do protótipo com novos parâmetros e magnitude representada em escala logarítmica.	153
4.26	<i>Zoom</i> do espectro do protótipo com novos parâmetros, frequência e magnitude representados em escala logarítmica.	153
4.27	Sinal senoidal amostrado pelo NI-9205 e pelo MSP430.	157
4.28	Espectro do sinal de entrada do circuito.	160
4.29	Espectro do sinal de entrada do circuito com <i>zoom</i> nas baixas frequências.	160
4.30	Sinal mínimo percebido na saída VLP_AI, com senoide de 500 Hz na entrada.	161
4.31	Sinal mínimo percebido na saída VBP_AI, com senoide de 4 kHz na entrada.	162
4.32	Sinal mínimo percebido na saída VHP_AI, com senoide de 50 kHz na entrada.	162
4.33	Espectro direto do sinal de saída do circuito, com magnitude representada em escala logarítmica.	163
4.34	Espectro médio do sinal de saída do circuito, com magnitude representada em escala logarítmica.	163
4.35	Espectro médio do sinal de saída do circuito, com <i>zoom</i> na região de baixa frequência.	164
4.36	Espectro médio do filtro variável de estado, com magnitude representada em escala logarítmica.	165

4.37	Espectro médio do filtro variável de estado, com frequência e magnitude representados em escala logarítmica.	165
4.38	Notebook, sistema de aquisição da National Instruments e protótipo, montados no IPqM.	169
4.39	Módulo autônomo fazendo a aquisição dos dados do hidrofone no tanque do IPqM.	170
4.40	Sinal de 4 kHz adquirido pelo protótipo e pelo sistema do IPqM.	171
4.41	Sinal de 20 kHz adquirido pelo protótipo e pelo sistema do IPqM.	172
4.42	Parte do sinal de 20 kHz, adquirido pelo MSP430, referente à primeira porção do pulso.	172
4.43	Sinal de 60 kHz adquirido pelo protótipo e pelo sistema do IPqM.	173
4.44	Espectro do sinal de 4 kHz adquirido pelo protótipo.	175
4.45	Espectro do sinal de 20 kHz adquirido pelo protótipo.	175
4.46	Espectro do sinal de 60 kHz adquirido pelo protótipo.	176
4.47	Influência da frequência de 60 Hz e seus harmônicos no espectro do sinal de 4 kHz adquirido pelo protótipo.	176
4.48	Espectro do sinal de 20 kHz adquirido pelo protótipo e gravado pelo MSP430.	177
4.49	Espectro do sinal adquirido pelo MSP430. Parte referente à primeira porção do pulso.	178

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros do sonar.	16
2.2	Combinações de parâmetros do sonar.	16
2.3	Comparativo dos <i>data loggers</i>	28
3.1	Nomenclatura dos filtros.	64
3.2	Vantagens e desvantagens dos filtros passivos.	66
3.3	Vantagens e desvantagens de filtros ativos.	66
3.4	Comparativo entre INA163 e INA129.	92
3.5	Lista de compras para o protótipo. Adaptação da BOM gerada pelo EAGLE.	105
3.6	Custos considerados na montagem do protótipo.	113
4.1	Testes executados, parte 1.	118
4.2	Testes executados, parte 2.	119
4.3	Resultados do teste da variação de tensão de alimentação.	134
4.4	Consumo da fonte de alimentação.	135
4.5	Tensões medidas nos estágios de saída (RTO), com ganho mínimo em todos os amplificadores.	141
4.6	Valores RTI do ruído do sistema para ganho mínimo em todos os amplificadores.	142
4.7	Tensões medidas nos estágios de saída (RTO) com ganho escolhido.	144
4.8	Valores RTI do ruído do sistema para ganho escolhido.	144
4.9	Valores de THD do sistema.	147
4.10	Valores de SNR para sinal mínimo de entrada.	150
4.11	Valores fornecidos pelo IPqM para o sinal acústico propagado no tanque.	168
4.12	Comparativo dos valores medidos pelo protótipo com os fornecidos pelo IPqM.	173

Lista de Siglas

A/D – Analógico para Digital

ADC – *Analog-to-Digital Converter*

AI – *Analog Input*

ANSI – *American National Standards Institute*

BOM – *Bill of Materials*

BP – *Band-pass*

CCS – *Code Composer Studio*

CI – Circuito Integrado

CMRR – *Common Mode Rejection Ratio*

COPPE – Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa de Engenharia, da Universidade Federal do Rio de Janeiro

CS – *Chip Select*

DIP – *Dual Inline Package*

HP – *High-pass*

IC – *Integrated Circuit*

IDE – *Integrated Development Environment*

IEAPM – Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira

IPqM – Instituto de Pesquisas da Marinha

LabSonar – Laboratório de Tecnologia Sonar da COPPE/UFRJ

LDO – *Low-Dropout*

LIOc – Laboratório de Instrumentação Oceanográfica da COPPE/UFRJ

LP – *Low-pass*

MCU – *Microcontroller Unit*

PA – *Passa-Altas*

PB – *Passa-Baixas*

PCB – *Printed Circuit Board*

PCI – *Placa de Circuito Impresso*

PEnO – *Programa de Engenharia Oceânica*

PF – *Passa-Faixa*

ppm – *Partes por Milhão*

RMS – *Root Mean Square*

RTC – *Real-Time Clock*

RTI – *Referred to Input*

RTO – *Referred to Output*

SI – *Sistema Internacional*

SIL – *Sound Intensity Level*

SNR – *Signal-to-Noise Ratio*

Sonar – *Sound Navigation and Ranging*

SPI – *Serial Peripheral Interface*

SPL – *Sound Pressure Level*

SPS – *Samples per Second*

SS – *Slave Select*

SVF – *State-variable Filter*

THD – *Total Harmonic Distortion*

UART – *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*

UFRJ – *Universidade Federal do Rio de Janeiro*

Capítulo 1

Introdução

Caracterizar um ambiente significa identificar e distinguir suas particularidades. O ambiente marinho contém em si sons de diversas origens, como animais, embarcações e construções, cada um com suas peculiaridades. Captar esses sons, interpretá-los e estudar suas influências no meio é o que se conhece como caracterização da paisagem acústica submarina.

A demanda por equipamentos eletrônicos capazes de fazer aquisição, processamento e armazenamento de dados de forma autônoma é crescente e cada vez mais viável com a evolução tecnológica. No campo da instrumentação oceanográfica não é diferente, sendo maior o desafio de criar sistemas com tais capacidades e que ainda suportem as condições geralmente desfavoráveis do ambiente marinho, como a salinidade, a pressão e o incessante movimento das ondas.

Este trabalho apresenta um estudo em acústica submarina aplicado à caracterização da paisagem, resultando no projeto eletrônico de um sistema de aquisição de dados para hidrofones, sensores acústicos submarinos, testado em laboratório. Os resultados obtidos por meio do protótipo construído possibilitam a futura evolução do sistema para um patamar industrial e auxiliam no desenvolvimento dessa área para a pesquisa no Brasil.

1.1 Motivação

A Acústica Submarina é uma das grandes áreas de estudo do Laboratório de Instrumentação Oceanográfica (LIOc), do Programa de Engenharia Oceânica (PEnO) da COPPE/UFRJ.

A caracterização da paisagem acústica submarina é de interesse crescente na indústria, visando a melhoria dos sistemas de medição, comunicação e amenizando os impactos ambientais causados pela ação do homem com a expansão tecnológica e a conseqüente exploração do ambiente marinho. Conhecer melhor o mar possibilita maior ordenamento e continuidade no progresso de pesquisas relacionadas.

Dos diversos sistemas acústicos de medição, a tecnologia brasileira aplicada a essa área encontra-se em fase de crescimento e aprimoramento. O LIOc atua em parceria com diversas instituições e empresas do ramo, nas quais os sistemas de aquisição de dados são geralmente importados. Além disso, a maioria dos sistemas vistos são adaptações de sistemas de áudio, não sendo específicos para as peculiaridades do ambiente marinho. Nacionalizar esse tipo de tecnologia enriquece consideravelmente o campo da pesquisa e desenvolvimento no país, além de reduzir os custos dos equipamentos implantados atualmente.

Como o som no mar pode possuir diferentes origens, cada uma com suas características específicas, foi pensado um sistema que pudesse dividir o som captado em três diferentes partes, ou bandas de frequência. Isso permite o ajuste do sistema para atender às especificidades do ambiente, como adaptar-se à passagem de uma embarcação ou captar adequadamente a vocalização de um mamífero.

1.2 Objetivos

Esta dissertação de mestrado descreve um sistema capaz de ler, condicionar, digitalizar e armazenar dados medidos por sensores acústicos submarinos, os hidrofones. Esse *data logger*, como é comumente chamado, deve ser elaborado considerando o ambiente e suas especificidades, como necessidade de baixo consumo, modularidade e autonomia.

O principal objetivo de um sistema como esse é auxiliar na coleta de dados para a caracterização da paisagem acústica submarina de uma determinada área e, a partir dessa, estruturar melhor os estudos relacionados à vida marinha, impactos ambientais, tráfego de embarcações, propagação do som no mar e ruídos submarinos.

O presente trabalho dá continuidade ao projeto de graduação do autor [1], contribuindo ainda para a expansão das áreas de instrumentação e acústica submarina do LIOc, já que a criação de um versátil sistema para coleta de dados de hidrofones atende às expectativas de projetos atuais e futuros como, por exemplo, um *data logger* comercial para monitoramento em bioacústica e um *array* rebocável para submarinos. Introduzir o conhecimento e as demandas da bioacústica no laboratório é também um dos objetivos, já que o interesse pela área é recente e, portanto, não há no LIOc estudos precedentes a este sobre o assunto.

1.3 Organização do Trabalho

O capítulo 2 descreve o sinal acústico submarino, suas propriedades, características de interesse e sua forma de propagação. Apresenta também as unidades de medida do som no mar e suas diversas origens, com foco na bioacústica. Com essas informações reunidas, a seção 2.3 traz um estudo sobre o estado da arte em *data loggers* para acústica submarina e, em seguida, é feita a análise de sinais acústicos fornecidos pela Marinha do Brasil, com o objetivo de entender e apresentar as principais informações que podem ser obtidas de um sinal acústico real.

O projeto completo do sistema eletrônico para a aquisição de sinais acústicos submarinos é descrito no capítulo 3. Como resultado do estudo apresentado, um protótipo de um módulo funcional foi construído e possibilitou os testes e resultados, apresentados no capítulo 4.

Por fim, as conclusões e propostas de trabalhos futuros são apresentados no capítulo 5.

Observação: Nas partes fundamentais do trabalho, o texto estará em **negrito**, enfatizando os principais pontos de decisão, informações de maior relevância e outros destaques.

Capítulo 2

Estudo Sobre Acústica Submarina

Poucos metros abaixo da superfície do mar, a luz do sol é consideravelmente atenuada, fazendo com que maior parte do oceano possua pouca ou nenhuma visibilidade. A turbidez da água, dependente da região e da existência de partículas em suspensão, também afeta a visibilidade. O som no mar, porém, pode se propagar por quilômetros, de forma mais eficiente que a luz. Isso torna a audição o sentido mais importante e mais desenvolvido de diversos animais marinhos que a utilizam na busca por alimentos, reprodução, comunicação, navegação e percepção do ambiente (ameaças e predadores) [2, 3].

Mediante o estudo do ambiente, o homem é capaz de se adaptar e interagir em um meio que, inicialmente, não é amigável. Construindo equipamentos capazes de emular as características naturais dos animais, o ser humano evoluiu, expandindo seu conhecimento.

Para desenvolver um módulo de aquisição de sinais acústicos submarinos que auxilie na caracterização da paisagem é primordial entender a grandeza em questão: O que é o som, como é feita sua medição e o que se deseja obter como resultado.

2.1 Sinal Acústico

Segundo BRADLEY e STERN [4], o som é uma onda mecânica longitudinal, propagada de forma circuncêntrica por intermédio de meios materiais (figura 2.1).

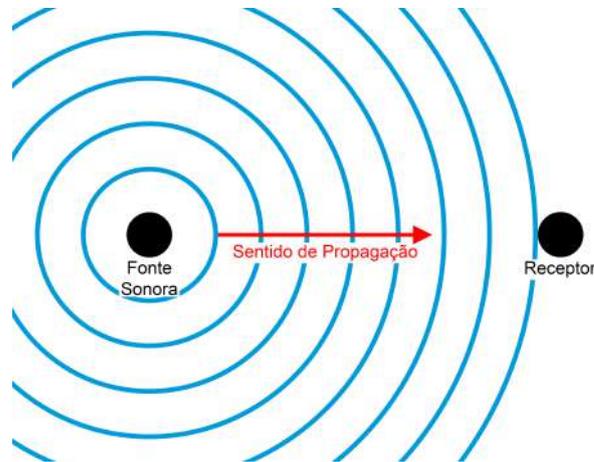


Figura 2.1: Propagação do som.

Formado pela perturbação nas partículas do meio, as principais características de interesse em um sinal sonoro são pressão e intensidade, cujas alterações ao longo do tempo podem ser matematicamente representadas pela função seno (figura 2.2), associando ao sinal os conceitos de amplitude, frequência/período, comprimento de onda e fase [4]. Por meio desses, o som captado pode fornecer as informações de interesse científico, como sua origem, influências na vida marinha e, no caso de sinais relacionados à comunicação, a interpretação das mensagens transmitidas.

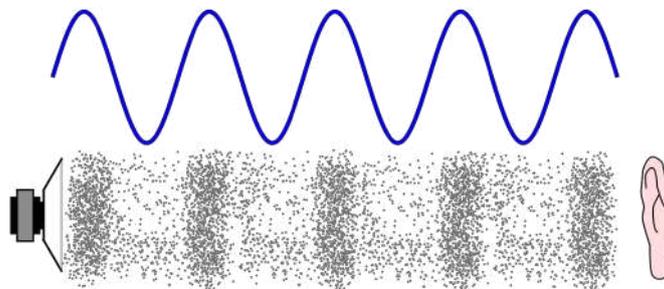


Figura 2.2: Representação senoidal da diferença de pressão sonora no meio [5].

2.1.1 Hidrofone (Transdutor Hidroacústico)

O principal elemento sensor, responsável por captar os sons embaixo d'água, é o hidrofone, também conhecido como transdutor hidroacústico (figura 2.3) [3].



Figura 2.3: Exemplo de hidrofone [6].

De forma geral, um transdutor é um dispositivo capaz de transformar um tipo de energia em outra. Nesse caso, o hidrofone transforma energia mecânica (pressão sonora) em energia eletromagnética (tensão elétrica). O processo de transdução mais utilizado é a piezoelectricidade, no qual, à medida que a pressão do meio varia, o mesmo ocorre com a carga e, conseqüentemente, com a tensão elétrica na sua saída [3]. A figura 2.4 exemplifica um disco piezoelétrico que, quando deformado pela pressão, gera uma tensão elétrica.

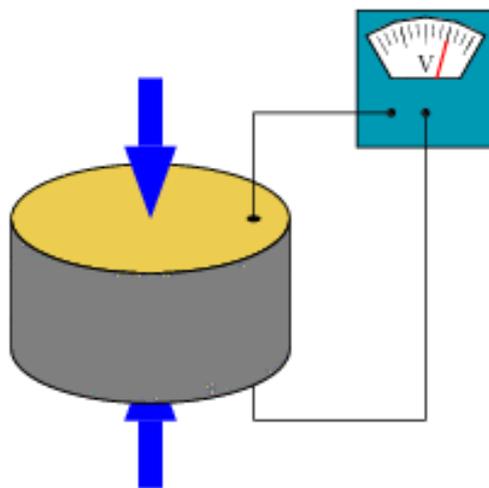


Figura 2.4: Exemplo do efeito piezoelétrico [7].

As propriedades físicas da cerâmica que compõe o hidrofone ditam sua resposta em frequência, formada por uma região utilizável (dita linear) e um (ou mais) picos ressonantes. Um exemplo de resposta em frequência de um hidrofone está na figura 2.5.

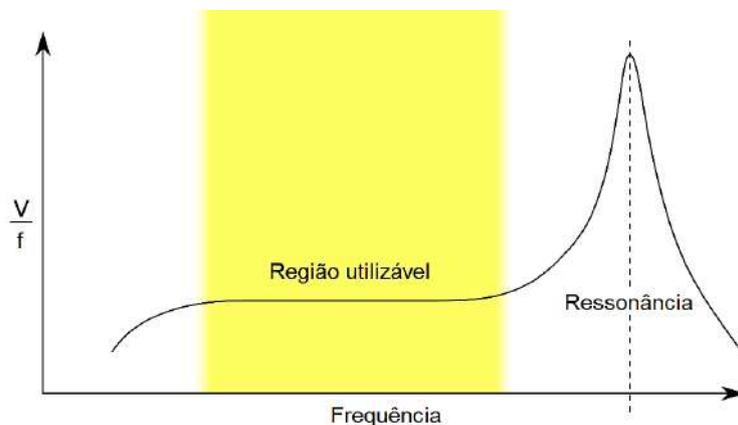


Figura 2.5: Exemplo de resposta em frequência de um hidrofone [7].

Os hidrofones podem ser configurados em arranjos (também conhecidos como *arrays*), nos quais se potencializa o poder de captação e a direcionalidade do som, atuando em maior área e/ou diferentes faixas de frequência.

A relação de conversão dessas energias, para o hidrofone, é chamada sensibilidade. Dependente das propriedades e do processo de fabricação do material, a sensibilidade de recepção é dada em **volts por micropascal ($V/\mu Pa$)** ou **decibels¹ em referência a $1 V/\mu Pa$ (dB re $1 V/\mu Pa$)**, notação mais utilizada em acústica submarina (conceito detalhado nos itens 2.1.5 e 2.1.6).

O fenômeno físico transformado em sinal elétrico pode então ser condicionado, digitalizado e armazenado, sendo agora considerado uma medição direta do som.

Observação: Um transdutor pode atuar também de forma reversa (nesse caso, tensão elétrica transformada em pressão mecânica). Em acústica submarina, os hidrofones também podem ser usados como projetores, ou os mesmos podem ser

¹Segundo o item 3.2 do Quadro Geral de Unidades de Medida no Brasil, elaborado pelo Inmetro [8], **o plural de decibel é decibels.**

feitos de maneira mais específica, com o objetivo somente de transmitir um sinal acústico, ao invés de recebê-lo. Quando configurado como projetor, a sensibilidade passa a ser de transmissão (também chamada de resposta de transmissão), dada em micropascal por volt ($\mu Pa/V$) ou decibels em referência a $1 \mu Pa/V$ à distância de 1 metro (dB re $1 \mu Pa/V @ 1 m$).

2.1.2 Pressão e Intensidade

Ao realizar a medição do som ao longo do tempo, obtém-se a variação da pressão no meio, também chamada de pressão acústica, que possui a seguinte relação com a intensidade, a velocidade do som e a densidade do meio [3]:

$$I = \frac{p^2}{\rho c} \quad (2.1)$$

onde:

I: Intensidade do sinal acústico [W/m^2];

p: Pressão acústica [Pa];

ρ : Densidade do meio [kg/m^3];

c: Velocidade do som no meio [m/s].

Como este trabalho apresenta também conceitos ligados à aplicação da eletrônica na acústica submarina, vale observar que a relação quadrática entre intensidade e pressão pode ser associada com a relação entre potência e tensão elétrica [3], já que:

$$P = \frac{V^2}{Z} \quad (2.2)$$

onde:

P: Potência do sinal elétrico [W];

V: Tensão elétrica [V];

Z: Impedância elétrica [Ω].

É também visto, seguindo essa comparação, o produto ρc da equação 2.1 sendo identificado como impedância acústica [3].

2.1.3 Velocidade do Som

Como mostrado na equação 2.1, para que a relação entre pressão e intensidade do sinal acústico seja feita, é necessário o conhecimento da velocidade do som ao longo do meio em que a onda se propaga.

CLAY e MEDWIN [2] definem a velocidade do som como o mais importante parâmetro acústico do oceano. Esse fator é diretamente influenciado pelas variações na densidade da água, que, por sua vez, é uma função da temperatura, salinidade e pressão.

A complexidade da variação da velocidade do som é tanta quanto o estudo possa demandar. Pode-se desde desprezá-la ou aproximá-la por um valor fixo (e.g. 1.500 m/s), quando o interesse é apenas o reconhecimento de uma fonte sonora, utilizar valores aproximados obtidos por equações semi-empíricas (e.g. equação 2.3, apresentada por CLAY e MEDWIN [2]), realizar a modelagem matemática computacional ou ainda realizar a medição *in situ* da área desejada concomitante à medição acústica.

Equação de CLAY e MEDWIN [2] para a velocidade do som no mar:

$$c = 1449,2 + 4,6T - 0,055T^2 + 0,00029T^3 + (1,34 - 0,010T)(S - 35) + 0,016z \quad (2.3)$$

onde:

c: Velocidade do som [m/s];

T: Temperatura [°C];

S: Salinidade [partes por milhar: ‰];

z: Profundidade [m];

2.1.4 Frequência

Além da amplitude do sinal (intensidade e pressão), a frequência é de grande importância para a análise do som. Cada fonte sonora, seja ela natural ou artificial, possui frequências específicas que auxiliam na sua identificação. Uma embarcação, por exemplo, irá produzir um som com maior energia concentrada em frequências relativas à rotação de seu(s) hélice(s) de propulsão. Já um mamífero marinho pode produzir assobios agudos ou cliques de mais alta frequência, a fim de se comunicar ou se localizar no ambiente. Avaliar essas assinaturas em um sinal ao longo do tempo é, na prática, muito difícil, enquanto a análise do espectro de frequências pode apresentar um resultado consideravelmente mais conclusivo.

Realizar a medição da pressão ao longo do tempo, obtendo o perfil da velocidade do som (ou sua aproximação mais adequada) da área avaliada e calcular a representação no domínio da frequência do sinal medido são etapas fundamentais da maioria dos estudos em acústica submarina [4].

2.1.5 Decibel (dB)

Em estudos na área de acústica, é unânime a utilização do decibel (dB) em diversas grandezas avaliadas. O decibel é uma relação logarítmica (em base 10) de conversão, que representa a razão entre uma grandeza e uma referência.

Os níveis de intensidade e pressão sonora são as grandezas de maior interesse. O nível de intensidade sonora (SIL – *Sound Intensity Level*) em relação a uma intensidade I_0 é apresentado por AU e HASTINGS [3] como:

$$SIL(dB) = 10 \log \left(\frac{I}{I_0} \right) \quad (2.4)$$

Para a pressão, a unidade de medida no Sistema Internacional (SI) é o pascal (Pa). Na acústica submarina, convencionou-se usar sua milionésima fração, o micropascal ($10^{-6} Pa = 1 \mu Pa$) e o valor de pressão $p_0 = 1 \mu Pa$ como referência [3].

Substituindo a equação 2.1 em I e I_0 da equação em 2.4 e sabendo que o produto ρc é o mesmo para ambos, o nível de pressão sonora (*SPL – Sound Pressure Level*), expresso em decibels em referência a $1 \mu Pa$ (*dB re 1 μPa*), é:

$$\begin{aligned} SPL &= 10 \log \left(\frac{p^2/\rho c}{p_0^2/\rho c} \right) \\ SPL &= 10 \log \left(\frac{p^2}{p_0^2} \right) \\ SPL(\text{dB re } 1 \mu Pa) &= 20 \log \left(\frac{p}{p_0} \right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Como os sons embaixo d'água podem variar da ordem de $1 \mu Pa$ a $10^{11} \mu Pa$, o decibel é uma boa maneira de expressar esses mesmos valores entre 0 dB e 220 dB sem perda de informação [3]. Além dessa compressão, a notação logarítmica transforma multiplicações e divisões em somas e subtrações (equações 2.6 e 2.7), simplificando as equações descritas no item 2.1.6, a seguir.

Propriedades do Logaritmo:

$$\log(A \cdot B) = \log(A) + \log(B) \quad (2.6)$$

$$\log \left(\frac{A}{B} \right) = \log(A) - \log(B) \quad (2.7)$$

Observação: O ponto mais importante da notação em dB é sua **referência**. Parâmetros utilizados em acústica aérea, áudio ou eletrônica podem possuir referências diferentes das utilizada em acústica submarina e gerar erros em cálculos e/ou medições.

2.1.6 Equações do Sonar

Uma aplicação de grande interesse na caracterização da paisagem acústica submarina é a capacidade de determinar a posição de algum objeto, auxiliando assim na navegação e compreensão do ambiente. Um instrumento com esse perfil é chamado de Sonar (*Sound Navigation and Ranging* - Navegação e Determinação da Distância pelo Som) [9, 10].

Quando o sonar emite um sinal sonoro e mede os sons refletidos pelo ambiente (eco), interpretando as variações de intensidade, frequência e fase, é chamado de sonar ativo (figura 2.6). Já aquele que não emite sinal, interpretando apenas sons originados em outras fontes, é dito sonar passivo [10].

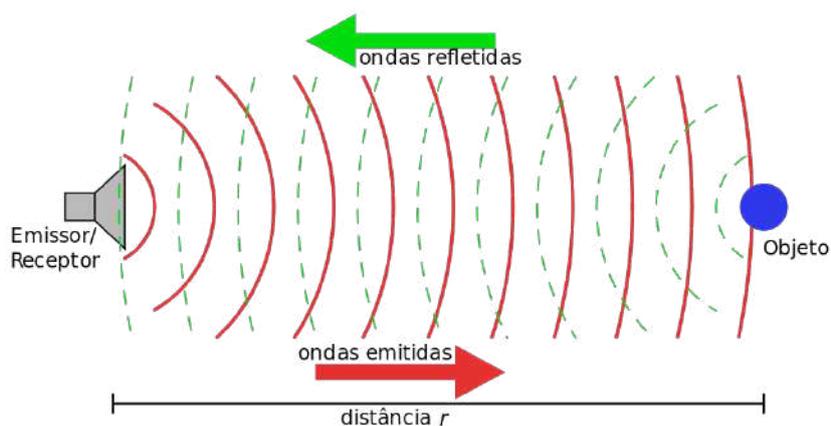


Figura 2.6: Representação do sonar ativo [11].

O sistema de ecolocalização dos golfinhos, por exemplo, funciona como um sonar ativo natural: São **emitidos** cliques em alta frequência e são **captados** seus ecos, possibilitando ao animal o reconhecimento do ambiente ao seu redor.

Já em uma comunicação entre dois indivíduos da mesma espécie, o som emitido por um dos animais é recebido pelo outro, que estima a posição do emissor e, possivelmente, entende a mensagem, configurando um sonar passivo.

Inspirado nestes sistemas naturais, o homem busca os mesmos objetivos: determinar o posicionamento de objetos (também chamados de alvos) em relação a referenciais e transferir informações por longas distâncias embaixo d'água.

As equações que relacionam as características de interesse de um sonar são chamadas Equações do Sonar e são apresentadas a seguir.

Segundo URICK [9], as equações do sonar relacionam as três partes de um sistema sonar (o equipamento, o meio e o alvo) e os seguintes parâmetros:

- Equipamento:
 - SL: *Projector Source Level* (Nível da Fonte do Projetor);
 - NL: *Self-Noise Level* (Nível de Ruído Próprio);
 - DI: *Directivity Index* (Índice de Diretividade);
 - DT: *Detection Treshold* (Limiar de Detecção);

- Meio:
 - TL: *Transmission Loss* (Perdas por Transmissão);
 - RL: *Reverberation Loss* (Perdas por Reverberação);
 - NL: *Ambient-Noise Level* (Nível de Ruído Ambiente);

- Alvo:
 - TS: *Target Strength* (Força do Alvo);
 - SL: *Target Source Level* (Nível da Fonte do Alvo);

Os parâmetros são logarítmicos (níveis em dB), o que tornará todas as equações somas e subtrações. Os que possuem mesmo símbolo (SL e NL) foram agrupados, pois, para a avaliação do sonar, eles são essencialmente idênticos [9].

2.1.6.1 Sonar Ativo

Um sistema ativo, no qual há uma fonte e um receptor para captar o sinal refletido, **produz** um sinal SL . Ao percorrer o caminho até o alvo, esse nível **sofre** a ação do meio (TL), ficando então: $SL - TL$. Considerando agora a **capacidade** de reflexão do alvo (TS) e a **perda** causada pelo percurso de retorno à fonte (TL), o eco é

representado por: $SL - 2TL + TS$, sempre utilizando uma distância definida como referência (**1 metro** ou 1 jarda).

Além do sinal enviado pelo sonar, está presente, tanto no próprio sinal quanto no ambiente, o ruído, representado por NL . Esse nível é **reduzido** pelo índice de diretividade do receptor (DI), atenuação provocada pela direção em que o som foi captado pelo hidrofone ou arranjo.

O sinal resultante que retorna ao sonar, também chamado de relação eco-ruído, é dado por [9]:

$$SL - 2TL + TS - (NL - DI) \quad (2.8)$$

Quando essa relação ultrapassa o nível definido para que o sinal seja considerado um alvo, ou seja, o limiar de detecção (DT), tem-se a chamada **Equação do Sonar Ativo em Termos do Limiar de Detecção**:

$$SL - 2TL + TS - (NL - DI) = DT \quad (2.9)$$

Arrumando a equação de maneira a separar o eco do ruído, apresenta-se a **Equação do Sonar Ativo**:

$$SL - 2TL + TS = NL - DI + DT \quad (2.10)$$

Nota-se que a equação 2.10 é referente ao caso **monoestático**, na qual a fonte e o receptor do eco estão no mesmo ponto. Em alguns sistemas, as etapas de transmissão e recepção podem estar em pontos distintos (diferentes embarcações, por exemplo), caracterizando um **sonar ativo biestático**. Neste caso, as perdas por transmissão ($2TL$), geralmente, não são iguais.

2.1.6.2 Sonar Passivo

O sistema de aquisição de dados desenvolvido neste trabalho é passivo, podendo ter como uma de suas aplicações um sonar. Nesse caso, o alvo é responsável por produzir o sinal a ser detectado e o nível da fonte agora se refere ao ruído irradiado pela mesma (em referência à distância de 1 m). Outra adaptação é a exclusão do parâmetro TS e a perda na transmissão (TL), que não é contabilizada duas vezes.

A **Equação do Sonar Passivo** resultante é:

$$SL - TL = NL - DI + DT \quad (2.11)$$

As tabelas 2.1 e 2.2, adaptadas de URICK [9], apresentam um resumo dos parâmetros e de combinações relevantes para o estudo das equações do sonar. De posse dessas informações, pode-se saber a posição de um alvo em relação ao sistema sonar, conhecimento importante para o estudo das diversas fontes de sinal acústico no mar.

Tabela 2.1: Parâmetros do sonar.

Parâmetro	Referência	Definição ($10 \log(\cdot)$)
Nível da Fonte (SL)	1 m da fonte	$\frac{\text{intensidade da fonte}}{\text{intensidade de referência}}$
Perdas na Transmissão (TL)	Da fonte ao alvo	$\frac{\text{intensidade do sinal a 1 m}}{\text{intensidade do sinal no alvo}}$
Força do Alvo (TS)	1 m do alvo	$\frac{\text{intensidade do eco}}{\text{intensidade incidente}}$
Nível de Ruído (NL)	Local do hidrofone	$\frac{\text{intensidade do ruído}}{\text{intensidade de referência}}$
Índice de Diretividade (DI)	Terminais do hidrofone	$\frac{\text{pot. do ruído (hid. não direcional)}}{\text{pot. do ruído (hid. real)}}$
Nível de Reverberação (RL)	Terminais do hidrofone	$\frac{\text{pot. de reverb. no hidrofone}}{\text{pot. do sinal de intensidade de ref.}}$
Limiar de Detecção (DT)	Terminais do hidrofone	$\frac{\text{pot. do limiar escolhido}}{\text{pot. do ruído no hidrofone}}$

Tabela 2.2: Combinações de parâmetros do sonar.

Nome	Parâmetros	Observações
Nível de Eco	$SL - 2TL + TS$	Intensidade do eco na água medido pelo hidrofone;
Nível de Mascaramento do Ruído	$NL - DI + DT$	Também chamado de nível de eco mínimo detectável ;
Excesso de Eco	$SL - 2TL + TS$ $-(NL - DI + DT)$	Quando o excesso de eco é zero, a detecção apenas ocorre;
Figura de Desempenho	$SL - (NL - DI)$	Diferença entre o nível da fonte e o nível de ruído medido nos terminais do hidrofone;
Figura de Mérito	$SL - (NL - DI + DT)$	Igual a máxima perda por transmissão (TL) permitida em sonares passivos ou a máxima perda em duas vias em sonares ativos.

2.1.7 Ruído Ambiente

Em uma aplicação tradicional de acústica submarina, os sinais de interesse são bem definidos, enquanto qualquer outro som é tido como ruído (ou interferência) e deve ser descartado. Por exemplo, um sonar ativo emite um sinal, geralmente pulsante, com frequência e amplitude determinados pelo sistema. O eco retornado sofre variações, mas ainda possui características semelhantes ao sinal original. Qualquer sinal captado diferente do eco esperado é considerado ruído.

No entanto, na caracterização da paisagem acústica submarina, o ruído ambiente passa a ser o sinal de interesse, sendo que, se há alguma transmissão de sinal, essa também será considerada como parte do ambiente. A parte do sinal a ser desprezada é agora somente o ruído inerente ao próprio equipamento de medição.

Para melhor entendimento, uma situação cotidiana pode ser descrita, associando os elementos do dia-a-dia ao ambiente marinho:

Uma sala de aula contém, em uma situação comum, um professor e um determinado número de alunos. Ao dar aula, o professor **emite** sons, **captados** por ele mesmo e pelos alunos. Qualquer outro som percebido pelos receptores (alunos) é tido como ruído e ignorado, desde que a mensagem chegue de maneira adequada. Essa é uma visão clássica de um sistema acústico submarino, no qual os emissores e receptores consideram um sinal específico e tudo que estiver fora desse escopo é tratado como ruído e deve ser desconsiderado.

Em uma análise de ruído ambiente, porém, todos os sinais captados possuem relevância. No exemplo da sala de aula, sons podem vir de inúmeras outras fontes além do emissor principal (professor). Os receptores estão sujeitos também a outros sons, como o som produzido pelo aparelho de ar condicionado, a abertura e fechamento de portas e janelas, movimentação das pessoas no interior da sala, qualquer som emitido fora da sala que possa ser captado dentro dela e, em casos de maior **sensibilidade**, até mesmo as lâmpadas e aparelhos eletrônicos podem emitir um som perceptível. Além desses sinais, deve-se ainda considerar os ruídos próprios dos

receptores, que podem ou não interferir significativamente entre eles. No mar, cada emissor pode ser representado por um animal, um cardume, uma embarcação, plataforma de exploração ou o próprio som produzido pela água (ondas, contato com o vento ou com o fundo).

Observa-se então que a análise de ruído ambiente pode ser um estudo tão complexo quanto se desejar obter o detalhamento das informações de uma determinada paisagem. Para este trabalho, considera-se o ruído ambiente, um sinal de larga faixa de frequência e amplitude, formado principalmente pelas fontes que se seguem, sendo as três primeiras as de maior interesse [12]:

Vida marinha: Esses sons possuem diversas formas conhecidas, como canções, gritos, cliques e assobios. Cada forma possui suas particularidades, faixa de frequência e região de ocorrência, tornando uma boa medição de vida marinha o maior desafio da caracterização da paisagem;

Embarcações: O maior responsável pelo som gerado por embarcações é(são) seu(s) motor(es). Esse som é considerado bem definido, por conter apenas uma frequência e harmônicos da mesma. Seus danos ocorrem de maneira indireta, quando a presença da embarcação afasta os animais de sua rota inicial ou pelo fenômeno da cavitação, no qual bolhas geradas pela diferença de pressão nas proximidades do hélice dispersam ondas acústicas de grande energia;

Indústria: Plataformas de exploração de petróleo e gás, que produzem ruídos por perfuração e maquinário pesado. São grande fonte de danos à vida marinha por não estarem restritas ao fundo e gerarem ondas acústicas de grande energia, capazes de danificar não só o sistema auditivo de animais, mas também sua estrutura física;

Ondas: Ondas internas e marés;

Vento: Movimentos da superfície, correntes e flutuações de pressão;

Abalos sísmicos: Movimentação natural das placas tectônicas e deslizamentos no fundo do mar.

Em resumo, o ruído ambiente é a composição dos sons que irradiam por todo o oceano.

2.1.7.1 Curvas de Wenz

O gráfico das curvas de Wenz [13], apresentado na figura 2.7, é a principal referência para o estudo do ruído ambiente acústico submarino, no qual podem-se observar os níveis característicos de pressão sonora e frequência de diversas fontes, podendo essas serem intermitentes (e.g. vida marinha) ou constantes (e.g. abalos sísmicos, considerando um período total de amostragem do sinal menor que o período de duração da onda sísmica).

Outras fontes adicionais de ruído, como sistemas eletrônicos, armamentos e vigilância militar, podem ser vistas na figura 2.8, o que reforça a complexidade do ambiente acústico submarino.

Pode-se notar que um sistema de medição de ruído ambiente tem como pré-requisito primordial atuar em uma ampla faixa de frequência. Capacitar a medição de todos os sons presentes no ambiente marinho com um único módulo é uma tarefa extremamente complexa. Porém, escolher uma faixa de sinal para as medições em função do foco do estudo torna o problema solucionável.

Neste trabalho, é proposto, no capítulo 3, um módulo que possa adquirir sinais em boa parte do espectro visto nas curvas de Wenz (figura 2.7) e/ou ainda ser adaptado, sem grandes complicações e de forma prática, para uma faixa de frequência escolhida pelo usuário. Por ser um equipamento de relativo baixo custo, uma das soluções para conseguir medir diversas faixas de frequência é a utilização de um maior número de módulos.

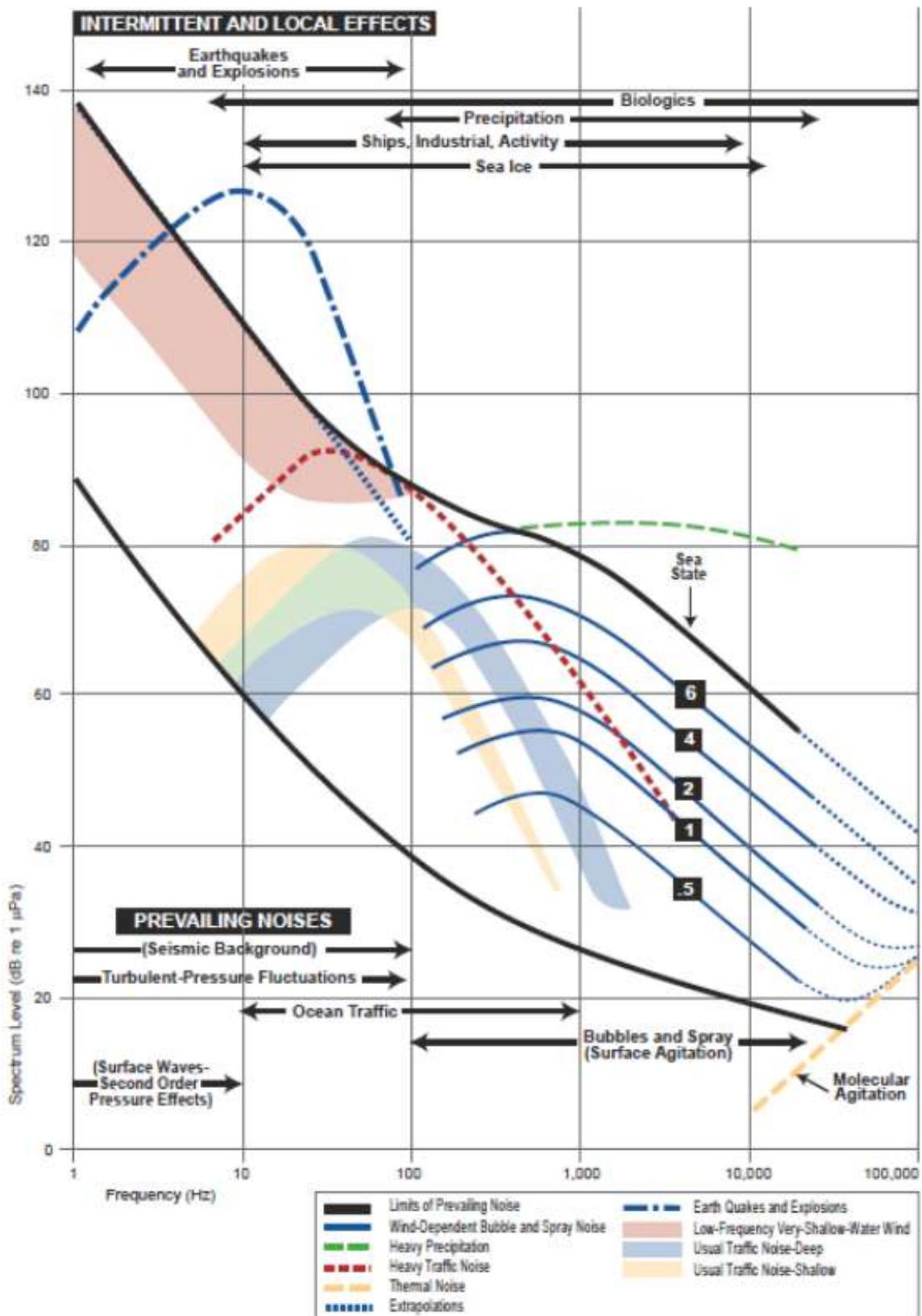


Figura 2.7: Curvas de Wenz [4, 13].

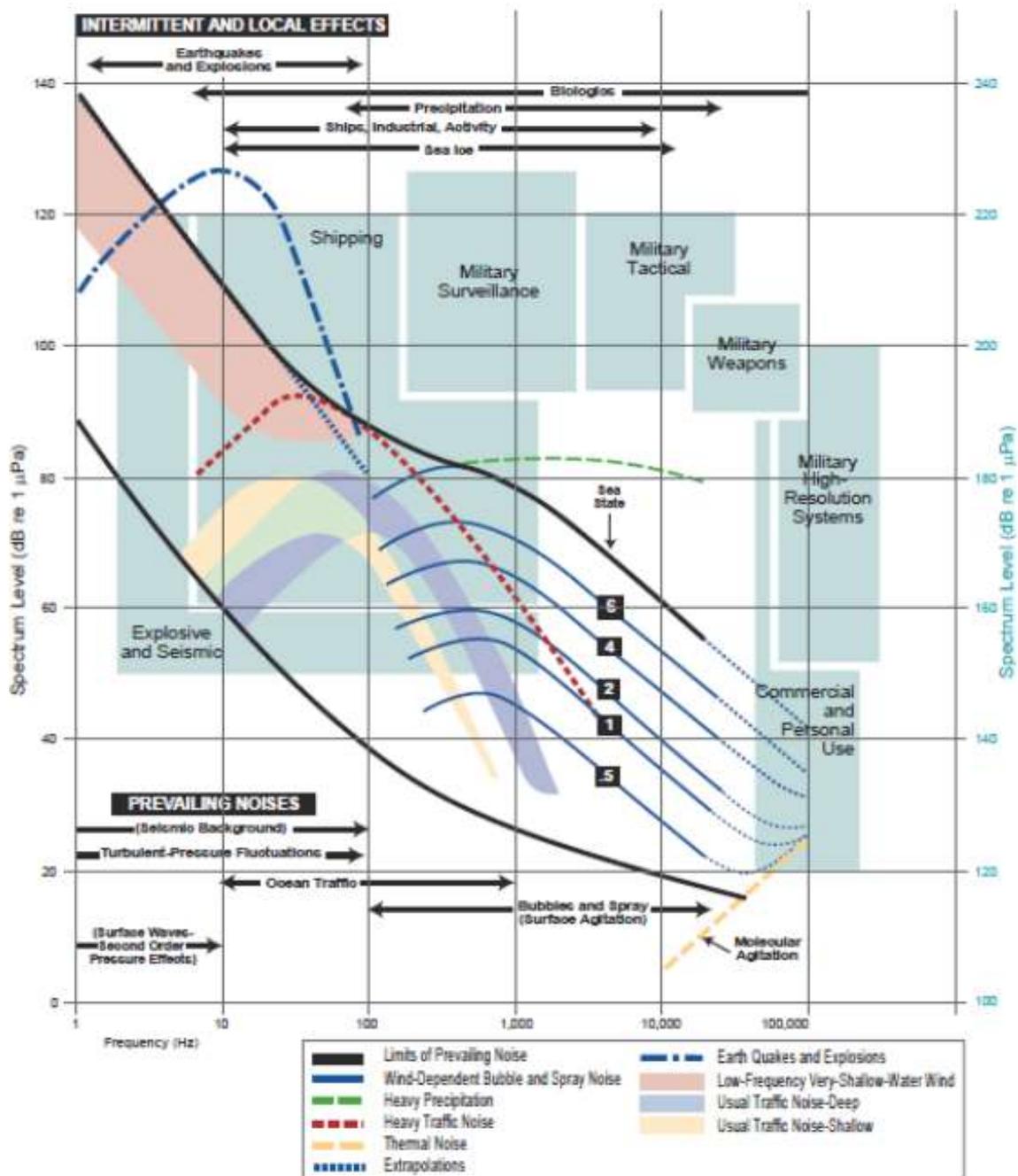


Figura 2.8: Nível de espectro em relação à frequência de outras fontes de ruído [4, 13].

2.2 Bioacústica Marinha

O estudo do oceano, seja para geração de conhecimento ou exploração de recursos, é crescente e ainda com grande potencial para descobertas.

Principalmente no hemisfério sul do planeta, os incentivos à pesquisa submarina ainda são escassos quando comparados ao hemisfério norte. **O estudo das ondas sonoras emitidas pelos animais marinhos é chamado de bioacústica marinha [14].**

A bioacústica é um tópico de interesse ainda mais recente na área de engenharia e inédito no LIOc, o que gerou a necessidade da inclusão desta seção no trabalho.

2.2.1 Tipos de Sons

Como visto no item 2.1.7, o som no mar pode ter diversas origens, o que acarreta em diferentes características (amplitudes, intervalos de duração, frequências e períodos). Com o desejo de ampliar o conhecimento nessa área, os avanços nos sistemas de detecção e medição tornam-se necessários, promovendo esse encontro entre a biologia e a engenharia. AU e HASTINGS [3] dividem os sons emitidos por animais marinhos em:

Sociais: Produzidos com o intuito de comunicações intraespecíficas (entre indivíduos de mesma espécie) ou comportamentais;

Posicionamento (Ecolocalização): Responsáveis pela localização espacial e navegação;

Gerados Externamente: Produzidos pelo impacto entre um objeto e outro ou com a superfície do mar. Esses sons raramente são estudados, são de pouco interesse científico e, portanto, não serão abordados neste trabalho.

2.2.1.1 Sons Sociais

Os sinais sonoros emitidos podem variar de acordo com a espécie, região em que se encontram, presença de ruídos externos, criação em cativeiro ou na natureza.

Podem-se observar características, como os tipos de sons emitidos (e.g. assobio, canção) e as faixas de frequências predominantes. Um estudo específico, porém, deve considerar a grande variedade dos sons emitidos em função dos mais diversos parâmetros externos [3].

Observação: Os nomes para os sons têm sua origem baseada exatamente na percepção humana, ou seja, o nome “assobio” é dado pois o som emitido pelo animal se assemelha a um assobio humano. Essa nomenclatura simples facilita a distinção e a catalogação dos sons.

A seguir, alguns tipos de animais e os sons sociais característicos que eles emitem são apresentados, informações compiladas de CLAY e MEDWIN [2], AU e HASTINGS [3], RIBEIRO [12], VIELLIARD e SILVA [14] e WEILGART [15].

Odontocetos

Baleias com dentes e golfinhos emitem assobios e cliques de banda larga como sons sociais.

Por possuírem faixa de frequência dentro dos limites da audição humana (entre 20 Hz e 20 kHz), os assobios são os sons mais estudados, já que são mais facilmente captados com equipamentos de áudio adaptados ao uso submarino. Os cliques, geralmente emitidos em rajadas de pulsos, podem possuir componentes em frequências acima de 100 kHz, sendo dificilmente adquiridos de maneira adequada por equipamentos não especializados. Essas rajadas não são pulsos de ecolocalização.

Misticetos

Baleias que não possuem dentes, mas cerdas, emitem sons descritos como chamados, que podem ser compostos por frequências baixas ou cliques de alta frequência (superiores a 30 kHz) e canções, definidas como notas ocorrendo em sequência regular e intervalos padronizados de tempo.

Pinípedes

As focas, leões marinhos e morsas são animais anfíbios que podem vocalizar no ar ou na água. Emitem principalmente rosnados, rugidos e latidos.

Sirênios

O peixe-boi, também capaz de vocalizar no ar ou na água, possui uma emissão mais rara de sons, sendo reportados apenas em condições extremas, como de estresse ou ameaça.

Peixes

Peixes podem produzir sons de duas formas principais: Estridulação (fricção de partes do corpo) e movimentação dos músculos da bexiga natatória. Apesar de pouco estudados, esses sons são utilizados para comunicação e até mesmo para demonstrar agressividade e emitir alertas.

Camarão-de-estalo (*Snapping Shrimp*)

Esse camarão possui uma de suas garras maior, capaz de produzir estalos de alta intensidade sonora, sendo responsável pela produção de alto ruído, principalmente em grupo. Os estalos possuem ampla banda de frequência, podendo chegar a 200 kHz, o que pode comprometer seriamente uma medição acústica na área.

2.2.1.2 Posicionamento (Ecolocalização)

A ecolocalização é o processo em que um organismo emite um som e é capaz de identificar o ambiente ao seu redor por meio do eco percebido [3].

Os animais que se valem da ecolocalização o fazem emitindo cliques (em frequências diferentes dos cliques de sons sociais) e variando o intervalo entre pulsos. As intensidades desses sinais também podem variar, objetivando estar acima do ruído ambiente.

2.2.2 Influência do Homem

O interesse crescente pela bioacústica está diretamente envolvido com a exploração dos recursos presentes em áreas oceânicas. A utilização de maquinário pesado e de experimentos acústicos influenciam consideravelmente a vida ao redor. A presença dessas perturbações geradas pelo homem afetam os animais em suas capacidades mais simples e dependentes do som, como alterações nas vocalizações, respiração, velocidade de nado, padrão migratório, encalhe, estresse e danos à audição.

WEILGART [15] apresenta as principais alterações comportamentais nos animais marinhos:

- Aumento da intensidade e/ou frequência na vocalização de cetáceos com a presença de alto tráfego de embarcações;
- Cessação da vocalização de animais em função do alto ruído produzido por explorações sísmicas;
- Variação no tempo de mergulho e na velocidade de nado quando expostos a ruídos;
- Desaparecimento de animais em regiões anteriormente utilizadas para reprodução;
- Encalhe e/ou a ocorrência de fatalidades causados por danos aos aparelhos auditivos dos animais.

Os efeitos dos ruídos podem variar conforme o som que é produzido, os animais que o recebem e a influência do meio. A necessidade de reprodução e alimentação pode fazer com que certas espécies tolerem o ruído presente, gerando efeitos a longo prazo, como estresse e perda de audição. Em outros casos, os impactos podem ser contornados sem aparente efeito, como a alteração de rotas migratórias.

Para que a interferência do homem no ambiente marinho seja menos agressiva, os impactos devem ser sempre avaliados. Sons gerados por construções próximas ao mar, plataformas de exploração de petróleo ou comunicações a longas distâncias

podem provocar nos animais desde efeitos prejudiciais à sua localização no ambiente até danos físicos causados pela força que um som, como onda mecânica, pode exercer.

O domínio do comportamento dos animais marinhos, catalogação das espécies e de suas assinaturas sonoras e sua sensibilidade aos sons externos são informações importantes que podem ser obtidas a partir da medição acústica.

2.3 Estado da Arte em *Data Loggers*

Dos estudos feitos para esta dissertação, concluiu-se que a medição acústica submarina é feita principalmente de duas formas: sistemas utilizados em áudio adaptados para as especificidades do ambiente marinho e sistemas dedicados e projetados especificamente para a atuação em acústica submarina.

O primeiro tipo é composto de equipamentos comerciais projetados para condicionar sons captados por microfones. Como esse é um mercado amplo, exigente e bem consolidado, a quantidade de sistemas de condicionamento e armazenamento de dados é vasta e diversificada. Entretanto, esse tipo de *data logger* está sempre sujeito às principais diferenças entre os meios aéreo e marinho, e acaba encontrando problemas como, por exemplo:

Portabilidade: O equipamento nem sempre é adequado para transporte ou para acondicionamento em local fechado como, por exemplo, uma caixa-estaque no fundo do mar;

Faixa de frequência: Sistemas de áudio estão geralmente dimensionados nos limites frequenciais da audição humana, entre 20 Hz e 20 kHz, diferente dos sinais acústicos submarinos que podem possuir componentes que extrapolam esses limites;

Material: A construção desses sistemas dificilmente leva em conta os danos causados pelo ambiente marinho, como corrosão ou excesso de umidade;

Características eletrônicas: Amplitude do sinal de entrada e impedâncias características são exemplos de fatores-chave em projetos que necessitam de adaptação, nem sempre considerada, e que interferem diretamente na qualidade do sinal medido.

Como exemplo de sistema adaptável, o gravador profissional Marantz PMD661 MKII [16] possui como aplicações sugeridas, segundo o site do fabricante: *Broadcast*, jornalismo, captura de efeitos de som, músicas, ditados, gravação de reuniões, entre outros.

Apesar de não citar como aplicação “medições em acústica submarina”, sua utilização pelo LIOc já foi cogitada, tendo como referência empresas brasileiras especializadas em medições acústicas submarinas e atender a uma ampla faixa de sinais presentes nas curvas de Wenz com qualidade de sinal aceitável para medições de ruído ambiente. Na presente data, esse gravador custa, em média, U\$ 450,00 e é difícil de ser encontrado para compra no Brasil.

Já os sistemas dedicados à acústica submarina possuem, como principal ponto negativo, o alto custo e, quase sempre, a necessidade de importação, pela escassez de tecnologia brasileira na área.

Uma das grandes referências para este trabalho é o IcListen, hidrofone inteligente (*smart hydrophone*) da Ocean Sonics, empresa dedicada a esse tipo de tecnologia (*The Smart Hydrophone Company*, segundo site oficial [17]).

Esse componente totalmente dedicado à aquisição e ao processamento de sinais acústicos submarinos possui como principal impeditivo seu preço na faixa de U\$ 10.185,00, sem considerar custos de importação (IcListen HF SB2-ETH, cotado em maio de 2015). Possui ainda versões diferenciadas para faixas de frequência, taxa de amostragem e resoluções específicas.

Outros exemplos de sistemas dedicados são o AMAR (*Autonomous Multichannel Acoustic Recorder*), da empresa Jasco [18], e o SM3M, da Wildlife Acoustics [19]. A tabela 2.3 resume as principais características dos *data loggers* pesquisados.

Tabela 2.3: Comparativo dos *data loggers*.

	Marantz	Ocean Sonics	Jasco	Wildlife Acoustics
	PMD661 MKII	IcListen HF	AMAR G3	SM3M
				
Taxa de Amostragem	96 kHz (WAV)	512 kSPS	128 kSPS	384 kHz
(máxima)	192 kbps (MP3)			
Resolução	16 ou 24 bits	24 bits	16 e 24 bits	16 bits
Profundidade	-	200 / 3500 m	250 / 6700 m	150 / 800 m
Comunicação	USB 2.0	Ethernet / Serial	Ethernet	Cartão de Memória SD
Hidrofone Integrado	Não	Sim	Sim	Sim
Banda Passante	20 Hz a 20 kHz	10 Hz a 200 kHz	20 Hz a 150 kHz	2 Hz a 192 kHz
Autonomia	6 horas	10 horas	Não especificado	15 dias
(medição contínua)				
Deteção de Eventos	Não	Sim	Não	Não

2.3.1 Soluções de Compromisso e Interpretação das Especificações

A escolha de qualquer equipamento é baseada, principalmente, nas suas especificações. É muito comum, inclusive nos casos apresentados no item anterior, haver diferentes configurações para um mesmo sistema.

Por exemplo, apresentar um sistema de aquisição de dados que possui resolução de 24 bits e taxa de amostragem superior a 500 kSPS não necessariamente quer dizer que esses dois recursos podem ser obtidos simultaneamente. Sabe-se que conversores analógico-digitais de alta resolução tendem a ter uma taxa de amostragem reduzida [20] e garantir erro abaixo da resolução mínima dada pelo número de bits nominais nem sempre é possível. Além disso, a relação entre taxa de amostragem e resolução definem o tamanho do pacote de dados que, quando muito grande, reduz o tempo total de aquisição do sistema. A maioria dos sistemas encontrados, quando utiliza dos 24 bits, limita sua taxa de amostragem em torno de 100 kSPS.

Outras especificações, como duração da bateria, compressão dos dados adquiridos e capacidade de armazenamento devem sempre considerar as condições em que as medições venham a ser executadas.

É, portanto, de grande importância o cuidado ao interpretar as informações fornecidas pelo fabricantes.

2.4 Estudo de Casos

Objetivando a familiarização com sons subaquáticos e geração de referências práticas, fez-se um estudo de sinais reais adquiridos de sistemas acústicos.

Por intermédio da parceria do LIOc com a Marinha do Brasil e com o LabSonar (COPPE/UFRJ), foram obtidos dados de medições em campo realizadas pelos institutos de pesquisa IEAPM e IPqM. Este estudo apresenta os sinais, suas representações no tempo, na frequência e as informações obtidas da análise de cada uma delas.

Os sinais apresentados a seguir foram extraídos dos seguintes conjuntos de dados:

Sinal 1: Embarcações na Baía de Guanabara;

Sinal 2: Embarcações na Raia Acústica de Arraial do Cabo;

Sinal 3: Golfinho na Raia Acústica de Arraial do Cabo.

2.4.1 Análises Escolhidas

Os três arquivos analisados estão em formato *WAV*. Uma característica desse formato é a amplitude normalizada (entre -1 e 1). Apesar desses limites, os níveis de amplitude encontrados nos dados são até 10 vezes menores. Então, para melhor visualização, os sinais foram escalados para estarem mais próximos do limite normalizado.

Sem a informação de como esses sinais foram convertidos de intensidade sonora para volts e, posteriormente, digitalizados, pode-se apenas avaliar a variação da amplitude compreendida entre esses limites.

Fazendo:

$$A(\text{dB re FS}) = 20 \log(A) \quad (2.12)$$

Podem-se obter valores de amplitude **A** do sinal em decibels em referência ao fundo de escala.

A primeira, mais trivial e mais importante análise do sinal sonoro é sua simples escuta. Apesar de não gerar dados, ouvir o sinal já referencia a análise matemática. Profissionais experientes, como operadores de sonar, podem facilmente identificar certas assinaturas e, até mesmo, estimar distâncias do sistema de recepção ao alvo. Quando possível, a inspeção visual dos eventos também contribui para maior quantidade de informação.

O arquivo *WAV* fornece a amplitude do sinal ao longo do tempo e a frequência de amostragem, obtendo-se assim a série temporal. Pode-se, daí, extrair informações como amplitude máxima, média e valor eficaz (RMS), além de relações entre determinados intervalos do sinal, como a relação sinal-ruído (SNR - *Signal-to-Noise Ratio*) ou ainda apontar se o alvo está se aproximando ou afastando do receptor pela variação da amplitude (positiva ou negativa, respectivamente).

A análise no tempo, porém, dificilmente é capaz de apontar a possível origem do som, informação que pode ser obtida por meio do espectro de frequências do sinal.

Acrescenta-se também o espectrograma, capaz de apresentar as informações contidas nas variações ao longo do tempo e frequência. Conhecido também como *waterfall*, esse gráfico é formado pelo tempo no eixo x, frequência no eixo y (embora não seja raro encontrar esses eixos invertidos) e a intensidade do sinal é representada de acordo com as cores na barra de referência.

Após a avaliação dos três sinais, são comparados os resultados obtidos e tiradas as conclusões.

2.4.2 Sinal 1: Embarcações na Baía de Guanabara

O primeiro conjunto de dados foi fornecido pelo LabSonar, em parceria com o IPqM, e corresponde aos sinais adquiridos na COMISSÃO SONAP-I, realizada na Baía de Guanabara, Rio de Janeiro, RJ, utilizando um arranjo cilíndrico de 32 hidrofones. A comissão aconteceu em agosto de 2015 e visou demonstrar a tecnologia de um sonar passivo nacional [21].

2.4.2.1 Análise Preliminar

Foram disponibilizados quatro arquivos, referentes ao conjunto B de dados, descrito como uma situação de **tráfego marítimo intenso**, no qual cada arquivo representa uma marcação A, B, C ou D, com seu respectivo ângulo do arranjo cilíndrico de 090°, 065°, 337° e 270°.

A série temporal escolhida foi a marcação B, referente a 065° do arranjo cilíndrico. A escolha dessa marcação em relação às outras deu-se pela maior clareza das informações nas formas de onda apresentadas. O arquivo possui 164 segundos de duração (2:44 minutos), amostrados a 31.250 Hz, totalizando 5,12 milhões de amostras.

Observando de maneira superficial o sinal temporal e o espectrograma correspondente (figura 2.9), nota-se uma descontinuidade no sinal em 20 segundos e outra

em 150 segundos.

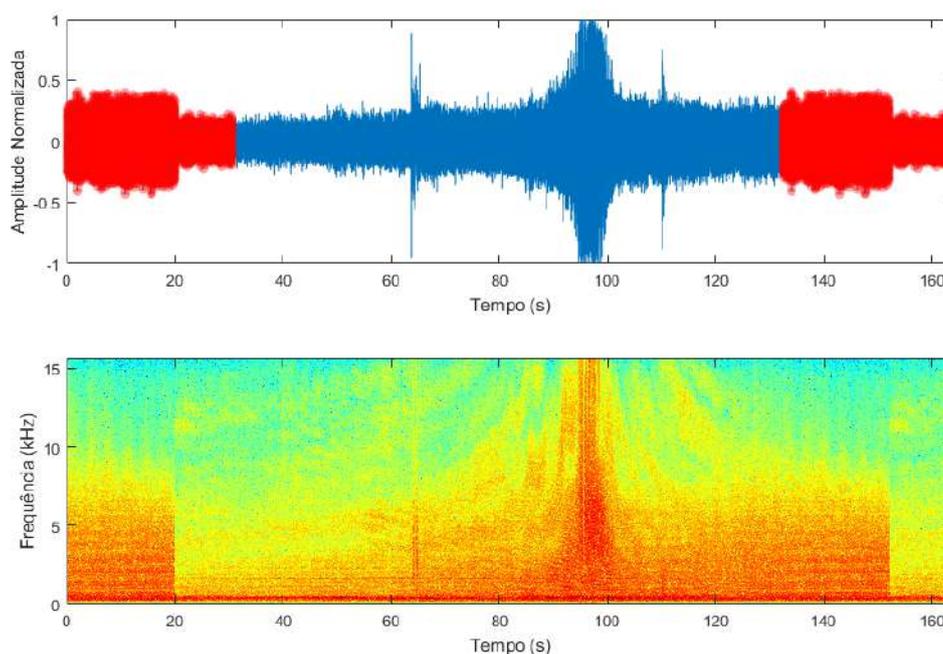


Figura 2.9: Sinal 1 com intervalos repetidos no início e no fim da série temporal.

Ao analisar mais atentamente, percebe-se que o início do sinal (entre 0 e 30 s) é igual ao final (entre 130 s e 160 s). Rearrumou-se então a série temporal, utilizando apenas a porção compreendida entre 20 s e 150 s da original.

Por se tratar de uma descontinuidade em que o início e o fim da série temporal são repetidos nos pontos opostos do sinal, acredita-se que esse erro seja de pós-processamento, ou seja, a montagem do sinal a partir dos dados do arranjo pode ter sido comprometida, gerando tal réplica.

2.4.2.2 Análise no Tempo

A figura 2.10 apresenta o gráfico da amplitude normalizada ao longo do tempo. Observa-se um sinal principal crescente e com três picos adicionais iniciados em 44, 77 e 90 segundos.

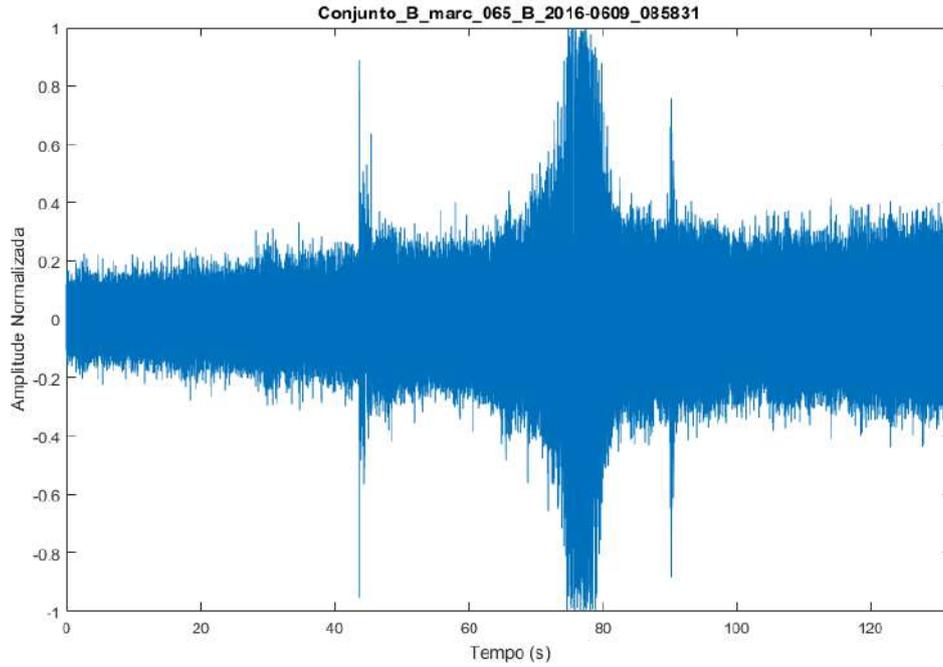


Figura 2.10: Sinal 1 no domínio do tempo.

Como um sinal acústico real dificilmente possui sua amplitude constante, podem-se usar valores médios para a obtenção de informações sobre, por exemplo, a qualidade da medição do sinal em relação ao ruído presente. Comparando a média quadrática (valor RMS) da amplitude da parte do sinal sem atividade com a parte ativa, obtém-se a relação sinal-ruído (SNR - *Signal-to-Noise Ratio*).

O valor RMS de um sinal x , formado por N amostras, é dado por:

$$x_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} \quad (2.13)$$

e a SNR:

$$SNR = \left(\frac{A_{Sinal}}{A_{Ruído}} \right)^2 \quad (2.14)$$

onde A é o valor RMS da amplitude do sinal.

Sua representação em dB será:

$$\begin{aligned}
 SNR(dB) &= 10 \log(SNR) \\
 SNR(dB) &= 10 \log\left(\left(\frac{A_{Sinal}}{A_{Ruído}}\right)^2\right) \\
 SNR(dB) &= 20 \log\left(\frac{A_{Sinal}}{A_{Ruído}}\right)
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

Outra forma de se obter a SNR em dB, usando as propriedades logarítmicas, é:

$$SNR(dB) = A_{Sinal}(dB) - A_{Ruído}(dB) \tag{2.16}$$

A SNR é uma das formas de se determinar a qualidade do sinal medido. Uma relação próxima de zero pode apontar que o sinal desejado é incapaz de ser reconhecido, dada a predominância do ruído.

Para definir o ruído do Sinal 1, escolheu-se considerar o menor nível de sinal encontrado em um intervalo de 10 segundos, o que ocorre no início da série.

Calculando a SNR utilizando os valores RMS do sinal completo e ruído (primeiros 10 segundos da série), tem-se:

$$SNR_{Sinal1} = \left(\frac{A_{Sinal}}{A_{Ruído}}\right)^2 = \left(\frac{0,0922}{0,0504}\right)^2 = 3,3466 \tag{2.17}$$

Assim, o valor da SNR, em dB, para o Sinal 1 é:

$$SNR_{Sinal1}(dB) = 20 \log\left(\frac{A_{Sinal}}{A_{Ruído}}\right) = 20 \log\left(\frac{0,0922}{0,0504}\right) = 5,2460 \text{ dB} \tag{2.18}$$

2.4.2.3 Análise na Frequência

Além do momento de início e término de alguma atividade, da proximidade do alvo e da relação sinal-ruído, pouco pôde-se visualizar do sinal no tempo. **O espectro do sinal, ou seja, sua representação no domínio da frequência, apresenta uma informação fundamental para a determinação da origem de um sinal sonoro: sua frequência predominante (podendo ser mais de uma).**

A figura 2.11 apresenta o espectro do Sinal 1, no qual observam-se 3 frequências predominantes: 381,4 Hz, 858,1 Hz e 1842,0 Hz. Observam-se também picos em torno da primeira frequência, entre 247,9 Hz e 457,7 Hz.

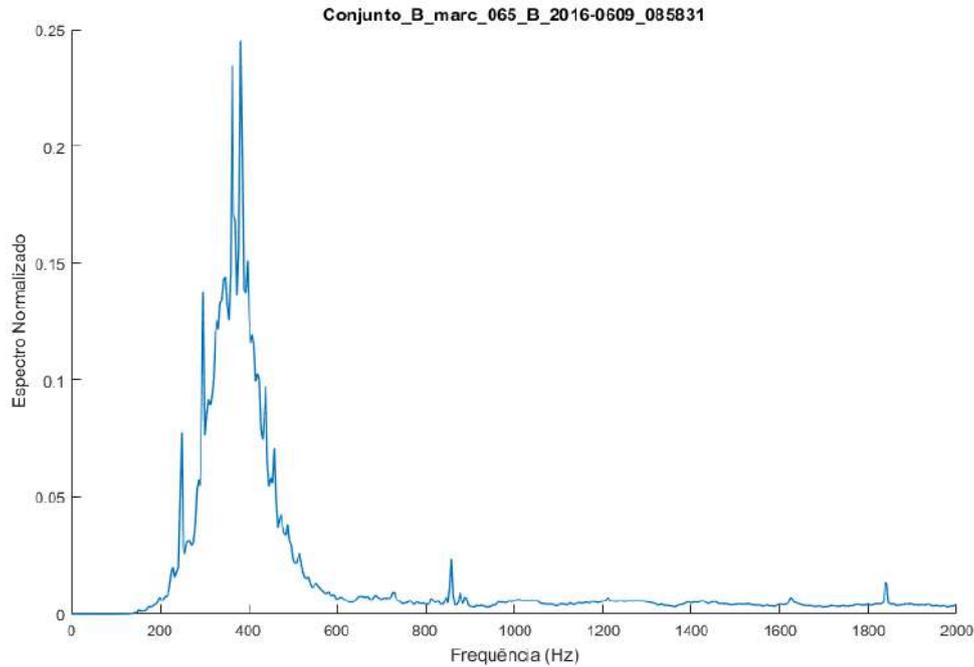


Figura 2.11: Sinal 1 no domínio da frequência.

Como visto na figura 2.10, existem três intervalos de maior atividade no sinal temporal: Entre 43 e 46, entre 62 e 85 e entre 89 e 92 segundos. O espectro de cada intervalo é apresentado nas figuras 2.12, 2.13 e 2.14, respectivamente.

Observam-se, no primeiro intervalo, as frequências predominantes de 343,2 Hz e 389,0 Hz. Já o segundo, apresenta 381,4 Hz, 858,1 Hz e 1842,0 Hz e, finalmente, o terceiro, 381,4 Hz e 438,6 Hz.

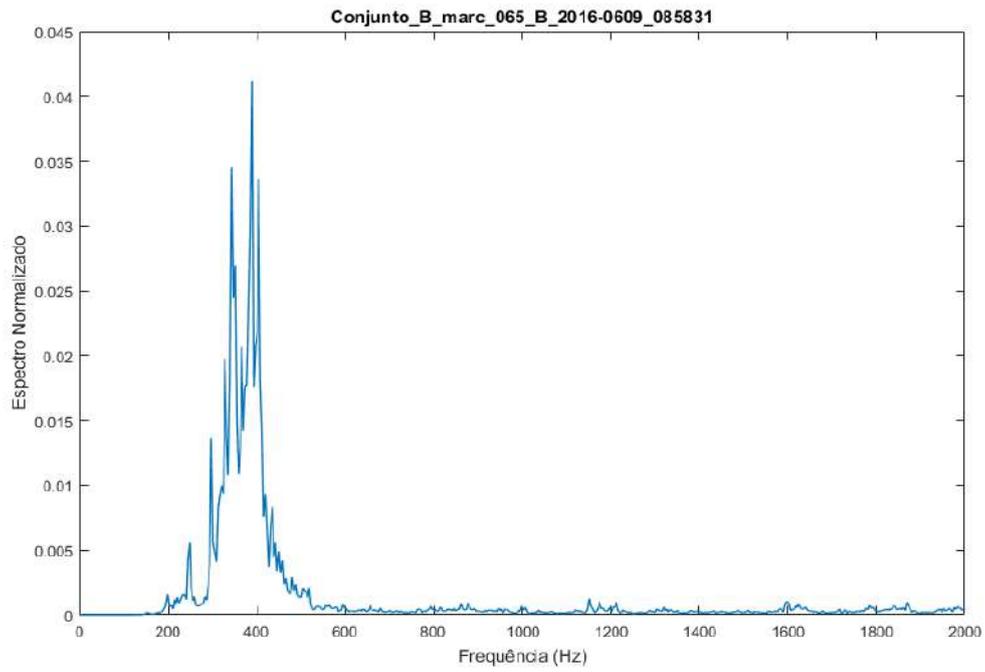


Figura 2.12: Sinal 1 no domínio da frequência. Intervalo entre 43 s e 46 s.

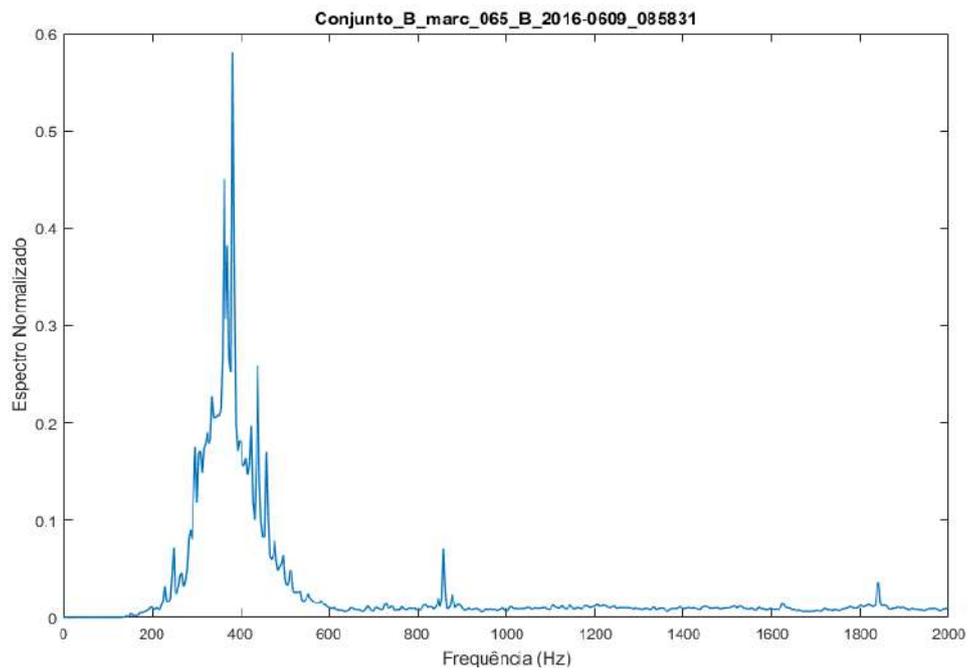


Figura 2.13: Sinal 1 no domínio da frequência. Intervalo entre 62 s e 85 s.

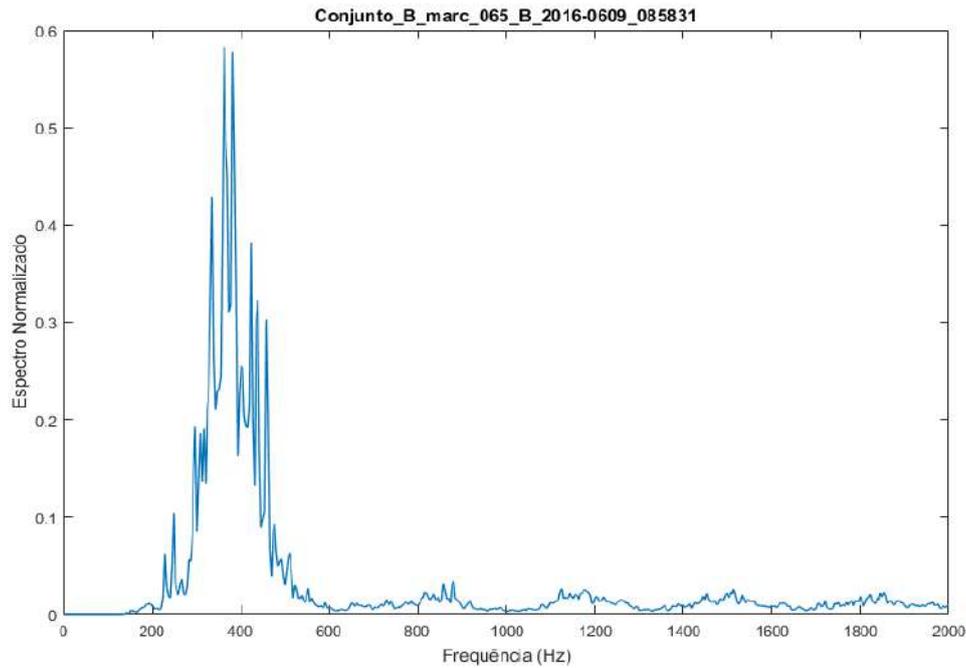


Figura 2.14: Sinal 1 no domínio da frequência. Intervalo entre 89 s e 92 s.

2.4.2.4 Espectrograma

Juntando os sinais no tempo e na frequência, o espectrograma da figura 2.15 mostra a predominância das baixas frequências. Apesar de haver energia em toda banda do sinal, principalmente entre 60 e 90 segundos, os espectros gerados no item anterior não apresentaram amplitude significativa nas frequências acima de 2 kHz. A quantidade de energia presente em todas as frequências indica que o sinal na entrada possa ter extrapolado o limite de excursão de sinal de componentes do sistema de aquisição, gerando ruído de alta amplitude e larga faixa de frequência.

Aproximando a imagem na área de maior interesse, mostrando frequências até 2 kHz e adequando as cores de maneira a deixar mais visível a atividade no gráfico, a figura 2.16 destaca a presença das frequências em torno de 400 Hz, 890 Hz e 1840 Hz ao longo de toda a série temporal, além dos sinais de ampla banda de frequência nos intervalos próximos a 40 segundos e entre 60 e 90 segundos.

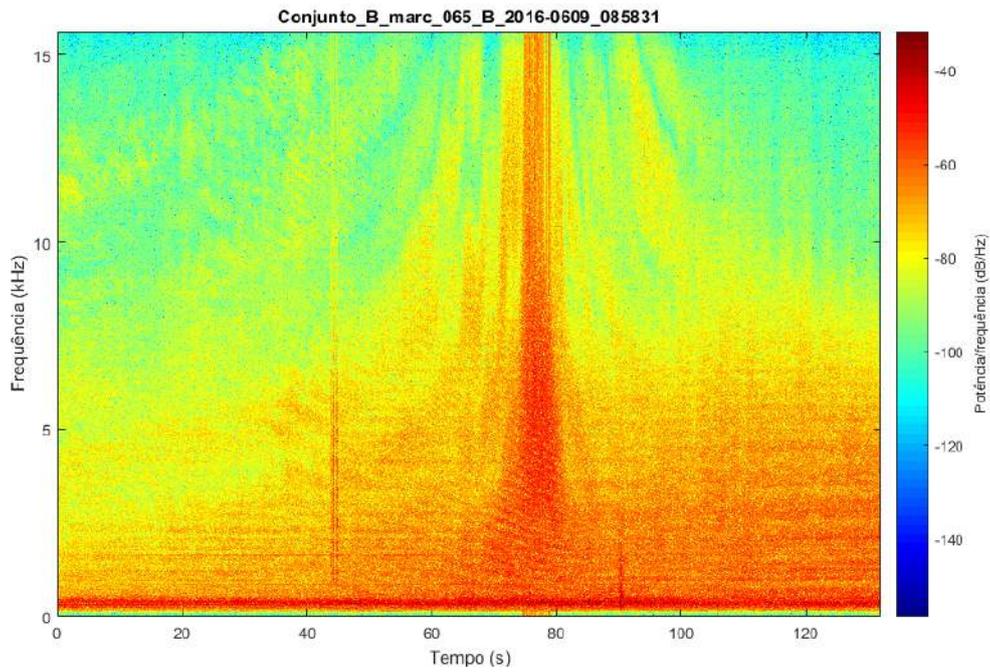


Figura 2.15: Espectrograma do Sinal 1.

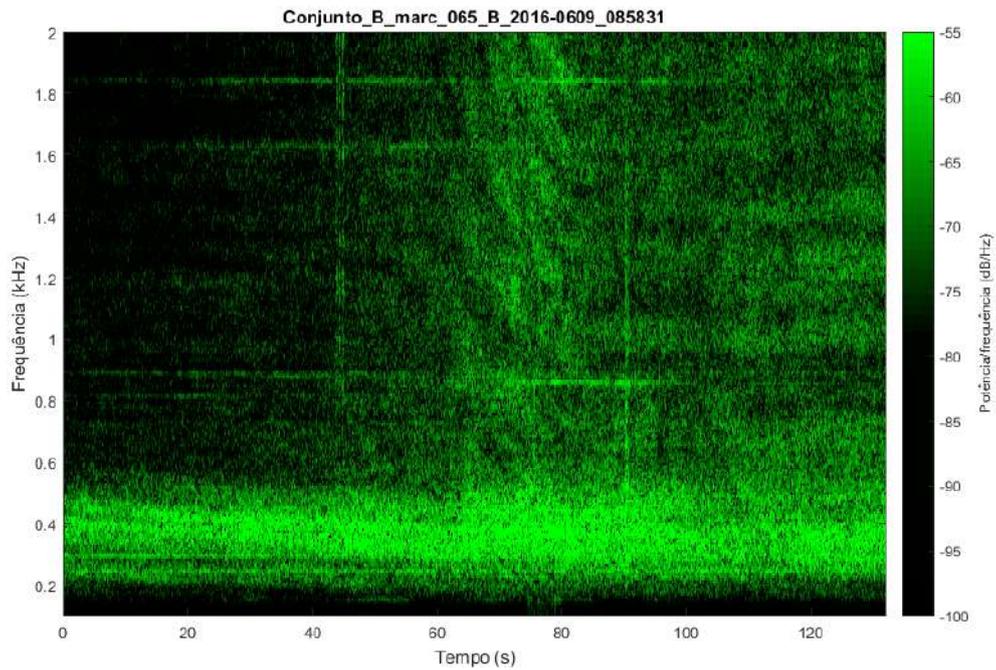


Figura 2.16: Espectrograma do Sinal 1 para frequências até 2 kHz.

Conclui-se que o Sinal 1, advindo de embarcações, possui faixa de frequência inferior a 2 kHz e característica da variação de amplitude crescente e, em seguida, decrescente, indicando a aproximação e afastamento da embarcação em relação ao

elemento sensor. Os picos largos, em baixas frequências e com diversos harmônicos também são característicos desse tipo de sinal. No espectrograma, as “franjas” que aparecem no entorno das componentes principais são resultantes dos ecos refletidos que atingem o sensor e do fenômeno de cavitação, presentes nos hélices das embarcações [12].

2.4.3 Sinal 2: Embarcações na Raia Acústica de Arraial do Cabo

O segundo conjunto de dados foi fornecido pelo IEAPM e corresponde a medições executadas na raia acústica de Arraial do Cabo, RJ, cidade onde fica localizado o instituto.

Foram fornecidos 24 arquivos, referentes a 10 minutos de medição por hora, do dia 02 de abril de 2013 e não há informação complementar sobre a ocorrência dos eventos.

2.4.3.1 Análise Preliminar

Os arquivos possuem 600 segundos de duração (10 minutos), amostrados a 44.100 Hz, totalizando 26,46 milhões de amostras por arquivo. Esse tamanho de arquivo já torna qualquer processamento mais demorado.

Optou-se por usar o arquivo referente ao horário das 13 horas, por haver variações significativas na amplitude do sinal.

2.4.3.2 Análise no Tempo

A figura 2.17 apresenta o Sinal 2 normalizado.

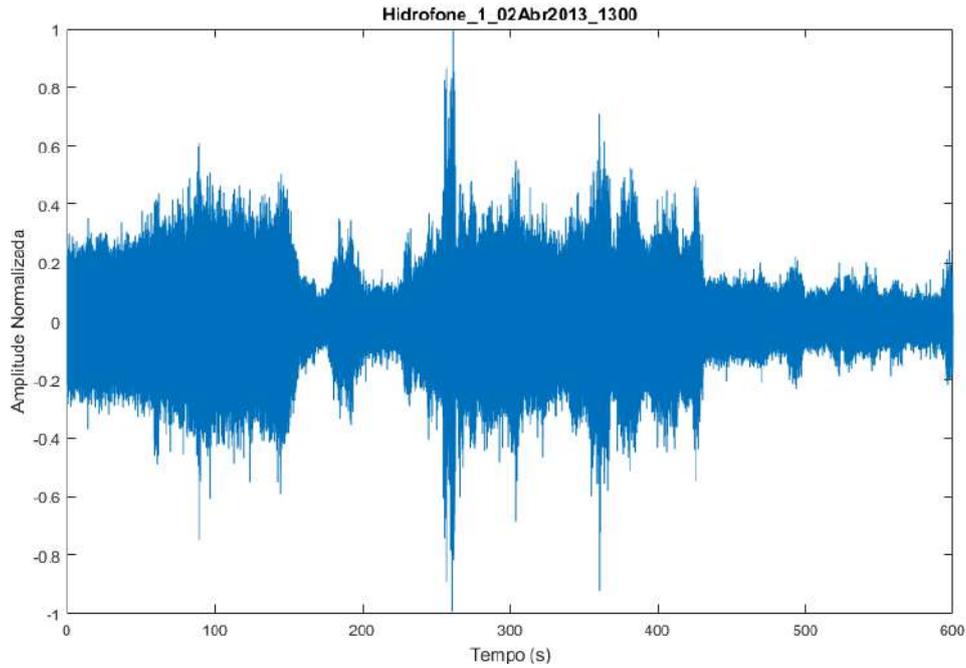


Figura 2.17: Sinal 2 no domínio do tempo.

O sinal foi dividido em quatro intervalos (em segundos): 0 e 150, 175 e 200, 225 e 435 e 500 e 580. O valor RMS do sinal é 0,0762, enquanto que das partes separadas são 0,0928, 0,0587, 0,0938 e 0,0287, respectivamente.

Optou-se por considerar como ruído a parcela do sinal entre 570 e 575 s, na qual encontram-se os menores valores de amplitude.

O valor RMS do ruído é 0,0206. Os valores de SNR para o Sinal 2 e suas partes separadas são:

$$SNR_{Sinal2} = \left(\frac{0,0762}{0,0206} \right)^2 = 13,6828 = 11,3617 \text{ dB} \quad (2.19)$$

$$SNR_{Sinal2.1} = \left(\frac{0,0928}{0,0206} \right)^2 = 20,2937 = 13,0736 \text{ dB} \quad (2.20)$$

$$SNR_{Sinal2.2} = \left(\frac{0,0587}{0,0206} \right)^2 = 8,1197 = 9,0954 \text{ dB} \quad (2.21)$$

$$SNR_{Sinal2.3} = \left(\frac{0,0938}{0,0206} \right)^2 = 20,7334 = 13,1667 \text{ dB} \quad (2.22)$$

$$SNR_{Sinal2.4} = \left(\frac{0,0287}{0,0206} \right)^2 = 1,9410 = 2,8803 \text{ dB} \quad (2.23)$$

2.4.3.3 Análise na Frequência

A figura 2.18 apresenta o espectro do Sinal 2, com picos em 64,6, 156,1, 228,8, 306,8 e 597,5 Hz. Não há energia considerável abaixo de 40 Hz, indicando que o sinal tenha sido filtrado.

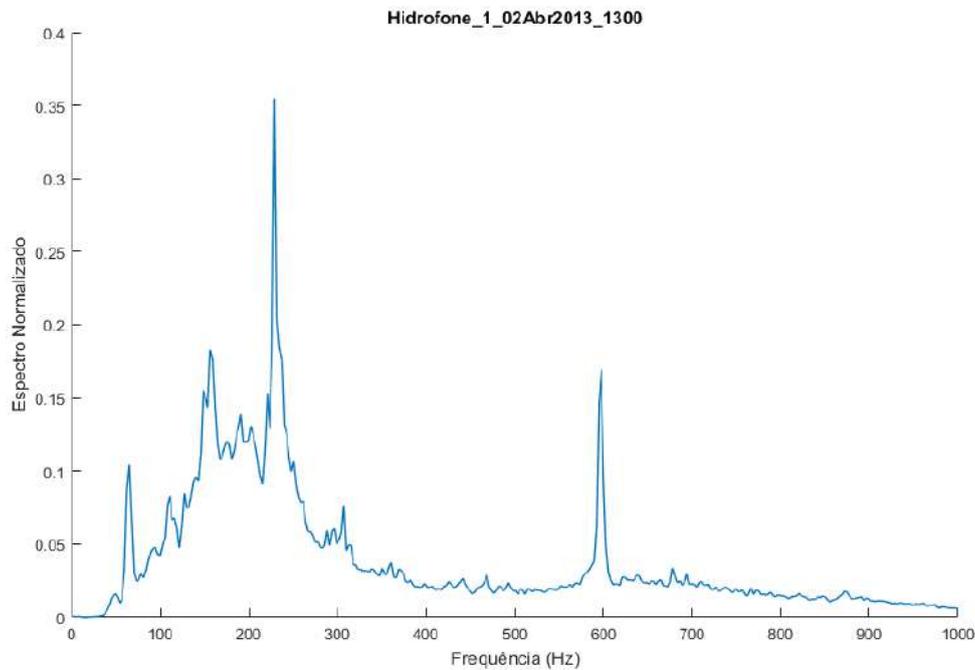


Figura 2.18: Sinal 2 representado no domínio da frequência.

Obtendo o espectro dos intervalos definidos anteriormente, foram geradas as figuras 2.19, 2.20, 2.21 e 2.22.

O primeiro intervalo possui 190,0 Hz como frequência principal.

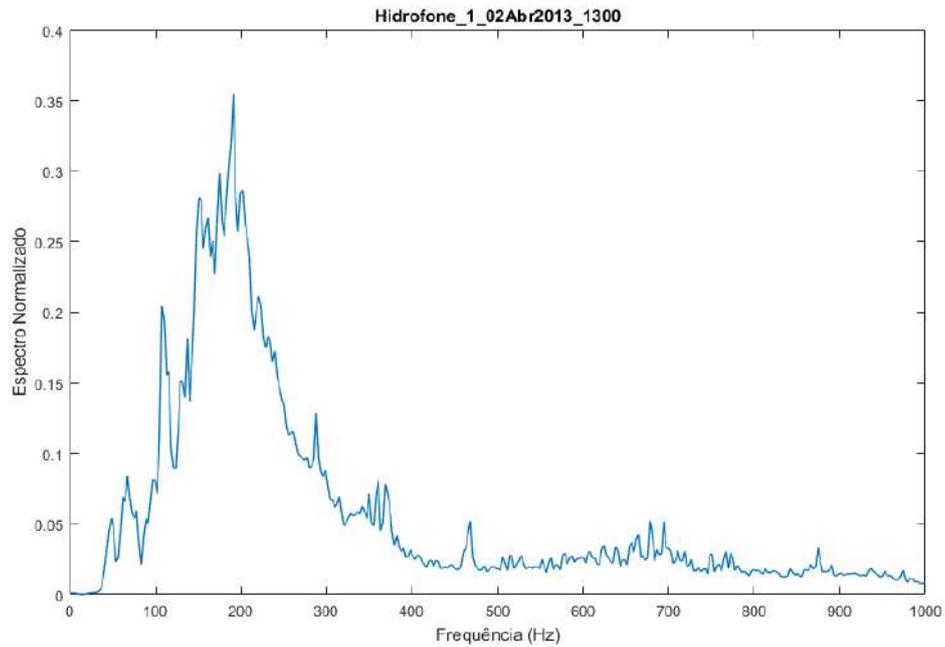


Figura 2.19: Sinal 2 representado no domínio da frequência. Intervalo entre 0 s e 150 s.

O segundo intervalo destaca 61,9 Hz e 234,0 Hz.

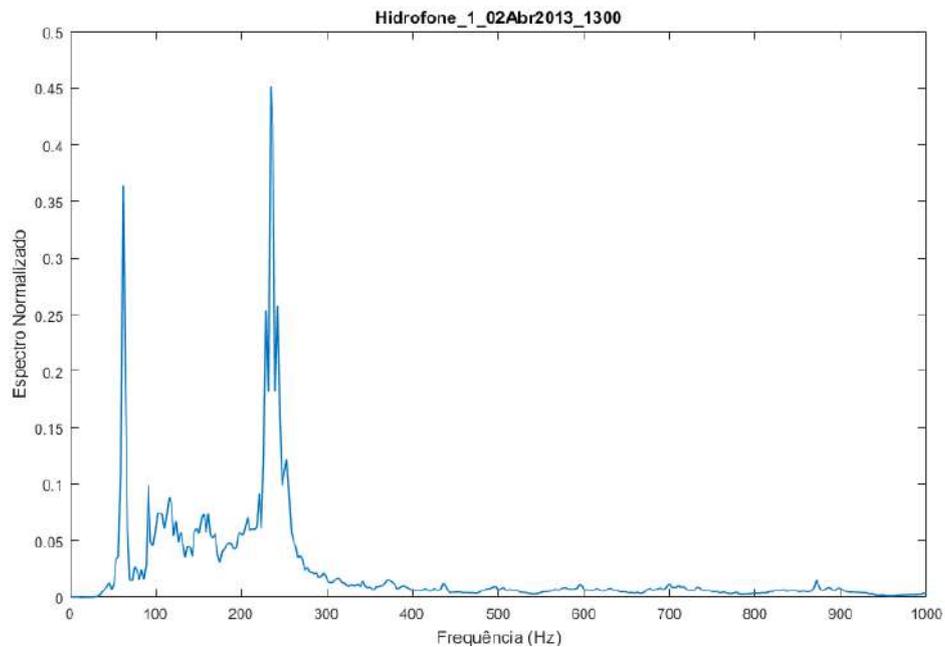


Figura 2.20: Sinal 2 representado no domínio da frequência. Intervalo entre 175 s e 200 s.

O terceiro destaca 228,8 Hz e 597,5 Hz.

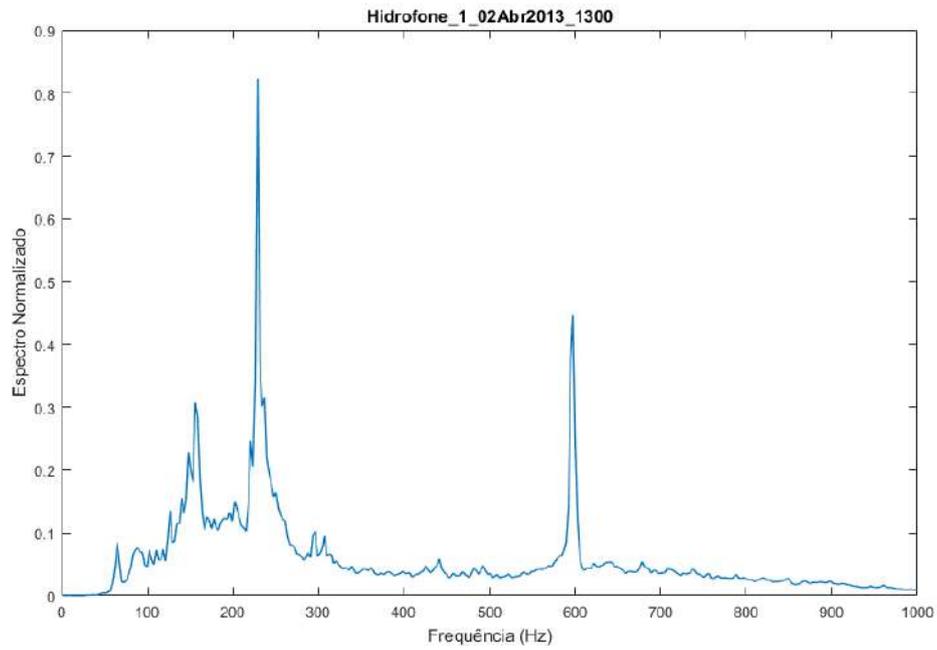


Figura 2.21: Sinal 2 representado no domínio da frequência. Intervalo entre 225 s e 435 s.

Por fim, o último intervalo destaca a frequência de 64,59 Hz.

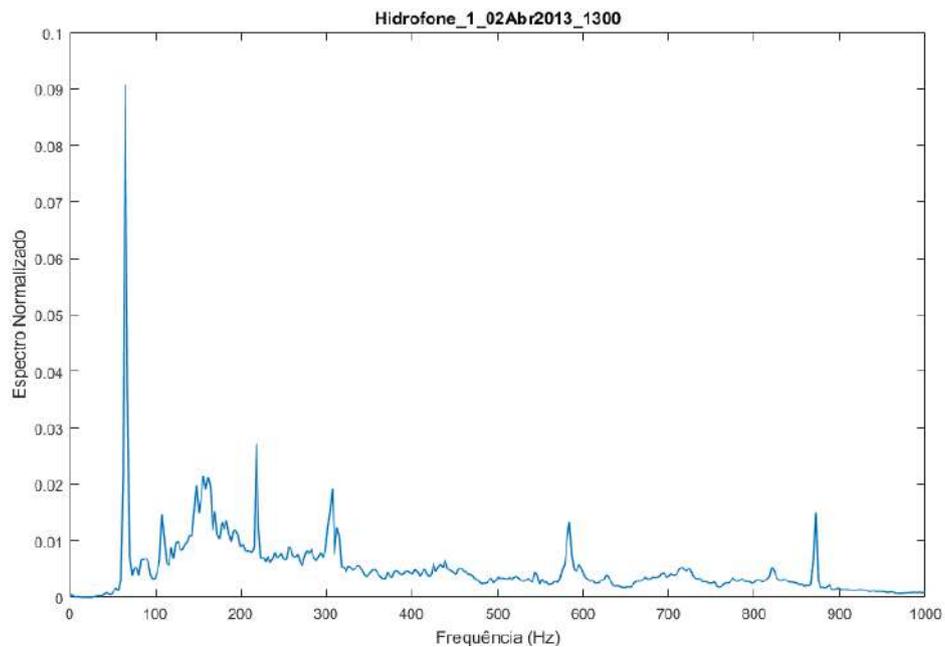


Figura 2.22: Sinal 2 representado no domínio da frequência. Intervalo entre 500 s e 580 s.

Nota-se que, ao dividir o sinal no tempo em partes interessantes, podem-se obter informações adicionais sobre quais frequências predominam em cada intervalo, podendo, posteriormente, associar as frequências a passagens de embarcações (ou outros eventos notados).

A aplicação de filtros antes do processo de amostragem do sinal atenua componentes indesejadas. Provavelmente, o filtro passa-altas em 40 Hz visa reduzir o efeito de oscilações causadas pelas ondas do mar, com frequências características baixas.

2.4.3.4 Espectrograma

A figura 2.23 apresenta o espectrograma do Sinal 2. Aproximando a imagem para frequências menores que 1 kHz e alterando as cores, podem-se visualizar melhor as frequências predominantes na figura 2.24.

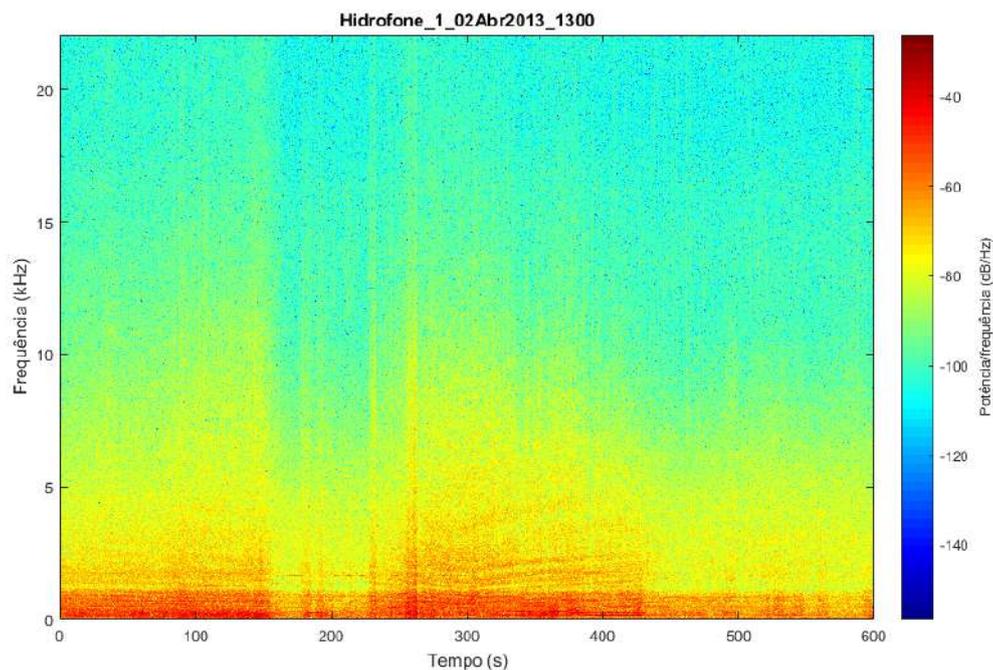


Figura 2.23: Espectrograma do Sinal 2.

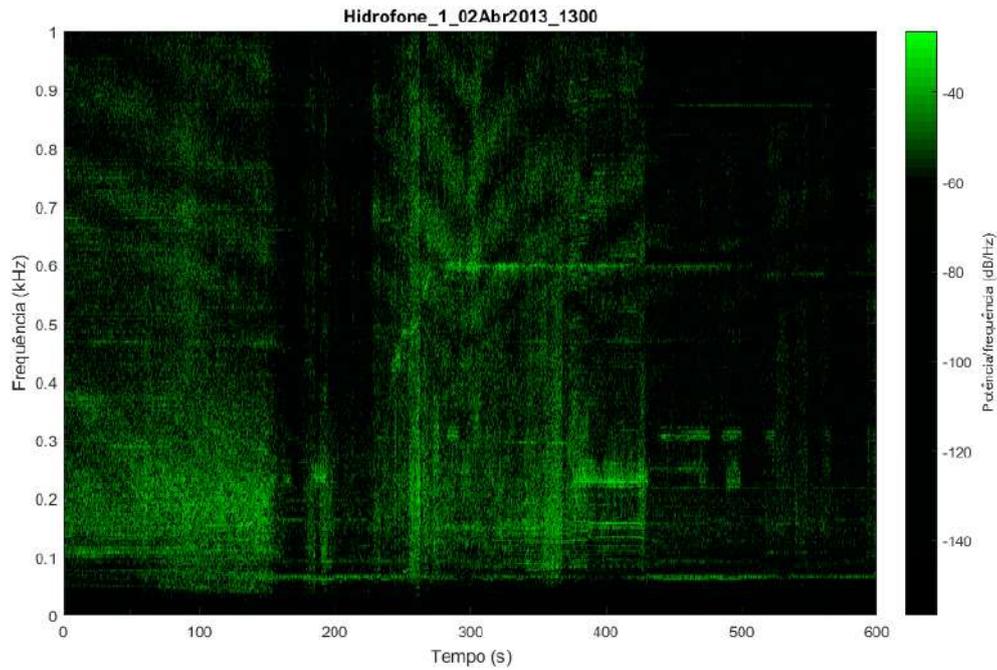


Figura 2.24: Espectrograma do Sinal 2 para frequências menores que 1 kHz.

Da mesma forma que o Sinal 1, o Sinal 2 também é composto por baixas frequências (menores que 1 kHz, nesse caso) e apresenta as mesmas características: variação de amplitude indicando aproximação e afastamento da embarcação em relação ao elemento sensor, espectros em baixas frequências, com harmônicos e espectrograma com a presença das “franjas” resultantes dos ecos refletidos que atingem o sensor e da cavitação [12].

2.4.4 Sinal 3: Golfinho na Raia Acústica de Arraial do Cabo

O terceiro conjunto de dados, também fornecido pelo IEAPM, apresenta sons de animais marinhos medidos na raia acústica de Arraial do Cabo. Esse sinal produzido pelo assobio de um golfinho é composto por frequências variantes no tempo e mais altas que os sinais 1 e 2.

2.4.4.1 Análise Preliminar

Diferente dos sinais anteriores, nos quais ouvem-se sons provenientes da rotação dos hélices de motores de embarcações, o assobio do golfinho é característico. São percebidos dois sons diferentes, um com início mais agudo e que se torna mais grave e, em seguida, o outro, que ocorre de maneira inversa. Essas variações são chamadas *downsweep* e *upsweep*, respectivamente.

Nota-se também que esse sinal é mais curto (apenas 20 segundos de duração) e mais degradado que os anteriores, podendo ter sido excessivamente alterado com o objetivo de apresentar somente os *sweeps*. A figura 2.25 mostra que o sinal no tempo possui uma amplitude quase constante fora dos instantes dos assobios e que o espectrograma quase não possui energia nas frequências diferentes das dos assobios. O sinal foi amostrado a 44,1 kHz, totalizando 882 mil amostras.

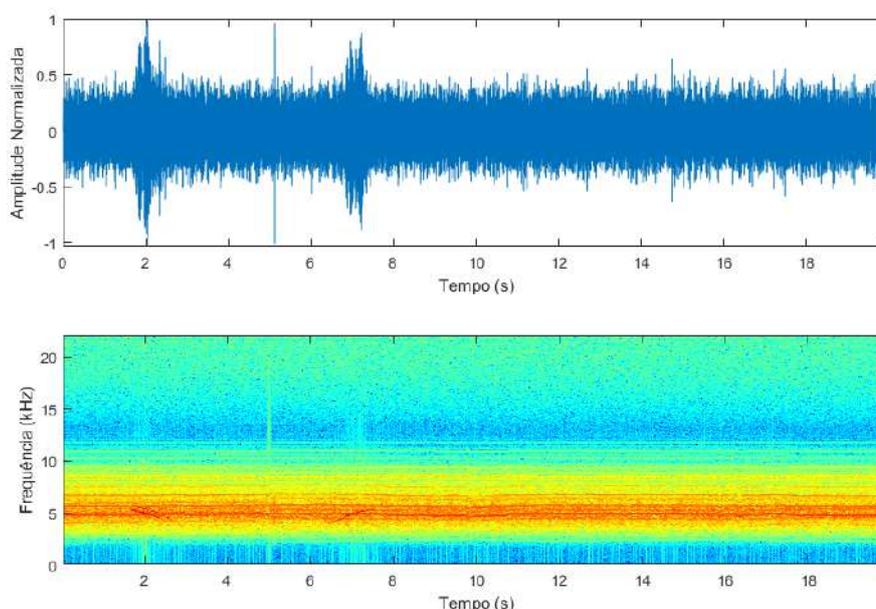


Figura 2.25: Sinal 3 com características de um sinal filtrado.

2.4.4.2 Análise no Tempo

A figura 2.26 apresenta o Sinal 3 ao longo do tempo. O sinal possui, ao todo, 20 segundos, sendo que os dois assobios duram menos de um segundo cada.

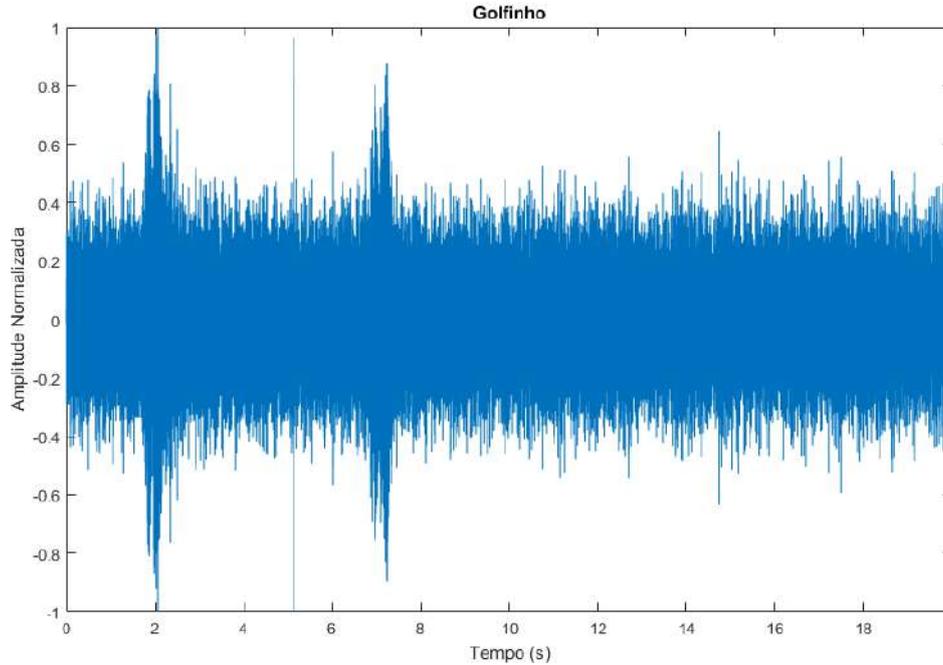


Figura 2.26: Sinal 3 no domínio do tempo.

O valor RMS do sinal é 0,1051. Para o primeiro assobio, o valor RMS é 0,2236 e, para o segundo, 0,2267.

Foi considerado como ruído o intervalo entre 15 e 20 segundos, com valor RMS de 0,0850.

A relação sinal-ruído do Sinal 3 e dos assobios é:

$$SNR_{Sinal3} = \left(\frac{0,1051}{0,0850} \right)^2 = 1,5289 = 1,8438 \text{ dB} \quad (2.24)$$

$$SNR_{Sinal3.1} = \left(\frac{0,2236}{0,0850} \right)^2 = 6,9200 = 8,4011 \text{ dB} \quad (2.25)$$

$$SNR_{Sinal3.2} = \left(\frac{0,2267}{0,0850} \right)^2 = 7,1132 = 8,5207 \text{ dB} \quad (2.26)$$

2.4.4.3 Análise na Frequência

A figura 2.27 mostra o espectro do Sinal 3. Ao observá-lo, nota-se que, para as frequências abaixo de 4000 Hz e acima de 6500 Hz, a amplitude é muito reduzida. Isso reforça a indicação de que o sinal fornecido foi filtrado, já que dificilmente essas condições são possíveis na medição direta de um sinal real.

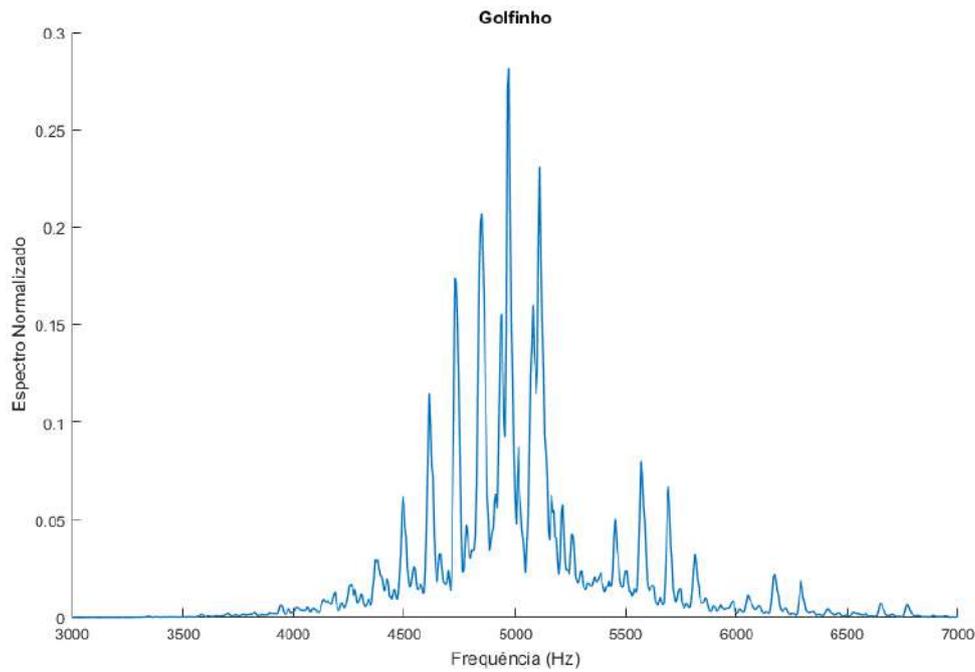


Figura 2.27: Sinal 3 no domínio da frequência.

As figuras 2.28 e 2.29 apresentam os espectros de cada assobio. O primeiro assobio possui as frequências 4935, 4968, 5075 e 5124 Hz como predominantes, enquanto o segundo destaca 4742, 4838 e 5113 Hz.

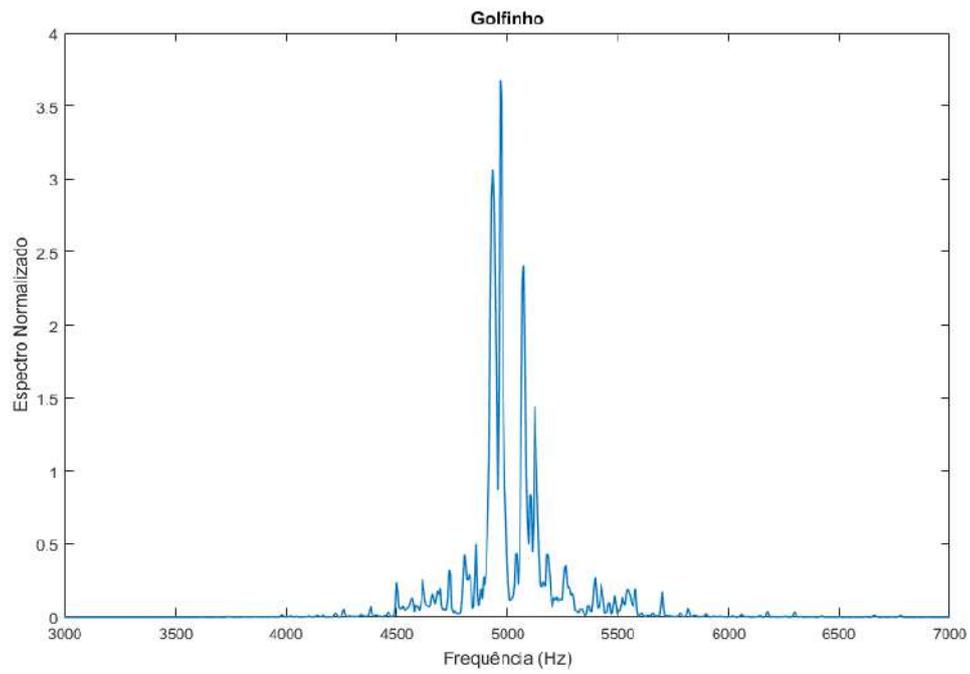


Figura 2.28: Sinal 3 no domínio da frequência para o primeiro assobio.

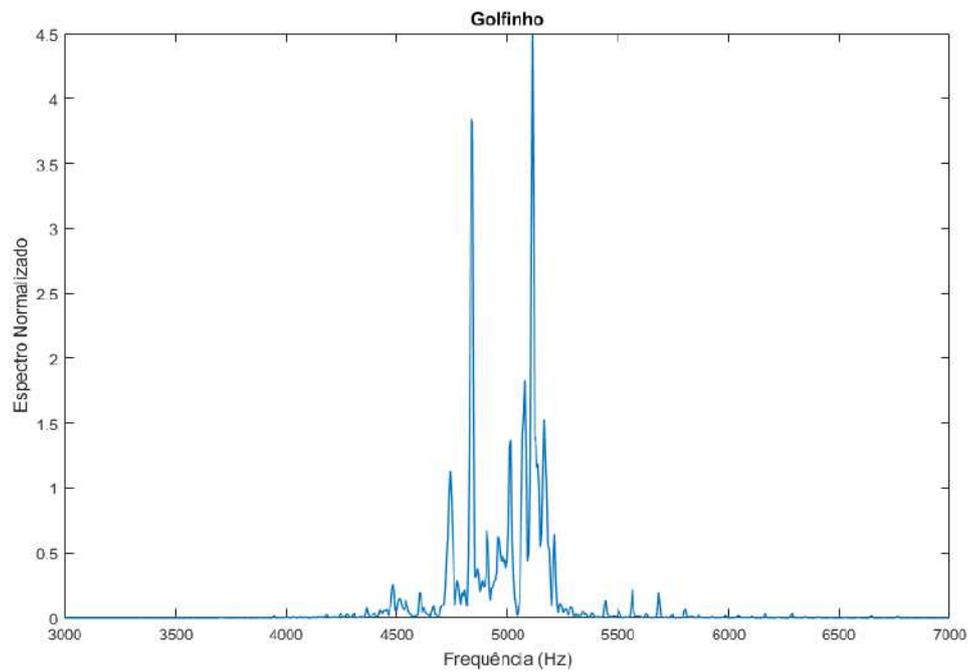


Figura 2.29: Sinal 3 no domínio da frequência para o segundo assobio.

2.4.4.4 Espectrograma

O espectrograma da figura 2.30 mostra ainda mais claramente a presença de um filtro no Sinal 3. Para esse tipo de sinal, o espectrograma é a análise mais indicada e consistente.

Na figura 2.31, podem-se observar melhor os dois momentos em que a frequência varia. Centrada em aproximadamente 5 kHz e variando entre 4,5 kHz e 6 kHz, é notado tanto o *downsweep* quanto o *upsweep*.

Nota-se que, como visto na seção 2.2, sinais de origem animal podem possuir componentes frequenciais em regiões não audíveis (abaixo de 20 Hz e/ou acima de 20 kHz). Os filtros inseridos nesse sinal e a frequência de amostragem baixa podem ter comprometido componentes de maior frequência.

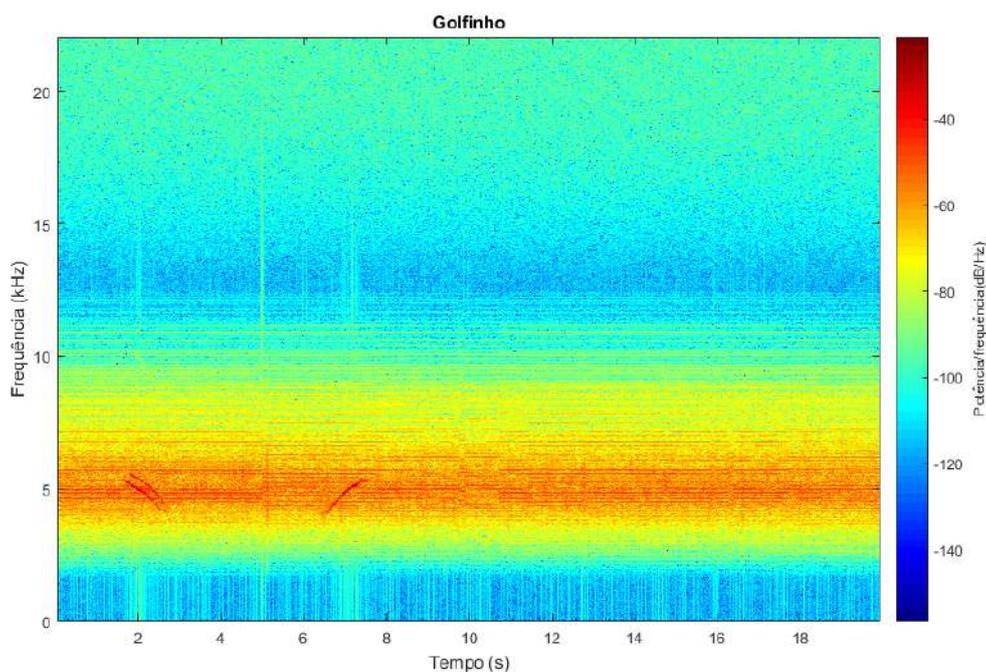


Figura 2.30: Espectrograma do Sinal 3.

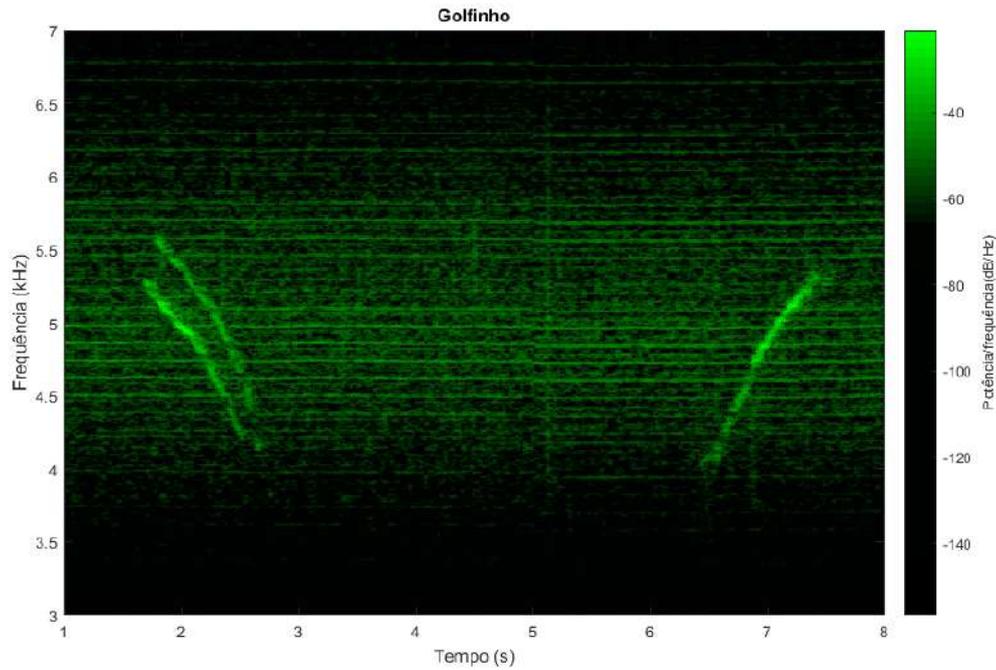


Figura 2.31: Espectrograma do Sinal 3 destacando a região de interesse.

2.4.5 Análise Final

Feita a análise individual dos três sinais, identificando suas particularidades e entendendo a complexidade de um sinal real, concluiu-se que catalogar com precisão cada sinal, especificando o tipo de embarcação ou animal encontrado somente por meio de sua assinatura acústica não é uma tarefa simples e vai além do escopo deste trabalho. Porém, nota-se também que, de posse das representações no tempo e frequência, podem-se obter diversas informações importantes dos sinais, como os valores médios de amplitudes, a relação sinal-ruído, as frequências específicas e a ocorrência de eventos ao longo do tempo. Isso sim atende às expectativas do trabalho: ser capaz de adquirir um sinal acústico com características passíveis de interpretações e maior entendimento do ambiente caracterizado.

Conclui-se, da análise comparativa dos três sinais, o seguinte:

- Obter um sinal com a amplitude mais próxima do fundo de escala do sistema é importante para a utilização adequada de toda a faixa dinâmica do conversor analógico-digital;

- Medir um sinal **sem saturação** é primordial, já que a mesma insere diversas componentes frequenciais de alta energia, prejudicando toda a análise do sinal obtido naquele intervalo de tempo;
- A alta taxa de amostragem auxilia na análise tanto para que sinais de alta frequência (geralmente de origem animal) possam ser percebidos quanto para distinguir de maneira satisfatória a variação dos sinais de baixa frequência (geralmente de embarcações) com amplo espectro;
- Informações adicionais ao sinal acústico, como informações visuais, instrumentos de medição auxiliares ou eventos programados são de grande ajuda na concretização e certificação dos dados obtidos.

De posse desse estudo em acústica submarina pode-se compreender quais conceitos são de maior importância para o projeto do sistema de aquisição de dados. Esse conteúdo será explorado e referenciado no próximo capítulo para embasar a estrutura teórica do sistema e, em seguida, a aplicação prática na forma de um protótipo.

Capítulo 3

Projeto do Sistema Autônomo de Condicionamento e Aquisição de Dados

No projeto de graduação do autor [1] e no capítulo 2 deste trabalho, foram efetuados estudos que possibilitaram a definição de alguns fundamentos necessários para a confecção do sistema:

- Escolha da unidade principal, o MSP430, microcontrolador de ultra-baixo consumo da Texas Instruments [1];
- Topologias de amplificadores [1];
- Cuidados básicos com as fontes de alimentação, ruído próprio e proteção mecânica de circuitos eletrônicos embarcados [1];
- Estudo da acústica submarina (capítulo 2);
- Estado da arte em *data loggers* para acústica submarina (capítulo 2).

Este capítulo apresenta o projeto completo da cadeia de medição, com a definição dos componentes eletrônicos do sistema e, posteriormente, a elaboração e confecção de um protótipo.

3.1 Requisitos do Projeto

A partir dos tópicos estudados, foram definidos os seguintes requisitos para o sistema, norteando o projeto:

- **Autonomia e baixo consumo:** O sistema deve funcionar por baterias, visando períodos de operação com duração maior que dois meses;
- **Modularidade:** Cada parte do sistema deve poder ser substituída sem grande impacto para o funcionamento completo (a troca do sensor ou do controlador utilizado, por exemplo, não deve requerer a troca de outros componentes da unidade);
- **Versatilidade:** O sistema deve ser capaz de utilizar mais de um tipo de sensor, possibilitar diferentes ganhos e filtros ao sinal de entrada, e diferentes formas de armazenamento dos dados;
- **Capacidade de processamento:** Deve ser suficiente para medir e armazenar adequadamente um sinal acústico com componentes frequenciais de até 100 kHz, compreendendo boa parte das curvas de Wenz [13];
- **Memória:** Suficiente para programação do módulo e armazenamento de dados;
- **Relógio interno:** Exatidão nas amostragens e armazenamento de data e hora das medições;
- **Sinal de entrada:** Capacidade de leitura de sinal analógico ou digital;
- **Conversor Analógico/Digital:** Resolução de 12 bits ou mais, podendo ser necessária a inclusão de componente externo ao módulo principal;
- **Rede:** Possibilidade de comunicação com um sistema central via protocolos específicos, como por exemplo, Ethernet;
- **Proteção:** Adequada ao ambiente marinho, em profundidade de, pelo menos, 50 metros.

3.2 Cadeia de Medição

O sistema de aquisição de dados desenvolvido é uma cadeia de medição acústica passiva, ou seja, apenas recebe os sons emitidos por outras fontes.

De acordo com o VIM (Vocabulário Internacional de Metrologia) [22], uma cadeia de medição é definida como “série de elementos de um sistema de medição que constitui um único caminho para o sinal, do sensor até o elemento de saída”. A figura 3.1 apresenta uma cadeia de medição semelhante à desejada neste projeto [23].

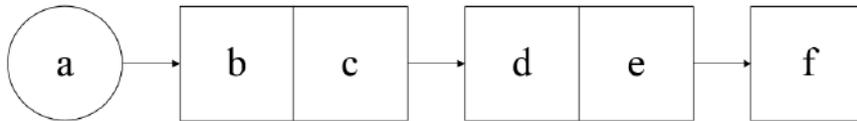


Figura 3.1: Cadeia de medição.

Onde:

- a. Mensurando;
- b. Sensor primário;
- c. Conversor de variável;
- d. Manipulação de variável;
- e. Transmissão de dados;
- f. Armazenamento e/ou exibição.

Aplicando esse conceito a um sistema eletrônico de medição acústica submarina [3], o sistema básico pode então ser representado como o da figura 3.2.

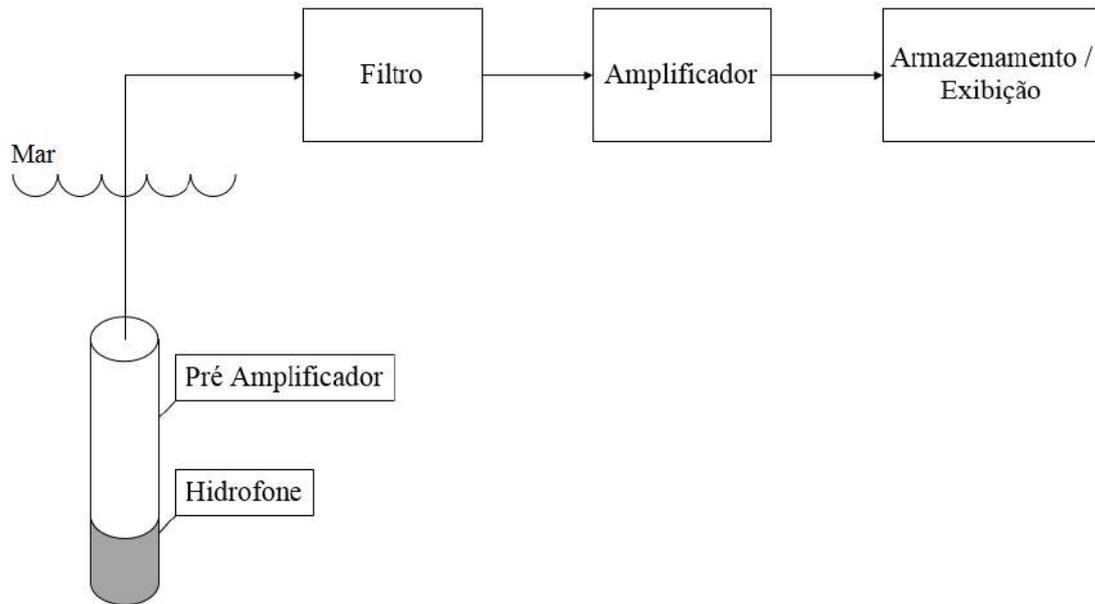


Figura 3.2: Sistema básico de medição acústica submarina [3].

Considerando as seguintes correlações:

- a. Mensurando: Sinal acústico;
- b. Sensor primário: Hidrofone;
- c. Conversor de variável: Hidrofone;
- d. Manipulação de variável: Amplificadores e filtros;
- e. Transmissão de dados: Controlador ou processador responsável pelo armazenamento;
- f. Armazenamento ou exibição: Memória do dispositivo de armazenamento (e.g. cartão de memória, disco rígido) ou monitor.

A partir do estudo prévio, dos requisitos definidos e do sistema básico, pôde-se elaborar o diagrama de blocos do sistema proposto completo¹, apresentado na figura 3.3 e descrito em seguida.

¹Em função do tempo finito para a realização do presente trabalho, alguns itens não foram plenamente implementados no protótipo.

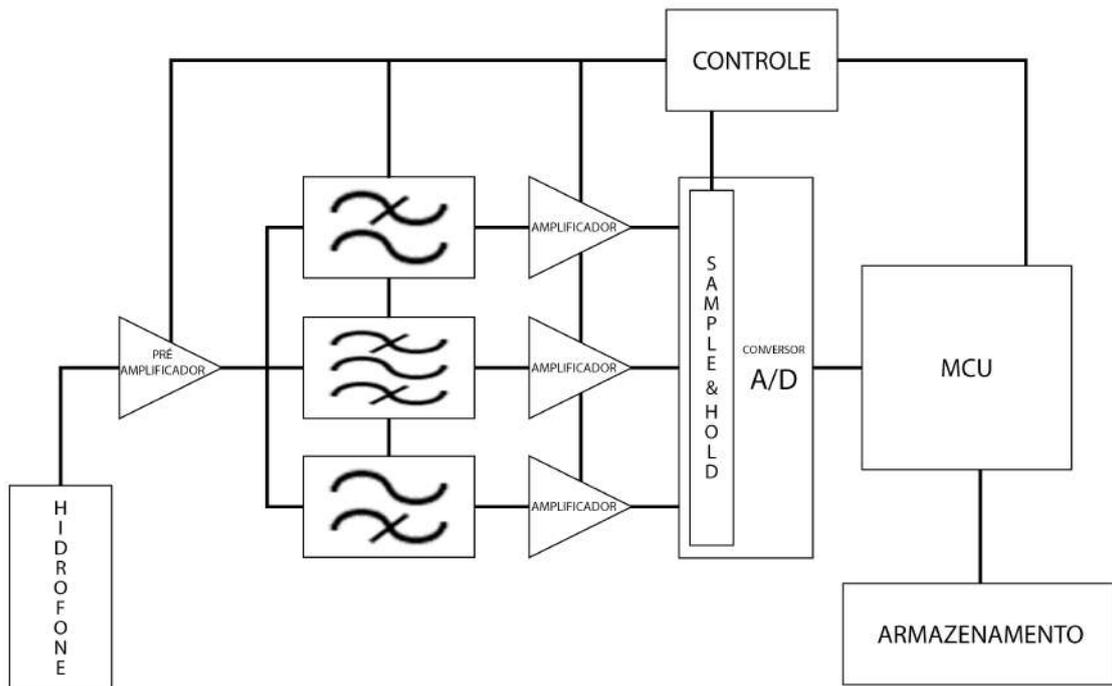


Figura 3.3: Diagrama de blocos do sistema proposto completo.

O sinal acústico é captado pelo **hidrofone** e convertido em energia elétrica, passa pelo primeiro estágio de amplificação (também chamado de **pré-amplificador**) e é **filtrado** em três diferentes bandas de frequência. O sinal resultante é novamente **amplificado**, de maneira que sua digitalização pelo **conversor analógico-digital** seja ótima, e então **armazenado** em memória não volátil.

A obtenção dos dados digitalizados, assim como o gerenciamento da memória e os **controles** de taxa de amostragem, ganhos dos amplificadores e frequências de corte dos filtros são responsabilidades de um microcontrolador (**MCU - Microcontroller Unit**), que executa a rotina de aquisição.

Nessa configuração, todos os elementos estão situados embaixo d'água, próximo ao hidrofone.

Detalhando cada componente a seguir, as escolhas podem ser devidamente justificadas e o sistema pode ser visualizado de forma modular.

- **Todos os Componentes:** Devem possuir resposta em frequência conhecida (preferencialmente plana) na banda de operação até, pelo menos, 100 kHz;
- **Sensor:** Hidrofone com maior sensibilidade possível ou outro sensor analógico trabalhando como fonte de tensão;
- **Pré-amplificador:** Amplificador de instrumentação o mais próximo possível do hidrofone, de baixo ruído, baixo consumo, alta impedância de entrada e ganho configurável pelo microcontrolador;
- **Filtros:** Filtro variável de estado, que dividirá o sinal em três partes (PB, PF e PA), com ganho, fator de qualidade e frequência de corte configuráveis pelo microcontrolador;
- **Segundo estágio de amplificação:** Três amplificadores em configuração não-inversora, para adequar a amplitude do sinal e otimizar sua digitalização, com amplificadores operacionais de baixo ruído, baixo consumo e ganho configurável pelo microcontrolador;
- **Digitalização:** 3 conversores A/D, cada um com, pelo menos, 200 kSPS de taxa de amostragem, resolução de 16 bits (24 bits desejável) e tensão de referência adequada ao sinal de entrada;
- **Armazenamento:** Cartão de memória flash microSDHC, de alto desempenho e com maior capacidade de armazenamento possível (maior que 64 GB);
- **Microcontrolador:** MSP430 modelo F5529 [24] ou mais recente, desde que possibilite controle automático dos ganhos, frequências de corte do filtro, armazenamento sem perda de dados e, futuramente, operações inteligentes.

3.2.1 Sensor - Hidrofone

A grande área de interesse deste trabalho é a acústica submarina, na qual o principal elemento sensor é o hidrofone, um transdutor piezoelétrico predominantemente capacitivo, já descrito no item 2.1.1.

A figura 3.4 apresenta um exemplo de um sinal acústico sendo convertido em sinal elétrico pelo hidrofone, preservando as características do sinal. No entanto, mesmo um sinal de alta pressão acústica pode ocasionar um sinal elétrico de baixa amplitude, dependendo da sensibilidade do sensor.

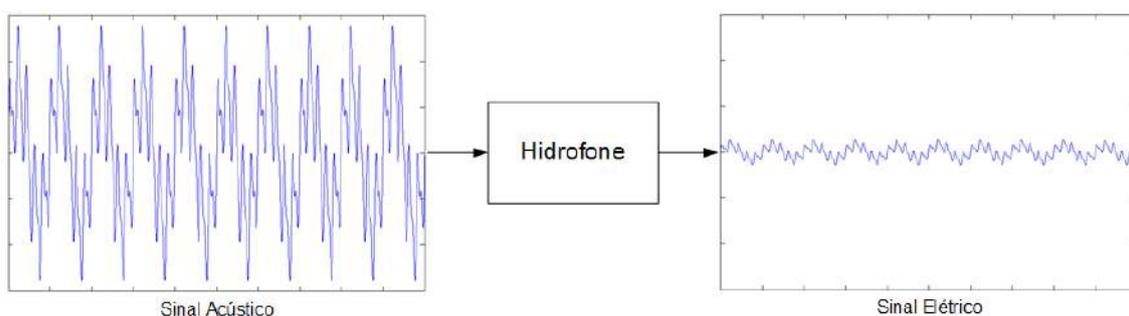


Figura 3.4: Exemplo da transdução do sinal do hidrofone.

Para que o sistema possa medir satisfatoriamente utilizando um hidrofone (ou outro elemento), considera-se o sensor como uma fonte de tensão de baixa amplitude (da ordem de μV) e com resposta em frequência plana na faixa de interesse.

Como características particulares do hidrofone para este projeto, deseja-se que sua sensibilidade de recepção seja a maior possível (maior que, pelo menos, -200 dB re $1 V/\mu Pa$), com resposta em frequência plana (região utilizável) até 100 kHz, tendo como objetivo abranger a maior parte dos sinais presentes nas curvas de Wenz [13].

3.2.2 Primeiro Estágio de Amplificação (Pré-Amplificador)

O sinal de tensão obtido pelo hidrofone tende a possuir amplitude muito baixa, sendo difícil de ser digitalizado adequadamente. Portanto, a primeira etapa de tratamento do sinal é sua amplificação, o aumento de sua amplitude sem alteração de outras características do sinal, como exemplificado na figura 3.5.

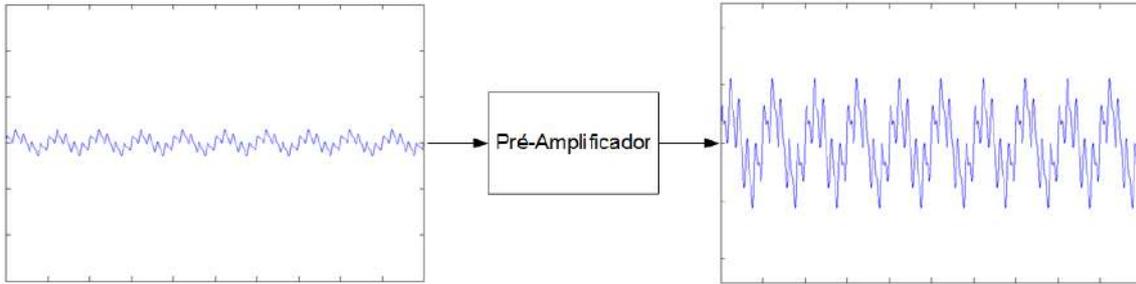


Figura 3.5: Exemplo da amplificação do sinal elétrico do hidrofone.

É ideal que esse componente esteja fisicamente disposto o mais próximo possível do sensor, evitando ruídos e perdas pela transmissão do sinal elétrico do sensor até a entrada do amplificador, em função da impedância do cabo transmissor.

O pré-amplificador deve possuir o mínimo de ruído próprio possível, já que qualquer valor significativo pode afetar demasiadamente o sinal de entrada. É fundamental também alta impedância de entrada e que sua resposta em frequência seja o mais plana possível dentro da região de interesse (até 100 kHz).

Uma boa topologia de amplificador de baixo ruído para um sinal diferencial de baixa amplitude é o amplificador de instrumentação (*InAmp - Instrumentation Amplifier*) [1], visto na figura 3.6.

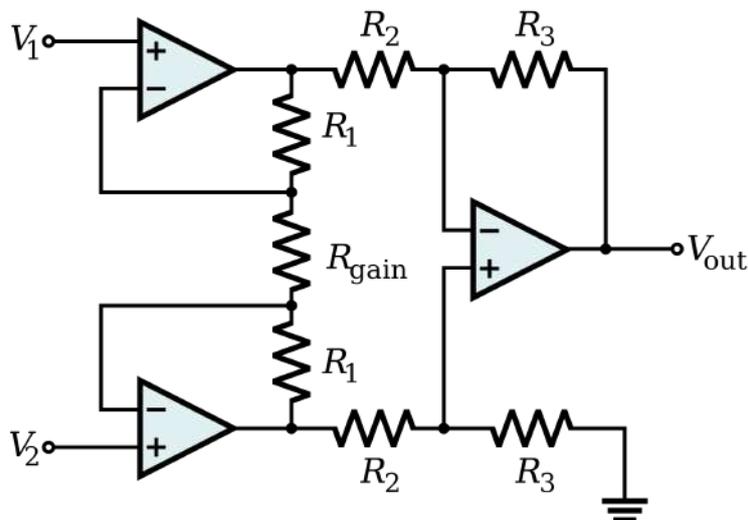


Figura 3.6: Projeto básico de um Amplificador de Instrumentação [25].

Como nem todo sensor é diferencial, se a entrada do amplificador de instrumentação já for na forma *single-ended*, basta que a mesma seja conectada ao terra do circuito para que o circuito funcione da mesma forma.

A tensão de saída do InAmp é dada por:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \left(1 + \frac{2R_1}{R_{gain}} \right) \frac{R_3}{R_2} \quad (3.1)$$

Essa configuração é encontrada facilmente já implementada em um único circuito integrado (CI), com R_1 , R_2 e R_3 fixos e $R_2 = R_3$. Assim, a partir da equação 3.1, o ganho de tensão do InAmp fica:

$$A_V = \frac{V_{out}}{(V_2 - V_1)} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_{gain}} \right) \quad (3.2)$$

e seu controle é feito apenas pela variação do resistor (R_{gain}), externo ao integrado.

O amplificador de instrumentação possui grande rejeição a tensões de modo comum (CMRR - *Common mode rejection ratio*), baixo ruído próprio, baixa variação com a temperatura e impedância de entrada elevada, todos os fatores desejáveis nesse estágio inicial de amplificação.

Um componente que atende às expectativas do projeto é o **INA163** [26], da Texas Instruments, que possui as seguintes características:

- Baixo ruído: $1 \eta V / \sqrt{Hz}$;
- Baixa THD+N (*total harmonic distortion plus noise*): 0,002 % a 1 kHz, G=100;
- Largura de banda: 800 kHz, G=100;
- Extensão de alimentação: $\pm 4,5$ V a $\pm 18,0$ V;
- Alta CMR (*common mode range*): >100 dB;
- Ganho configurado por resistor externo;
- Encapsulamento SMD SO-14.

O ganho desse amplificador deve ser configurado de acordo com a excursão de sinal do hidrofone e a expectativa do que será encontrado na área medida. Um ganho mal configurado pode acarretar em um sinal com amplitude ainda baixa demais para ser filtrado e digitalizado, ou alta a ponto de saturar os limites do circuito, invalidando completamente qualquer medição.

Para melhor controle do ganho, define-se R_{gain} como um potenciômetro, um resistor variável controlado manualmente ou por um sinal digital. Nesse segundo caso, o controle de ganho pode ser feito diretamente pela rotina que irá programar o microcontrolador, inclusive em tempo real.

O sinal de saída agora não é mais diferencial e de baixa amplitude, mas na forma *single-ended*, ou seja, uma saída em referência ao terra e com amplitude suficiente para ser transportado em maiores distâncias (se necessário) e filtrado.

3.2.3 Filtros

As curvas de Wenz [13] apresentadas na figura 2.7 mostram que a intensidade do sinal sonoro propagado nos oceanos tende a ser inversamente proporcional à sua frequência. Para preservar tanto as altas quanto as baixas frequências e adequar o sinal a uma melhor digitalização, optou-se por inserir filtros que irão separar o sinal, já pré-amplificado, de acordo com as faixas de frequências desejadas.

Essa etapa de filtragem possibilita também a eliminação de imperfeições presentes na medição, como um ruído externo indesejado ou a detecção errada de uma frequência superior à máxima que o módulo pode aferir (o fenômeno de *aliasing*) no processo de digitalização [27].

Optou-se por possibilitar ao usuário do sistema a filtragem em três faixas de frequência, chamadas objetivamente de baixas, médias e altas frequências, com seus respectivos filtros passa-baixas (*low-pass*), passa-faixa (*band-pass*) e passa-altas (*high-pass*), exemplificadas na figura 3.7.

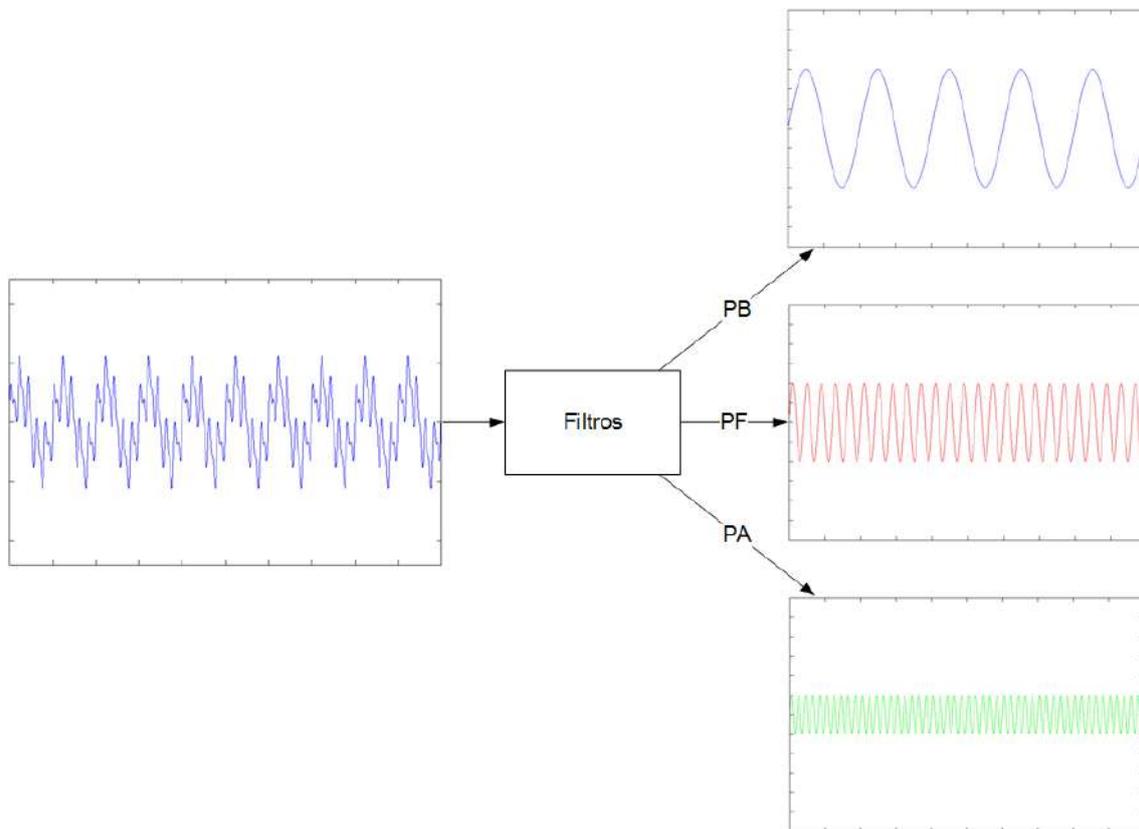


Figura 3.7: Exemplo da filtragem do sinal pré-amplificado em três diferentes bandas.

Os limites das faixas (as chamadas frequências de corte) poderão ser escolhidos pelo usuário, para que cada faixa abrigue informações relevantes e completas sobre uma determinada origem.

Por exemplo, **supondo filtros ideais**, um usuário busca captar sinais de uma determinada espécie de mamíferos marinhos, que produzem assobios em torno de 5 kHz e cliques entre 10 kHz e 100 kHz. Ao definir as frequências de corte de 800 Hz e 8 kHz, tem-se o filtro passa-baixas até 800 Hz, que irá conter as informações de ruído ambiente, o passa-faixa, de 800 Hz a 8 kHz, que apresentará os assobios, e o passa-altas, de 8 kHz a 100 kHz, com os cliques. Dessa forma, a informação estará bem dividida e cada canal apresentará claramente os diferentes sinais captados. Por outro lado, alterando as frequências de corte para 1 kHz e 10 kHz, o passa-faixa irá conter informações dos assobios e dos cliques misturados, enquanto o passa-altas abrigará somente parte das componentes frequenciais dos cliques. **Embora,**

idealmente, o sinal possa ser reconstruído e analisado em ambos os casos, a primeira escolha é mais adequada.

Observação: O filtro passa-faixa também é chamado de passa-banda. Deve-se ter cuidado na interpretação das siglas para que “passa-banda” não seja confundido com “passa-baixas”, ambos abreviados em PB. Além disso, é comum também se usar os nomes e suas siglas em inglês. Neste trabalho é utilizada apenas a seguinte nomenclatura:

Tabela 3.1: Nomenclatura dos filtros.

Nome em Português	Sigla	Nome em Inglês	Sigla
Passa-baixas	PB	<i>Low-pass</i>	LP
Passa-faixa	PF	<i>Band-pass</i>	BP
Passa-altas	PA	<i>High-pass</i>	HP

Observação: Vale ressaltar ainda que, voltando ao gráfico da resposta de um hidrofone (figura 2.5), nota-se, após o pico ressonante, considerável queda no espectro, fazendo com que o sensor naturalmente rejeite frequências maiores, reduzindo a possibilidade de *aliasing*.

3.2.3.1 Design dos Filtros

Segundo SEDRA e SMITH [28], “O projeto de filtros é uma das poucas áreas da engenharia que possui uma teoria completa para seu desenvolvimento, começando com a especificação e terminando com a execução do circuito”. Por esse motivo, literaturas como LANCASTER [29] e OPPENHEIM *et al.* [30], datadas de 1980 e 1996, respectivamente, são ainda consideradas referências atuais para o estudo e construção de filtros.

Com o surgimento e progresso do processamento digital de sinais, muitos dos avanços nos estudos de filtros consistiram na adaptação das teorias antes desenvolvidas para sinais analógicos aos sistemas digitais.

A seguir são apresentados objetivamente os pontos de decisão para o projeto dos filtros.

Analógico ou Digital

O processo de filtragem digital ocorre quando o sinal já foi digitalizado pelo conversor A/D. Como as altas frequências tendem a ter menor amplitude [13], a filtragem anterior à digitalização (ou seja, analógica) é necessária para que essas informações em alta frequência não se percam no processo de discretização do sinal, ao serem consideradas como ruído, pela baixa amplitude. Além disso, considerou-se que o processamento necessário para a utilização de um filtro digital não atenderia aos requisitos de autonomia do sistema. Considerando o maior consumo de energia e capacidade de processamento, a quantidade de dados adquiridos também seria muito grande, aumentando a demanda de armazenamento e, conseqüentemente, o custo total do módulo.

Foi definido então que o processo de filtragem deve ser analógico.

Ativo ou Passivo

Os filtros analógicos podem ser compostos somente por componentes passivos ou possuir componentes ativos, como amplificadores operacionais, em sua confecção.

As principais vantagens e desvantagens dos filtros passivos e ativos estão resumidas nas tabelas 3.2 e 3.3.

Tabela 3.2: Vantagens e desvantagens dos filtros passivos.

Filtros Passivos	
Vantagens	Desvantagens
Não requerem alimentação.	Podem necessitar de indutores grandes.
Suportam altas tensões e correntes.	Indutores podem precisar de isolamento.
Muito confiáveis.	Impedâncias de entrada e saída podem influenciar em estágios posteriores.
Menor número de componentes.	Não podem dar ganho de potência e nem tensão.
Ruído decorrente somente das resistências.	Indutores podem ser de alto custo.
Sem limitação de banda.	Maior tamanho.

Tabela 3.3: Vantagens e desvantagens de filtros ativos.

Filtros Ativos	
Vantagens	Desvantagens
Não necessitam de indutores.	Requerem alimentação.
Design mais simples.	Suscetíveis a oscilação.
Alta impedância de entrada e baixa impedância de saída.	Suscetíveis a efeitos parasitas.
Alto ganho.	Maior número de componentes.
Ajuste mais fácil.	Limitado pelo ganho dos Amp. Ops.
Menor tamanho.	Limitado pela banda dos Amp. Ops.

Para ambos os tipos, as frequências de corte dos filtros são determinadas pelos valores de seus componentes passivos (resistores, capacitores e, no caso de filtros passivos, indutores). Assim, para que as frequências sejam selecionáveis (requisito do projeto), esses componentes devem ser variáveis. Nos filtros passivos, porém, essa variação acarreta possível descasamento das impedâncias de entrada e saída de um ou mais estágios do filtro e, por consequência, seu funcionamento inadequado, enquanto que nos ativos isso não ocorre, já que as impedâncias de entrada e saída do circuito estão vinculadas ao amplificador operacional, que não é modificado.

Considerando ainda a não necessidade de altas tensões e correntes e a dificuldade na montagem de indutores precisos e variáveis para filtros passivos, a maior praticidade e simplicidade do design e o ajuste mais simples das características dos filtros ativos os tornam melhor escolha para este projeto. **Então, a escolha pelo filtro ativo foi feita.**

Filtro Variável de Estado (SVF – *State-Variable Filter*)

Após pesquisa pelas diversas topologias, podendo a maioria delas ser encontrada em LANCASTER [29], a que mais satisfaz os requisitos do projeto foi a do filtro variável de estado, cujo diagrama de blocos e o circuito básico não-inversor são apresentados nas figuras 3.8 e 3.9, respectivamente.

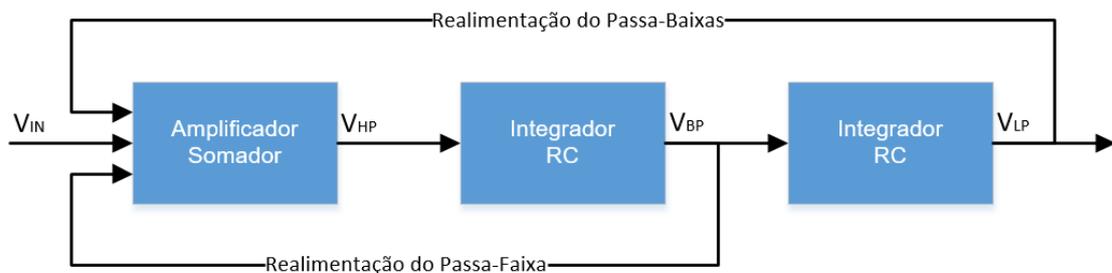


Figura 3.8: Diagrama de blocos do filtro variável de estado [31].

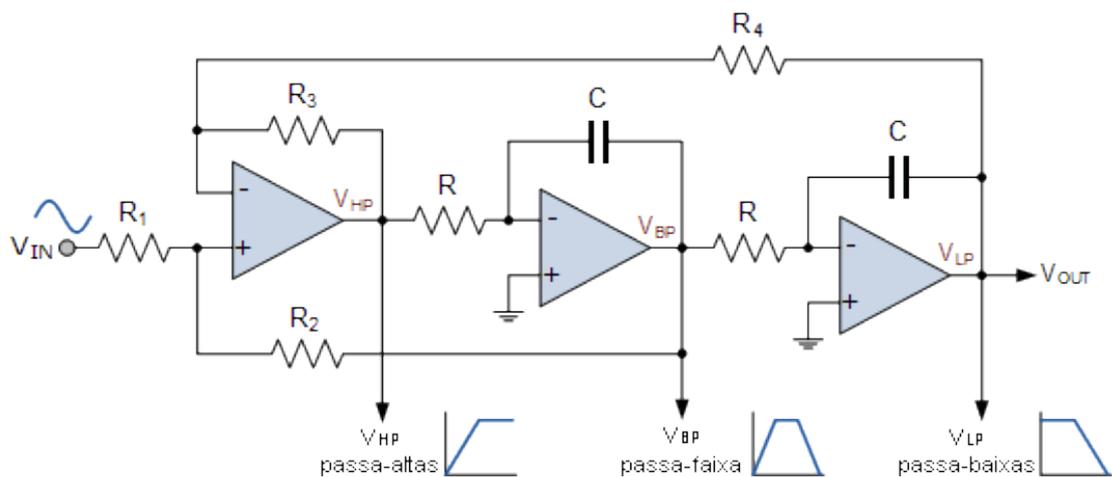


Figura 3.9: Circuito básico não-inversor para o filtro variável de estado [31].

O filtro variável de estado é um filtro RC ativo de segunda ordem que utiliza múltipla realimentação (*multiple feedback*) e possui como principal característica a presença das três saídas complementares em frequência (passa-baixas, passa-faixa e passa-altas), como visto na figura 3.10. Outra grande vantagem dessa topologia é a possibilidade de ajuste de ganho, fator de qualidade (Q) e frequências de corte de maneira independente.

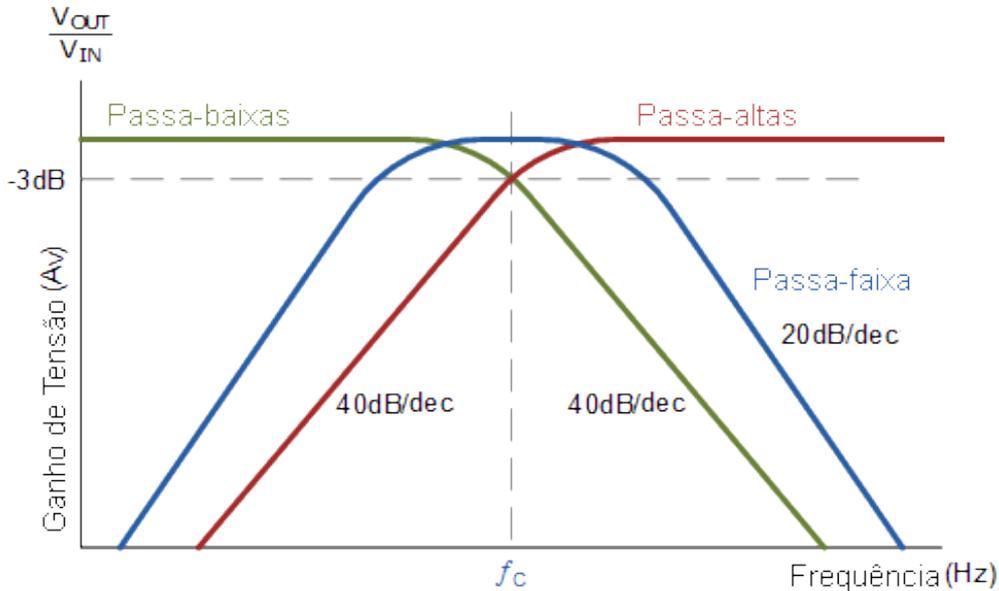
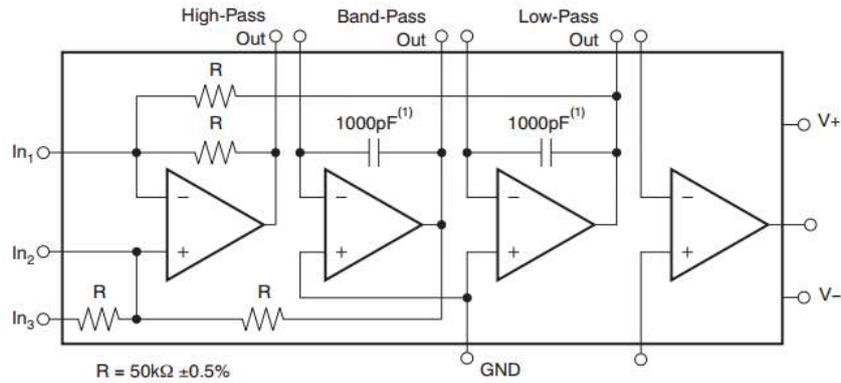


Figura 3.10: Espectro normalizado do filtro variável de estado [31].

Escolhe-se para o projeto o circuito integrado UAF42 (figura 3.11), da Texas Instruments [32], que apresenta um SVF com alguns dos resistores e capacitores já definidos, deixando ao usuário apenas os resistores de ajuste para serem adicionados externamente. O CI possui ainda um Amp. Op. adicional e independente.



NOTE: (1) $\pm 0.5\%$.

Figura 3.11: Circuito Integrado UAF42 [32].

A figura 3.12 apresenta a configuração não-inversora para o UAF42. Nota-se que, com apenas um circuito integrado e quatro resistores (R_G, R_Q, R_{F1} e R_{F2}), obtêm-se os três filtros de segunda ordem complementares, com ajuste de ganho e fator de qualidade.

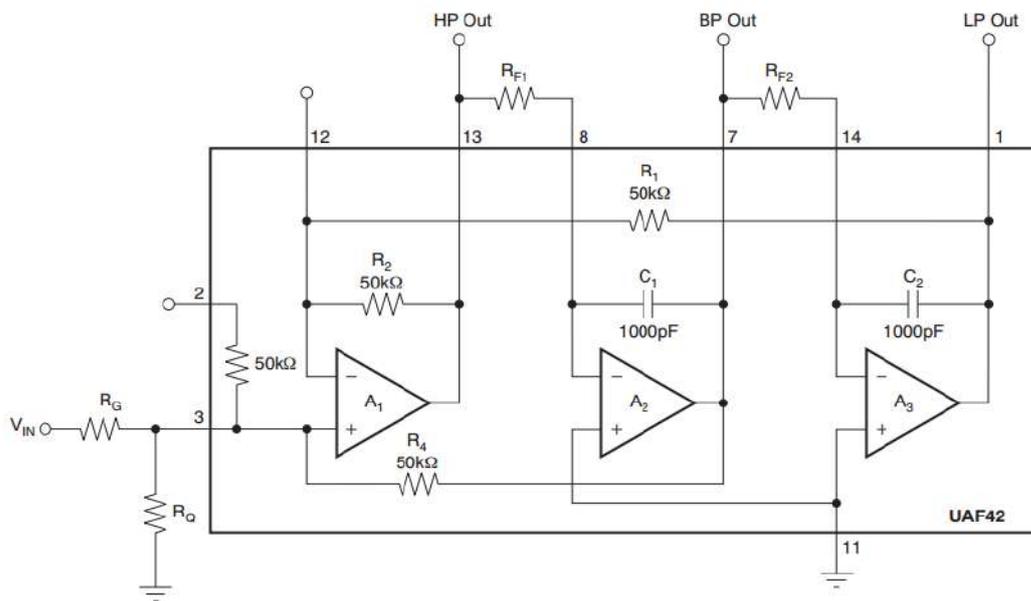


Figura 3.12: UAF42 na configuração não-inversora [32].

As equações a seguir regem o comportamento do UAF42 nessa configuração [32]. Também são apresentadas as equações já com os valores fixos substituídos, considerando $R_1 = R_2 = R_4 = R = 50 \text{ k}\Omega$ e $C_1 = C_2 = C = 1000 \text{ pF}$.

Frequência central do filtro ($f_{central}$):

$$\omega_{central} = 2\pi f_{central} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1 R_{F1} R_{F2} C_1 C_2}} \quad (3.3)$$

$$f_{central} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_2}{R_1 R_{F1} R_{F2} C_1 C_2}} \quad (3.4)$$

$$f_{central} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R}{R R_{F1} R_{F2} C^2}}$$

$$f_{central} = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_{F1} R_{F2}}} \quad (3.5)$$

Fator de Qualidade (Q):

$$Q = \frac{1 + \frac{R_4(R_G + R_Q)}{R_G R_Q}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \sqrt{\frac{R_2 R_{F1} C_1}{R_1 R_{F2} C_2}} \quad (3.6)$$

$$Q = \frac{1 + \frac{R(R_G + R_Q)}{R_G R_Q}}{1 + \frac{R}{R}} \sqrt{\frac{R R_{F1} C}{R R_{F2} C}}$$

$$Q = \frac{1 + \frac{R(R_G + R_Q)}{R_G R_Q}}{2} \sqrt{\frac{R_{F1}}{R_{F2}}}$$

$$Q = \frac{1}{2} + \frac{R(R_G + R_Q)}{2 R_G R_Q} \sqrt{\frac{R_{F1}}{R_{F2}}} \quad (3.7)$$

Ganho do Filtro Passa-Baixas (A_{LP}):

$$A_{LP} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{R_G \left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_Q} + \frac{1}{R_4} \right)} \quad (3.8)$$

$$A_{LP} = \frac{1 + \frac{R}{R}}{R_G \left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_Q} + \frac{1}{R} \right)}$$

$$A_{LP} = \frac{2}{R_G \left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_Q} + \frac{1}{R} \right)} \quad (3.9)$$

Ganho do Filtro Passa-Altas (A_{HP}):

$$A_{HP} = \frac{R_2}{R_1} A_{LP} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{R_G \left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_Q} + \frac{1}{R_4} \right)} \quad (3.10)$$

$$A_{HP} = \frac{R}{R} A_{LP} = A_{LP} = \frac{2}{R_G \left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_Q} + \frac{1}{R} \right)} \quad (3.11)$$

Ganho do Filtro Passa-Faixa (A_{BP}):

$$A_{BP} = \frac{R_4}{R_G} = \frac{R}{R_G} \quad (3.12)$$

Outras Topologias Interessantes

O SVF é uma solução bastante prática para a etapa de filtragem. Porém, o usuário pode buscar um filtro mais seletivo, de maior ordem ou com outras características específicas para sua aplicação. Considerando isso, outras topologias podem ser cogitadas.

Além da literatura convencional, as grandes empresas de componentes eletrônicos, como a Analog Devices e a Texas Instruments, oferecem em seus *sites* diversos artigos, livros e até *softwares* que auxiliam muito na construção de filtros.

A Analog Devices possui em seu *site* oficial a “Analog Filter Wizard” [33], uma ferramenta *online* de grande auxílio para a construção de filtros analógicos ativos. A partir do tipo (PB, PF ou PA), da banda passante e da resposta em frequência escolhidos, os estágios e circuitos completos são propostos, com estimativas de desempenho e até sugestão de componentes para a montagem.

De maneira geral, os filtros sugeridos são combinações das formas básicas de primeira ordem e das topologias Sallen-Key e Múltipla Realimentação (*Multiple Feedback*), ambas de segunda ordem [29]. A partir da montagem em cascata desses estágios de primeira e segunda ordem, podem-se então obter filtros de ordem superior. Da mesma forma, também é possível associar essas topologias ao filtro variável de estado.

Comparativamente, o mesmo processo de filtragem feito com o SVF demandaria três filtros separados, sendo que o estágio passa-faixa seria formado pela associação em cascata de um passa-baixas e um passa-altas. Assim, enquanto o SVF utiliza de 3 amplificadores operacionais, 6 resistores e 2 capacitores, seu equivalente Sallen-key necessitaria de 4 amplificadores operacionais, 8 resistores e 8 capacitores. **Essa solução de compromisso deve ser levada em consideração para futuras reformulações do processo de filtragem.**

3.2.4 Segundo Estágio de Amplificação

O sinal foi então dividido em três partes, cada uma com uma faixa de frequência diferente.

Para a digitalização adequada, é ideal que o sinal na entrada do conversor analógico-digital possua amplitude máxima o mais próximo possível da alimentação do circuito, utilizando toda sua capacidade de resolução. Sabendo que a perda de energia do sinal sonoro tende a ser proporcional à sua frequência [3], cada faixa filtrada irá conter uma amplitude máxima particular. Sendo assim, o ganho desse segundo estágio de amplificação deve ser tal que a amplitude do sinal filtrado chegue próxima à tensão de alimentação, sem ultrapassá-la, para que haja o mínimo de perda de resolução na amostragem. A figura 3.13 exemplifica a amplificação no segundo estágio.

Esse estágio não demanda tantos cuidados especiais em sua confecção. A tensão já amplificada e filtrada anteriormente não é mais de baixíssima amplitude e o ruído já foi retirado o quanto possível. O ganho adequado, porém, depende do meio em que o sensor se encontra.

O amplificador não-inversor (figura 3.14) é uma das configurações básicas de amplificadores que atende à essa etapa.

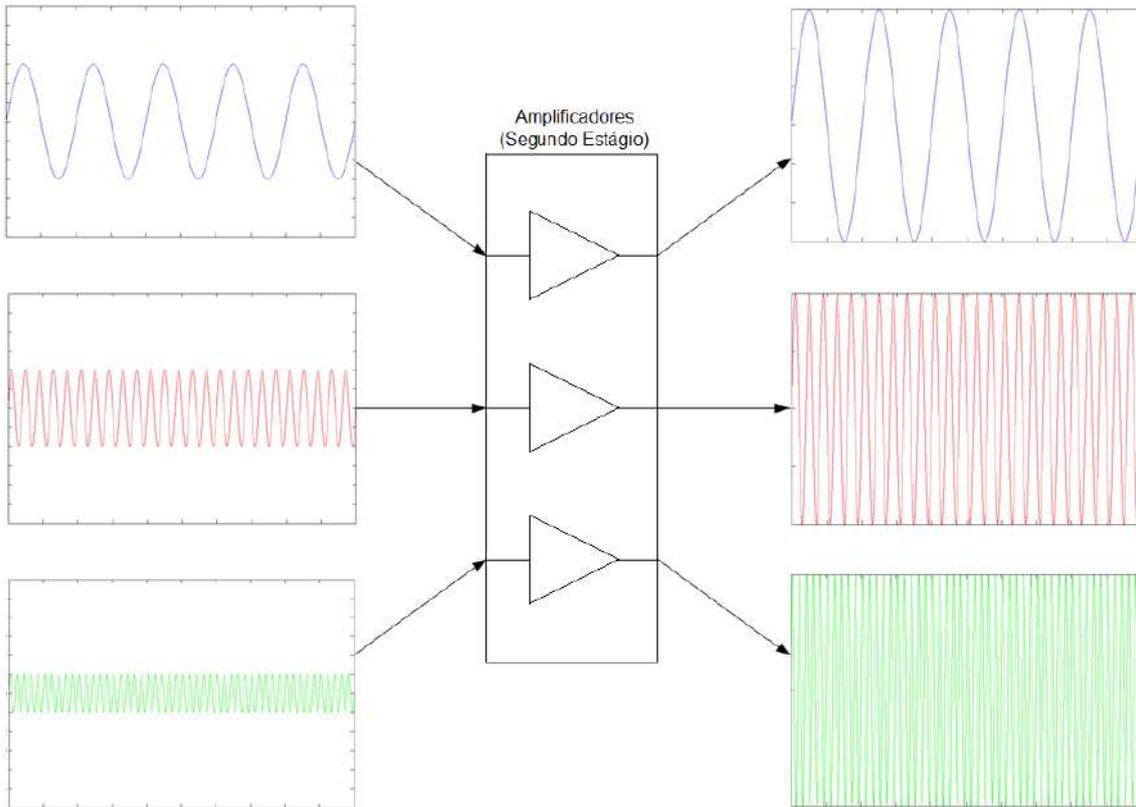


Figura 3.13: Exemplo da amplificação dos sinais já filtrados.

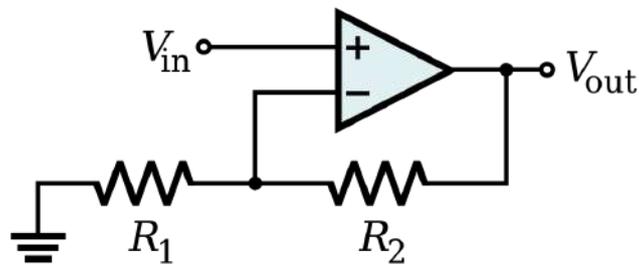


Figura 3.14: Amplificador não-inversor [25].

Seu ganho é dado por:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (3.13)$$

Para esse circuito, basta que o amplificador operacional utilizado possua baixo ruído, baixo consumo e atenda à faixa de frequência de até 100 kHz. Já o controle automático de ganho pode atuar em um ou ambos os resistores.

Vale ressaltar que, como o sinal foi dividido em três partes, são necessários três amplificadores, cada um com seu controle de ganho independente. Um CI que atende às exigências é o **OPA4228** [34], da Texas Instruments, com as seguintes especificações:

- 4 canais;
- Baixo ruído: $3 \eta V/\sqrt{Hz}$;
- Largura de banda: 33 MHz, $10 V/\mu s$;
- Tempo de estabilização: $5 \mu s$;
- Alto CMRR: 138 dB;
- Alto ganho em malha aberta: 160 dB;
- Baixa corrente de polarização: $10 \eta A$ máximo;
- Baixa tensão de *offset*: $75 \mu V$ máximo;
- Extensão de alimentação: $\pm 2,5 V$ a $\pm 18 V$;
- Encapsulamento PDIP ou SOIC.

3.2.5 Digitalização

O sinal analógico, agora devidamente condicionado, passa então pelo processo de digitalização, ou conversão analógico-digital. O sinal contínuo no tempo é transformado em amostras, como ilustrado na figura 3.15, que podem então ser armazenadas em uma memória. Esse processo é feito pelo conversor analógico-digital, também chamado de conversor A/D ou ADC (*Analog-to-Digital Converter*).

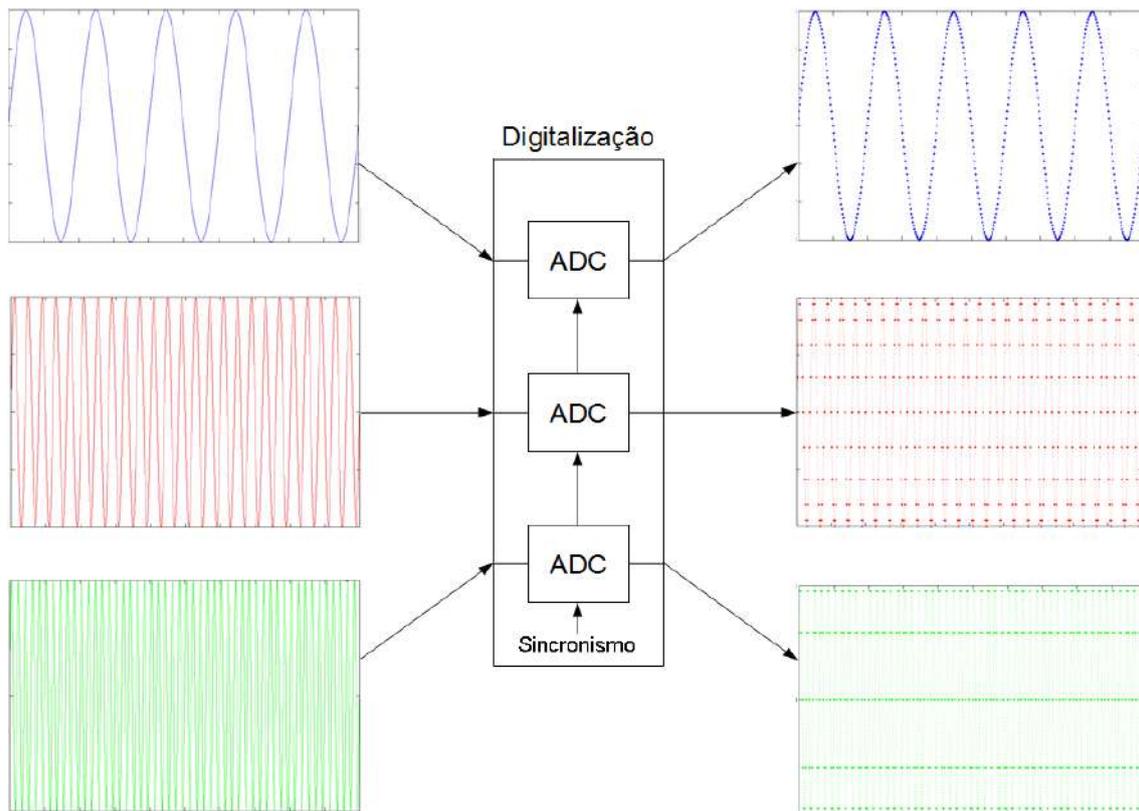


Figura 3.15: Exemplo da digitalização do sinal condicionado.

Considerando que o som recebido pelo hidrofone possui frequência máxima de 100 kHz, seguindo o Teorema de Nyquist [27], a frequência de amostragem deve ser, no mínimo, 200 kHz (ou 200 kSPS - *kilosamples per second*). Contudo, na entrada do conversor A/D estarão três sinais de diferentes bandas de frequência e não mais somente um. De forma direta, são necessários então três conversores A/D sincronizados entre si.

Existem, porém, considerações a serem feitas. Os sinais de baixa e média frequência possuem banda inferior aos 100 kHz, fazendo com que, para essas parcelas, a taxa de 200 kHz seja maior que a necessária e, ainda que isso produza uma digitalização melhor, pode gerar uma grande quantidade de dados irrelevantes. Por outro lado, adquirir dados em taxas diferentes demanda utilização de diferentes modelos de ADC, também sincronizados, e, ainda, maior complexidade no armazenamento dos dados.

Outra característica importante do conversor A/D é sua resolução, ou seja, a quantidade de valores de amplitude que um sinal pode assumir em relação a uma referência (também chamada de faixa dinâmica ou fundo de escala).

Considerando, por exemplo, uma resolução de 12 bits e 3,3 V de fundo de escala, isso significa que o conversor A/D será capaz de assumir $2^{12} = 4096$ valores de amplitude entre 0 e 3,3 V. Logo, o intervalo entre cada valor possível será de:

$$\frac{3,3}{2^{12}} = 805,66 \mu V \quad (3.14)$$

Assim, o sinal analógico será discretizado apenas em múltiplos de $805,66 \mu V$, no intervalo entre 0 e 3,3 V. Logo, quanto maior a resolução, menor é o intervalo e mais fiel será a representação digital do sinal analógico, com o custo de que mais bits serão utilizados para guardar as amostras e, portanto, maior será o armazenamento demandado.

Como mencionando no item 2.3.1, há de se considerar principalmente o compromisso entre a taxa de amostragem, número de canais e resolução. O mercado atual é capaz de fornecer conversores A/D com 16 canais, taxa de amostragem de 2,5 MSPS ou 30 bits de resolução, mas não essas três opções juntas. **Para atender às expectativas ótimas do projeto, são necessários 3 conversores, cada um com taxa de amostragem de 200 kSPS, havendo opções de conversores com 16 e 24 bits nessa faixa.** Pode-se ainda buscar um conversor apenas, com 3 canais, que seja síncrono ou necessite de um circuito multiplexador, que irá coordenar a junção dos 3 canais em uma saída. Observa-se também que, quanto melhor a performance do ADC, maior a complexidade em sua utilização e seu consumo. Discretizar sinais mais rapidamente e com alta resolução demanda cuidados extras com ruído, sincronismo com o sistema de armazenamento, arquitetura do circuito e qualidade da tensão de referência.

3.2.6 Armazenamento

Finalmente, o sinal do hidrofone é agora um pacote de dados. Seu armazenamento adequado deve considerar a velocidade da aquisição, o baixo consumo e o ambiente marinho em que o módulo se encontra. **Os cartões de memória flash (e.g. SD, microSD) de alta capacidade e desempenho, comumente usados em câmeras fotográficas e de vídeos de alta resolução, atendem a todos esses requisitos.**

Observação: A utilização de qualquer sistema mecânico de armazenamento em discos ou fitas (e.g. HDs, CDs, DVDs, Blu-rays) é inadequada ao ambiente marinho, pelas oscilações e possíveis choques mecânicos que podem comprometer seu funcionamento. Unidades de estado sólido (SSDs), por sua vez, possuem consumo alto em relação aos cartões de memória e protocolos mais complexos para comunicação com uma unidade central. Porém, dependendo da demanda de armazenamento, podem ser consideradas para projetos futuros específicos.

3.2.7 Módulo de Controle (Microcontrolador)

O microcontrolador (MCU - *Microcontroller Unit*) é o cérebro do sistema, capaz de gerir dinamicamente todo o comportamento da unidade, desde a escolha e definição dos ganhos dos amplificadores, adaptação das faixas de frequências dos filtros e coordenação da aquisição e do armazenamento dos dados digitalizados. Pode ser ainda configurado para trabalhar em uma rede, fazendo com que os dados armazenados possam ser transferidos para uma unidade central, possibilitando a formação de arranjos de sistemas de aquisição e a comunicação com outros dispositivos similares.

Um microcontrolador é uma unidade de processamento, dotado de memória e periféricos integrados, além de entradas e saídas que permitem a comunicação com outros circuitos analógicos e digitais. Neste projeto, o microcontrolador deve dispor dos periféricos e conexões mostrados na figura 3.16. O detalhamento do controle desses periféricos é orientado por um fluxograma, apresentado na seção 3.3.

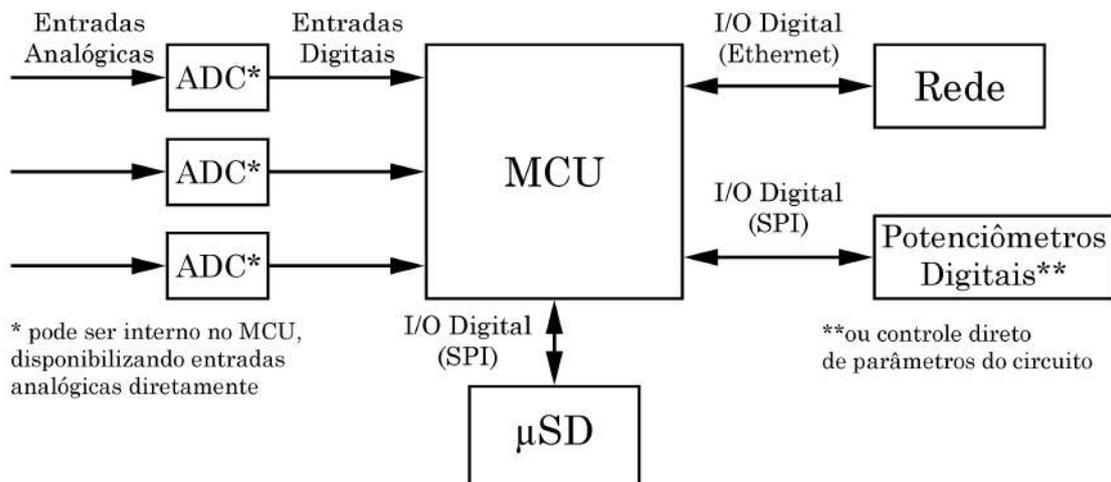


Figura 3.16: Diagrama de blocos do microcontrolador e os periféricos necessários para o projeto.

3.2.7.1 Uso de Interrupções

A operação por interrupções é um dos princípios básicos e mais explorados dos sistemas embarcados, em especial dos microcontroladores.

Ao invés do sistema checar constantemente se há necessidade de executar uma operação (método conhecido como *polling*), ele permite que a operação o interrompa, pedindo para ser executada. Dessa forma, quando o sistema estiver sem operações, ele pode aguardar em modo de baixo consumo até que seja solicitado, ao invés de ficar se questionando se há uma nova operação a ser feita.

Para os testes com o *data logger*, descritos no capítulo 4, as interrupções mais utilizadas foram baseadas em intervalos de tempo. Porém, as mesmas podem ser feitas por qualquer evento, como o apertar de um botão ou a chegada de uma mensagem na interface serial.

3.2.7.2 Interface SPI (*Serial Peripheral Interface*)

No protótipo, a comunicação com o cartão de memória e o controle dos potenciômetros digitais é feito utilizando a interface SPI. Esse protocolo permite acesso a periféricos e até mesmo a algumas funcionalidades de rede.

A figura 3.17 mostra como é feita a conexão básica entre dois componentes, sendo um mestre (*master*) e um escravo (*slave*).

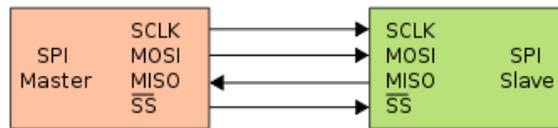


Figura 3.17: Conexão SPI básica [35].

Sendo os sinais:

- **SCLK:** *Serial Clock*;
- **MOSI:** *Master Output Slave Input*;
- **MISO:** *Master Input Slave Output*;
- **SS:** *Slave Select*.

De maneira a controlar dispositivos escravos independentes, a interface SPI é feita como na figura 3.18, na qual as conexões MISO, MOSI e SCLK são compartilhadas e há um sinal de seleção (SS - *Slave Select*, também chamado de CS - *Chip Select*) para cada um dos dispositivos escravos.

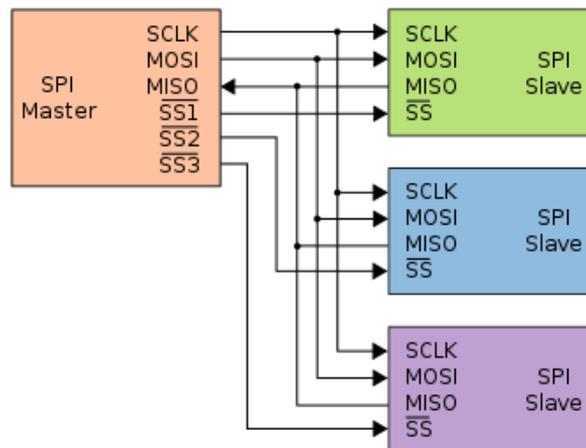


Figura 3.18: Conexão SPI entre um mestre e três escravos [35].

Observação: No protótipo, apesar de tanto a interface com o cartão de memória quanto com os três CIs de potenciômetros digitais serem SPI, optou-se por montar um barramento para o cartão e outro para os potenciômetros, pois as funções de acesso utilizam abordagens diferentes. Assim, a conexão com o cartão é feita como na figura 3.17 e a conexão com os potenciômetros digitais é feita como na figura 3.18.

3.2.7.3 Conversor A/D Interno

O microcontrolador pode possuir um conversor A/D interno, no qual cada um dos diversos parâmetros é ajustado por meio do acesso aos registradores do MCU. Configurar adequadamente a taxa de amostragem, de maneira que haja o espaçamento temporal igual entre cada amostra, entender e definir a tensão de referência utilizada e guardar um conjunto de amostras em um *buffer*, para posteriormente transferi-lo para o cartão, são tarefas que demandam tempo, atenção e esforço.

A família de microcontroladores MSP430, da Texas Instruments, é uma boa solução para este projeto, sendo sua escolha justificada no projeto de graduação do autor [1]. Seu foco em baixo consumo, versatilidade, existência de várias versões e progresso contínuo em sua arquitetura o fazem uma boa escolha não só atual, mas também para desenvolvimentos futuros deste ou de outros projetos do LIOc.

Um objetivo futuro deste projeto é que o microcontrolador possua essa rotina inteligente que gerencie os parâmetros, de maneira a adquirir sempre um sinal válido e utilizar ao máximo os recursos do sistema, com menor consumo possível. Porém, qualquer comportamento desse tipo necessita de um estudo dedicado de algoritmos, além de um conhecimento mais aprofundado do ambiente em que o módulo será colocado.

3.2.8 Alimentação

Para que o sistema autônomo possua portabilidade e não dependa de cabos para funcionar, a energia necessária para o circuito é fornecida através de baterias.

Os materiais utilizados atualmente em baterias de sistemas embarcados, como instrumentos de medição oceanográficos ou, no dia-a-dia, como celulares e notebooks, são suficientemente protegidos para serem usados no projeto deste módulo. Sendo assim, a única preocupação relacionada ao tipo de bateria a ser usada é em obter a maior autonomia possível sem tornar o sistema muito grande e pesado.

Para alimentar diretamente os circuitos, porém, a variação na tensão das baterias, que ocorre pelo seu desgaste natural e uso, não são favoráveis aos circuitos eletrônicos, principalmente os ligados à instrumentação. Para minimizar essa variação, são utilizados os reguladores de tensão, circuitos capazes de manter uma tensão de saída fixa mesmo com uma entrada variando (dentro de uma faixa definida). **Um tipo de regulador capaz de manter uma tensão fixa próxima da tensão de entrada é o LDO (*Low-dropout Regulator*).**

Havendo diferentes tensões de alimentação, pode-se usar mais de um regulador ou reguladores que forneçam mais de uma tensão de saída.

Para regular a tensão das baterias e alimentar adequadamente o circuito, sugere-se o LDO TPS7301QP [36], que possui as seguintes características:

- Tensão de entrada entre 2,47 V e 10,00 V;
- Tensão de saída ajustável por resistores entre 1,20 V e 9,75 V;
- Corrente de saída máxima: 500 mA;
- Encapsulamento PDIP, TSSOP e SOIC.

3.3 O *Software* de Controle, Aquisição e Armazenamento

Definido o *hardware* da cadeia de medição, a rotina executada pelo microcontrolador para o controle das configurações de ganho, frequências de corte, aquisição e arma-

zenamento dos dados é estruturada com base nos mesmos requisitos apresentados na seção 3.1.

3.3.1 Estrutura

Para nortear o comportamento do microcontrolador, foi elaborado o fluxograma de funcionamento do módulo autônomo de aquisição de dados.

São apresentadas as etapas de **inicialização, pré-aquisição, aquisição e finalização**, detalhando, quando necessário, a função de cada bloco do fluxograma.

Para melhor entendimento, a figura 3.19 apresenta os tipos de blocos utilizados na confecção do fluxograma.



Figura 3.19: Tipos de blocos do fluxograma.

3.3.1.1 Inicialização

Todos os componentes que serão utilizados devem ser inicializados e todos os que não serão, bloqueados, de maneira a minimizar o desperdício de energia e fazer com que, ao longo da execução do programa, não haja necessidade de parar ou iniciar qualquer componente, gerando custo computacional em etapas críticas de funcionamento como, por exemplo, a aquisição.

Garantindo que tudo seja iniciado nessa etapa, os parâmetros podem ser devidamente chamados ao longo dos outros estágios do programa.

A figura 3.20 apresenta a etapa de **inicialização** do sistema e seus componentes são descritos em seguida.

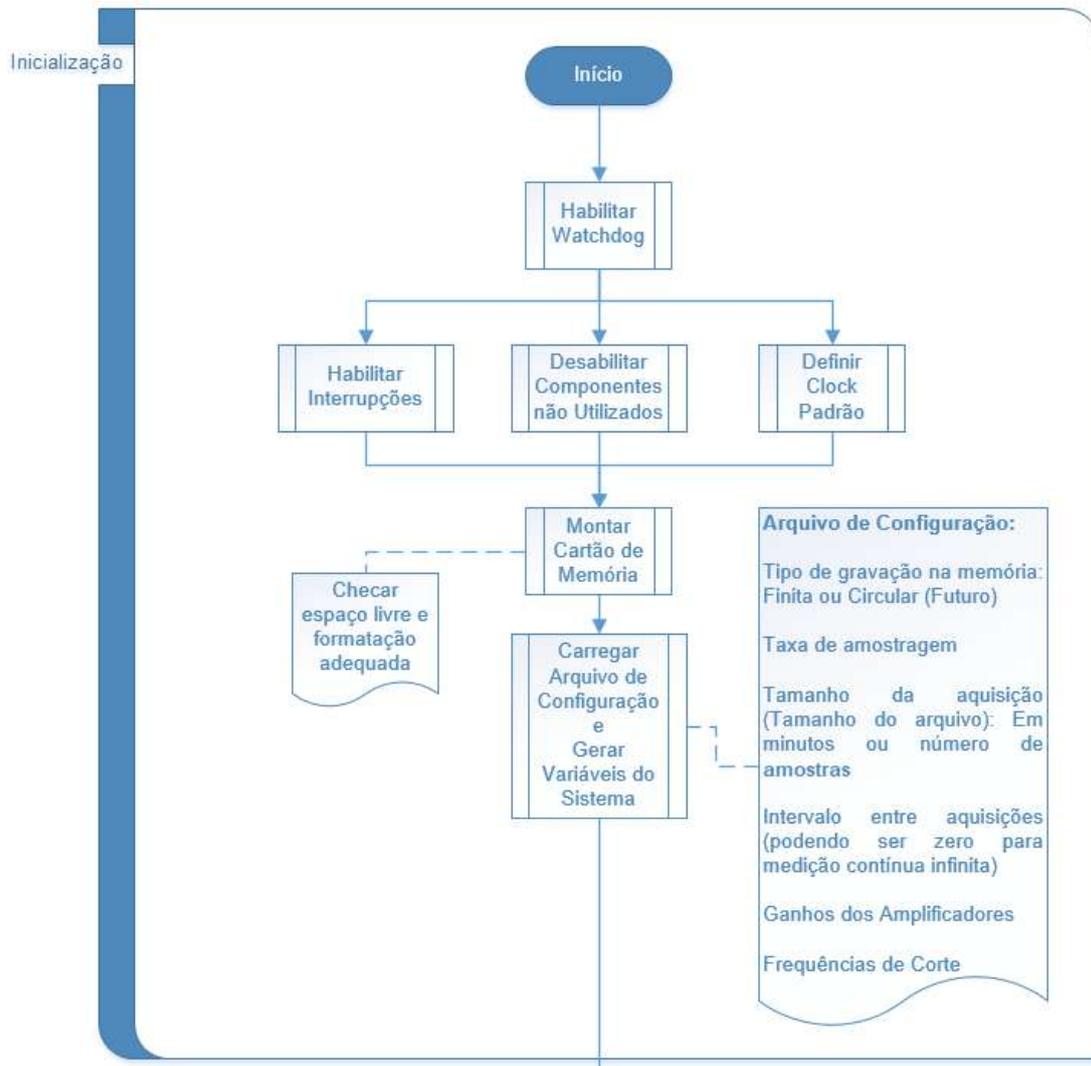


Figura 3.20: Fluxograma da etapa de inicialização do sistema.

Habilitar Watchdog: Sistema de emergência do microcontrolador, possibilita o tratamento de erros e reinicialização, caso necessário. Pré-requisito para operação adequada dos modos de baixo consumo.

Habilitar Interrupções: Pré-requisito para a operação das funções de maneira adequada, já que a operação do microcontrolador é toda baseada no uso de interrupções, eventos que disparam funções escolhidas, coordenando o funcionamento do sistema.

Desabilita Componentes não Utilizados: Tudo que não for utilizado deve ser desabilitado, se possível. Por exemplo: portas digitais, analógicas, botões da placa, emulador USB e LEDs não utilizados.

Definir *Clock* Padrão: São considerados três tipos de *clocks* para esse programa: *Clock* de baixo consumo, *clock* padrão e *clock* máximo. O primeiro é usado para que o módulo possa estar em modo *stand by*, aguardando alguma interrupção. O *clock* padrão é usado para executar operações não críticas em termos de velocidade, nesse caso, a inicialização do sistema. O *clock* máximo deverá ser acionado quando for exigida a maior velocidade possível do sistema, como será necessário na etapa de aquisição dos dados. A frequência do *clock* afeta diretamente o consumo do microcontrolador, isto é, quanto mais rápido o *clock*, maior será o consumo.

Montar Cartão de Memória: Para ser utilizado, o cartão de memória deve ser devidamente montado no sistema, tanto de maneira física quanto lógica. Estabelecida a comunicação com o cartão, pode-se então utilizá-lo. Caso haja qualquer problema de inicialização, um erro deve ser reportado e toda a aquisição será comprometida, já que não haverá onde gravar os dados.

Nessa etapa, deve-se também verificar se a quantidade de memória disponível é compatível com a aquisição desejada e o tipo de formatação do cartão.

Carregar Arquivo de Configuração: O arquivo de configuração apresentará todos os parâmetros necessários para a realização das amostragens e aquisições.

3.3.1.2 Pré-Aquisição e Aquisição

Etapa de **preparação para a aquisição**. Todos os componentes já foram iniciados e o arquivo de configuração foi carregado. Agora, o sistema entrará em modo de alto desempenho e os parâmetros da aquisição serão carregados.

Com tudo pronto, o sistema estará dedicado somente à tarefa de **aquisição**, na qual é feita a amostragem e gravação do sinal digitalizado em um arquivo de dados.

A figura 3.21 apresenta as etapas de **pré-aquisição** e **aquisição** do sistema, com seus componentes descritos em seguida.

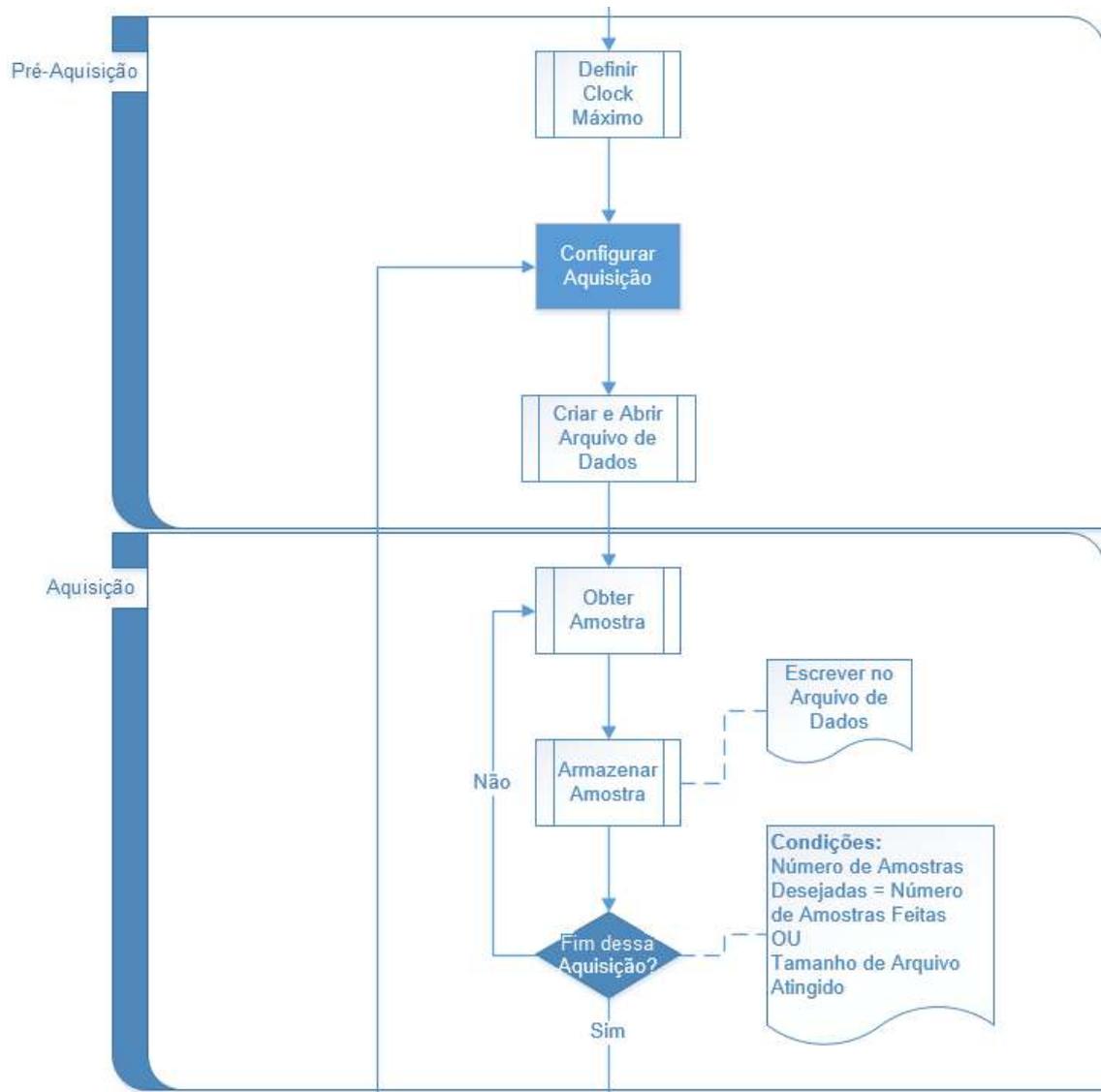


Figura 3.21: Fluxograma das etapas de pré-aquisição e aquisição do sistema.

Definir *Clock* Máximo: Como descrito em “Definir *Clock* Padrão”, da etapa de inicialização, agora o sistema entra em modo de alto desempenho.

Configurar Aquisição: Por ser mais detalhado, esse processo é apresentado na figura 3.22.

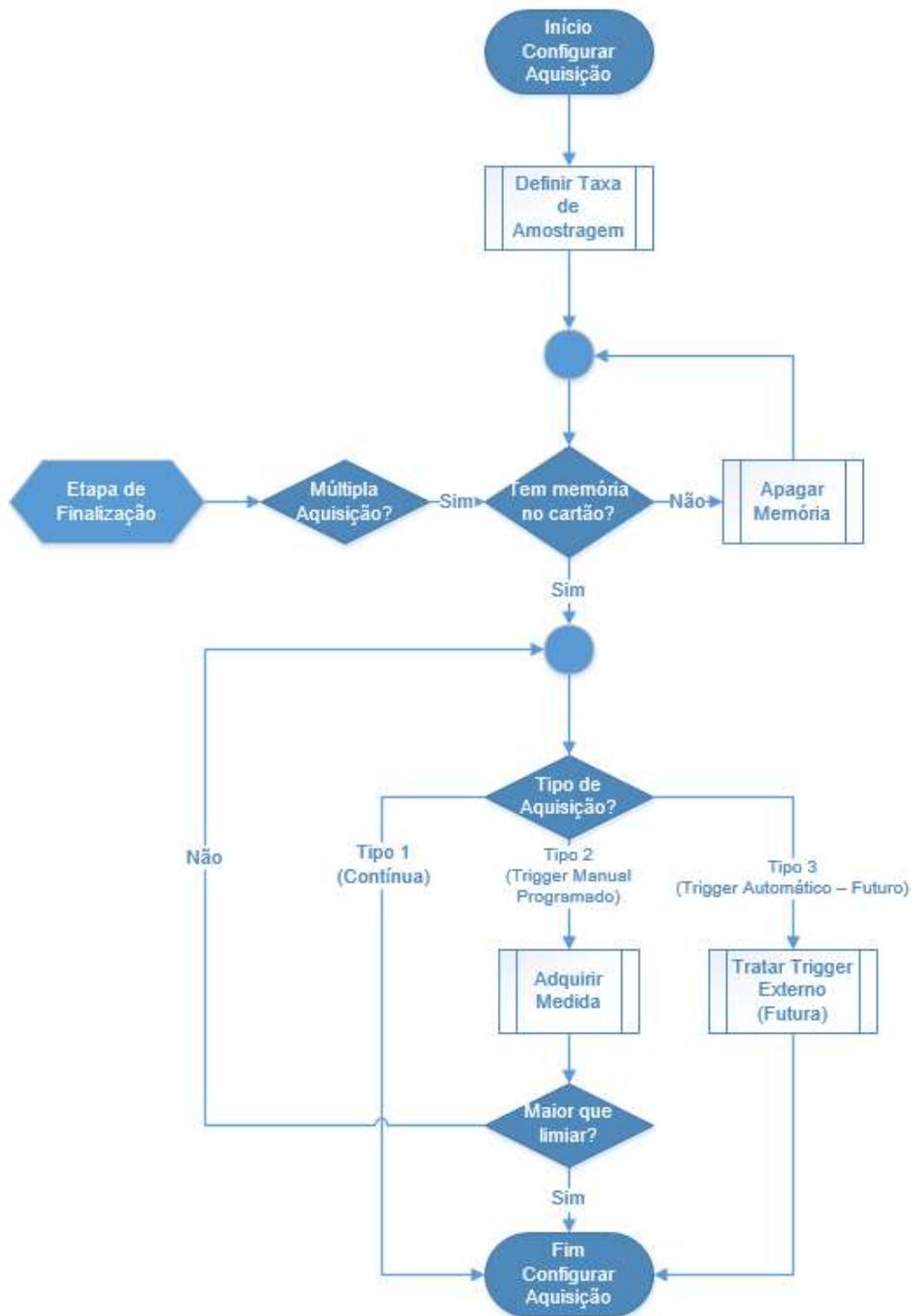


Figura 3.22: Detalhamento do processo de configuração de aquisição.

Definir Taxa de Amostragem: Configuração de parâmetro do ADC.

Tem memória no cartão? O cartão inserido possui memória suficiente para ser feita uma aquisição? Inicialmente, essa etapa é redundante, pois isso já foi checado na montagem do cartão. Porém, ao gerar vários arquivos de dados, o cartão é

preenchido, necessitando de um novo teste a cada aquisição. Se houver memória, pode ser feita uma nova aquisição, se não, o arquivo mais antigo do cartão deve ser apagado ou o sistema deve ser desligado.

Tipo de Aquisição: Foi definido que a aquisição dos dados pode ser de três tipos diferentes:

Tipo 1 - Contínua: Modo direto e contínuo de obtenção dos dados. O sistema realiza somente uma aquisição com o número de amostras definido na configuração;

Tipo 2 - *Trigger* Manual Programado: O sistema só inicia a aquisição de uma sequência e gravação dos dados após a amostra adquirida na pré-aquisição ser maior que um limiar definido no arquivo de configuração;

Tipo 3 - *Trigger* Automático: O módulo atua de forma inteligente, de maneira que um limiar externo ativa o início da aquisição dos dados. Pretende-se que, em implementação futura, o módulo seja capaz de se adequar automaticamente ao ambiente em que foi inserido, sempre medindo eventos de interesse pré-programado.

Adquirir Medida: Aquisição de uma amostra para fins comparativos descritos no Tipo 2 de aquisição.

Maior que limiar? Testa se a amostra realizada logo antes tem seu valor maior ou não que o definido como limiar na configuração.

Tratar *Trigger* Externo (Futuro): O tratamento desse *trigger* externo ainda não pôde ser detalhado para este trabalho e foi colocado como implementação futura. Acredita-se que não seja trivial delimitar quando um sinal pode ser dito válido, já que isso depende não só do sistema, mas de onde ele se encontra e quais sinais disparariam ou não esse gatilho.

Criar e Abrir Arquivo de Dados: Estando tudo configurado e a memória disponível, por exigência do sistema, cria-se um arquivo que irá conter as amostras da aquisição. Para não haver atrasos nas gravações das amostras, o arquivo permanecerá aberto durante toda a aquisição e será fechado somente ao seu final.

Amostragem: Leitura do(s) canal(is) do ADC.

Armazenamento: Escrita do(s) valor(es) amostrado(s) no arquivo de dados. A referência temporal no arquivo de dados é crucial para uma boa medição. Em caso de problemas com a configuração, o módulo deve poder iniciar de uma data equivalente ao zero do sistema (por exemplo, 01/01/01 00:00:00:00).

Fim dessa Aquisição? Com base no número total de amostras dessa aquisição, um contador irá determinar se o arquivo está completo ou não.

3.3.1.3 Finalização

Feita uma aquisição, deve-se preparar o sistema para uma nova ou para seu desligamento. A figura 3.23 apresenta a etapa de **finalização** do sistema e seus componentes são descritos.

Fechar Arquivo de Dados: O arquivo atual é fechado no sistema de gerenciamento do cartão.

Múltipla Aquisição? Caso haja nova aquisição, o sistema deve entrar em modo de baixo consumo e aguardar a interrupção responsável por colocá-lo novamente em atividade. Essa pode ser por intervalo de tempo, demanda (um botão apertado indicando para fazer uma nova aquisição) ou uma interrupção automática do sistema, no caso de aquisição contínua. Não havendo nova aquisição, o sistema será preparado para desligamento.

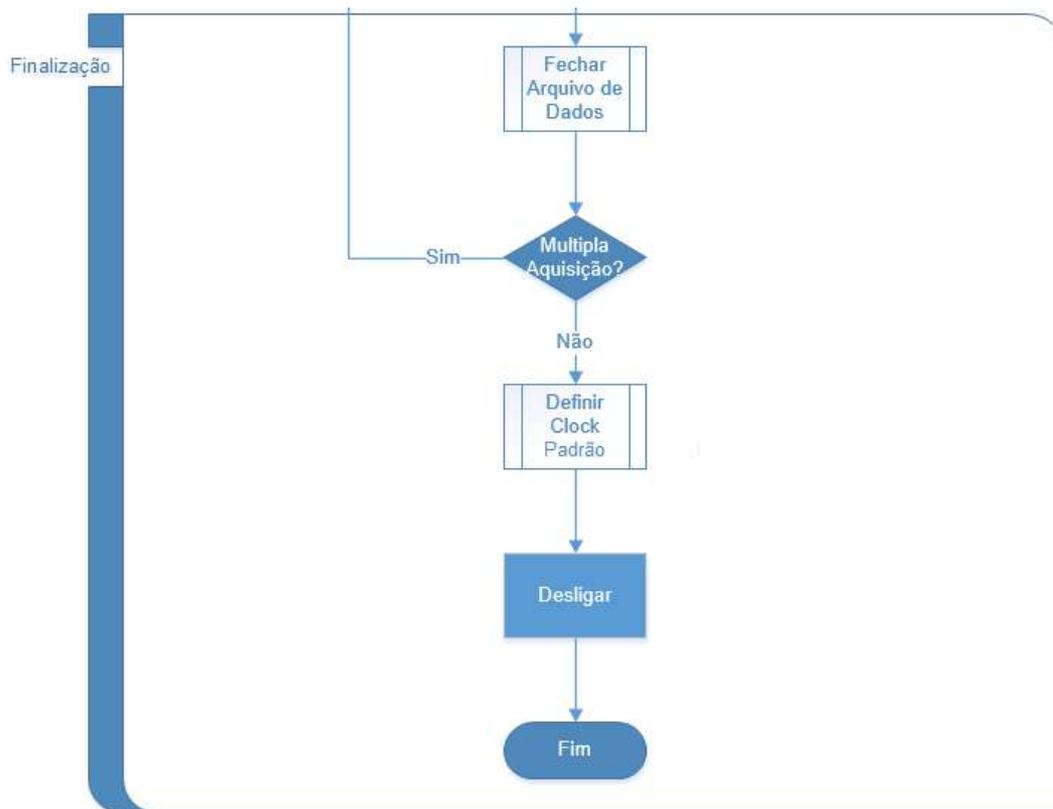


Figura 3.23: Fluxograma da etapa de finalização do sistema.

Definir *Clock* Padrão: Não havendo mais necessidade de alto desempenho, o sistema volta ao *clock* padrão para desligamento.

Desligar: Antes do desligamento completo do sistema, devem-se checar os erros ocorridos, arquivando-os, como detalhado na figura 3.24.

Checar Erros: Qualquer falha no sistema em alguma das etapas deverá gerar um erro. Nesse caso, deve-se interpretar seu tipo, buscando uma solução. Caso haja, o sistema volta ao funcionamento normal, caso não, o sistema deverá ser desligado.

Sempre que houver qualquer erro, seja ele solucionável ou não, o tipo de erro deve ser armazenado em variáveis do sistema.

Escrever Log de Erros: Em seguida, podem-se transferir os erros encontrados para um arquivo de log no cartão de memória.

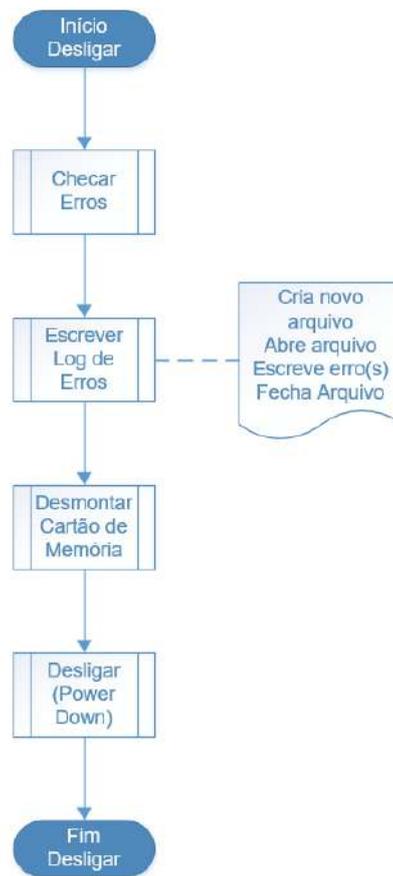


Figura 3.24: Detalhamento da etapa de desligamento do sistema.

Desmontar Cartão de Memória: O cartão pode ser desmontado no sistema para que possa ser removido fisicamente para a coleta dos dados sem corromper os mesmos.

Desligar (*Power Down*): Por fim, o sistema se desliga.

3.4 Protótipo Construído

A criação de um protótipo possibilitou a construção de um módulo que atenda à maioria das especificações do projeto e consolide a aplicação prática de todo o estudo feito.

Primeiro, foram escolhidos os componentes eletrônicos principais (e.g. circuitos integrados). Em seguida, definiram-se todos os outros componentes (e.g. resistores, capacitores, conectores) e gerou-se o esquemático completo do circuito.

De posse do esquemático, foi feito o *layout* da placa de circuito impresso e, por fim, com a PCI construída e todos os componentes comprados, o *hardware* do protótipo do módulo de aquisição de dados para caracterização da paisagem acústica submarina está montado.

Também com base no projeto, foi feita uma versão do programa que o micro-controlador executa, estruturando completamente o protótipo definido para este trabalho.

3.4.1 Escolha dos Componentes Principais

A limitação de prazo e de recursos financeiros é bastante influente na escolha dos componentes do protótipo, já que escolher componentes mais raros e caros pode atrasar consideravelmente a aquisição e/ou reposição dos mesmos. **Se, no projeto, busca-se o ideal, a montagem do protótipo é limitada pelo que é possível.**

Os componentes utilizados e os motivos de escolha foram:

- **Hidrofone:** Modelo T50, da Neptune Sonar [37] (figura 3.25). Dos hidrofones disponíveis no laboratório, é o que tem a resposta em frequência mais adequada ao projeto, permitindo a captação de sinais de até 100 kHz (região utilizável). Sua baixa sensibilidade (média de -210 dB re 1 V/ μ Pa) é um desafio para o protótipo;



Figura 3.25: Hidrofone T50 S/N 28550, da Neptune Sonar.

- **Pré-Amplificador:** Amplificador de instrumentação INA129P, da Texas Instruments [38]. Com características semelhantes ao INA163 colocado no projeto original, o INA129 possui como opção o encapsulamento DIP (*Dual Inline Package*), o que facilita a montagem e análise do circuito, conforme apresentado na tabela 3.4;

Tabela 3.4: Comparativo entre INA163 [26] e INA129 [38].

Característica	INA163	INA129
Ruído (RTI)	$1\eta V/\sqrt{Hz}$	$8\eta V/\sqrt{Hz}$
THD+N a 1 kHz, G=100	0,002 %	0,006 %
Largura de banda, G=100	800 kHz	200 kHz
Extensão de alimentação	$\pm 4,5$ V a ± 18 V	$\pm 2,25$ V a ± 18 V
CMR	>100 dB	>120 dB
Configuração de ganho	Resistor externo	Resistor externo
Encapsulamento	SMD SO-14	PDIP(8)

Observação: Para não danificar o cabeamento original do hidrofone, não foi possível colocar o pré-amplificador junto ao elemento sensor.

- **Filtros:** O circuito integrado UAF42, da Texas Instruments [32], já conta com o filtro variável de estado completo, necessitando apenas de resistores para configuração da frequência de corte, ganho e fator de qualidade. Da mesma forma que o INA129, sua versão em encapsulamento DIP foi a escolhida para o protótipo;
- **Amplificadores (Segundo estágio):** Nessa etapa foram utilizados também amplificadores de instrumentação INA129, porém, com uma das entradas (V-) aterrada. A escolha do mesmo CI para todos os amplificadores facilita a reposição dos componentes em caso de algum problema e simplifica a montagem da placa;
- **Microcontrolador:** MSP430 modelo F5529 em sua versão de desenvolvimento, o *Launchpad* [39], apresentado na figura 3.26. É uma placa que possui

um microcontrolador, acesso a seus pinos e alguns periféricos adicionais, como botões, LEDs e um conector USB para programação e alimentação, ideal para prototipagem;

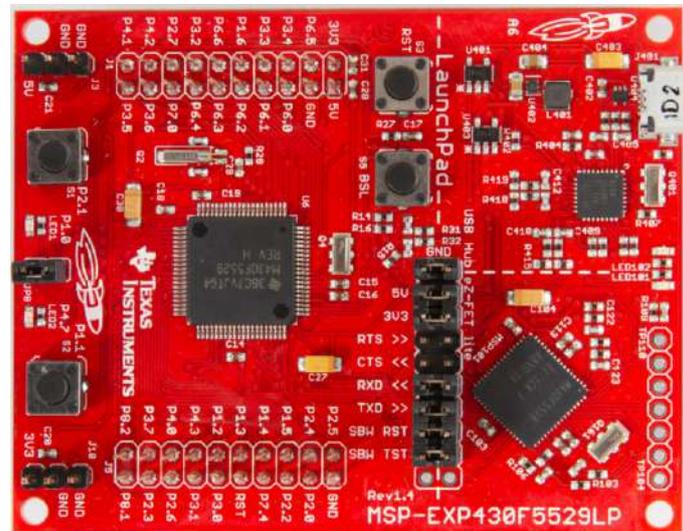


Figura 3.26: *Launchpad* MSP430F5529LP, plataforma de desenvolvimento do microcontrolador MSP430 [24].

- **Conversor A/D:** O MSP430F5529 possui um conversor A/D interno com 16 canais, resolução de 12 bits e taxa de amostragem total de 200 kSPS;
- **Cartão de memória:** microSDHC SanDisk de 64 GB, cartão de alto desempenho com velocidade mínima de gravação e leitura de 10 MB/s;
- **Alimentação:** Pilhas Duracell de 9 V, por fornecerem a tensão necessária, serem compactas e poderem ser agrupadas em *packs*, conforme a demanda de autonomia;
- **Regulador de Tensão:** LDO TPS7301QP [36], já descrito no item 3.2.8;
- **Potenciômetros digitais:** MCP4261-104E/P de 100 k Ω , da Microchip Technology [40]. São controlados pelo barramento SPI do MSP430, possibilitando o controle de ganho na rotina de execução do microcontrolador. Para esse protótipo, os valores de resistência são definidos pelo arquivo de configuração, não sendo alterados dinamicamente ao longo da execução da rotina.

3.4.2 Confecção da Placa de Circuito Impresso

Definidos os principais componentes do circuito, foi então confeccionada a placa de circuito impresso que irá conter as etapas de amplificação, filtragem e se conectará ao cartão de memória e ao *Launchpad* contendo o microcontrolador, também definida como “Placa Condicionadora”.

Após análise de diversos *softwares* de projeto de placas de circuito impresso, foi escolhida a versão gratuita para estudantes do EAGLE 8.1 [41].

O EAGLE é o *software* mais conhecido para o design de PCIs, possui a maior biblioteca de componentes e, recentemente, sua distribuição é de responsabilidade da Autodesk, empresa desenvolvedora do AutoCAD, outro *software* de grande visibilidade no campo da engenharia.

A existência de modelos para diversos componentes, melhorias recentes no funcionamento do *software*, diversos *sites* contendo material didático, cursos e vídeos fazem do EAGLE o escolhido, não só para este trabalho, mas também em projetos futuros do LIOc para o design de placas de circuito impresso.

3.4.2.1 Versionamento

O protótipo deste trabalho foi denominado como versão 1 do *data logger*, já que as montagens anteriores, feitas em *protoboard* ou apresentadas em trabalho anterior [1], não foram numeradas.

Ao longo do design do esquemático e da placa (descritos a seguir), a versão 1.0 apresentou pequenos erros no roteamento e falta de pinos essenciais, não chegando a ser construída.

De forma semelhante, a versão 1.1 foi descartada ao serem notados problemas na alimentação do circuito e na disposição de alguns dos furos projetados.

A versão construída e apresentada neste trabalho é a V1.2.

3.4.2.2 Esquemático

A primeira etapa da confecção da PCI é o planejamento e desenho do esquemático.

Inicialmente, foram feitas as seguintes definições:

- A placa desenvolvida possibilitará o acoplamento do *Launchpad* MSP430F5529LP e de uma placa contendo um *slot* para cartão de memória SD/ μ SD;
- Todos os resistores que participam de algum ajuste serão potenciômetros;
- Os CIs terão, próximos aos pinos de alimentação, capacitores de 0,1 μ F (cerâmica) para desacoplamento de ruídos das linhas de alimentação;
- Os resistores discretos terão as seguintes especificações: 250 mW, 250 V e 1 % de tolerância;
- Os sinais de interesse do circuito terão pontos de acesso para instalação de pontas de provas de instrumentos de medição.

A medida que os componentes são incluídos, deve-se indicar qual será seu encapsulamento, ou seja, a tecnologia de montagem que será utilizada. **Foi escolhida para este protótipo a tecnologia *through-hole*, em que a montagem dos componentes é feita por meio de pinos que passam pela PCI e são soldados a ela.**

A montagem em *through-hole* é recomendada para protótipos por usar componentes de maior tamanho, simples de manusear e soldar.

A figura 3.27 apresenta o esquemático do circuito principal de condicionamento do sinal acústico submarino e, a figura 3.28, sua representação no EAGLE. Cada etapa do circuito é detalhada em seguida.

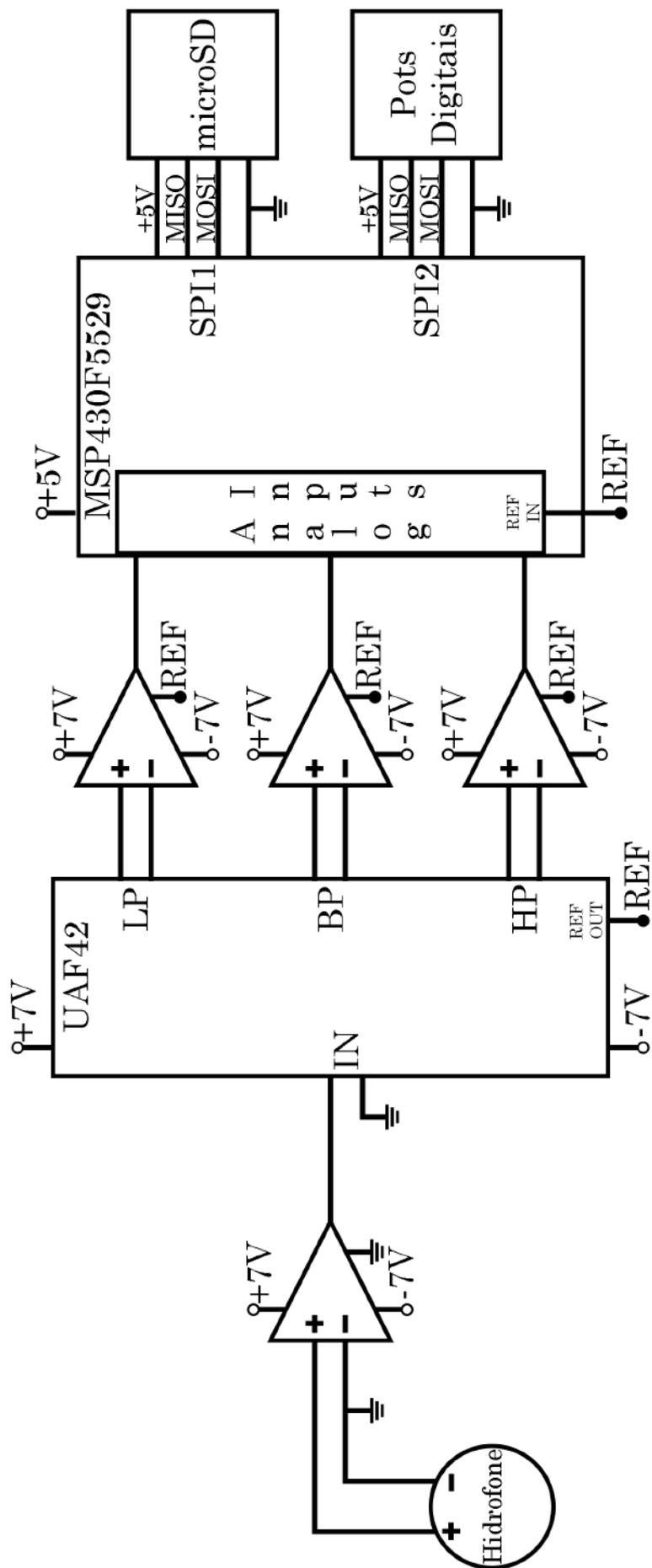


Figura 3.27: Esquemático do circuito principal de condicionamento do sinal acústico submarino.

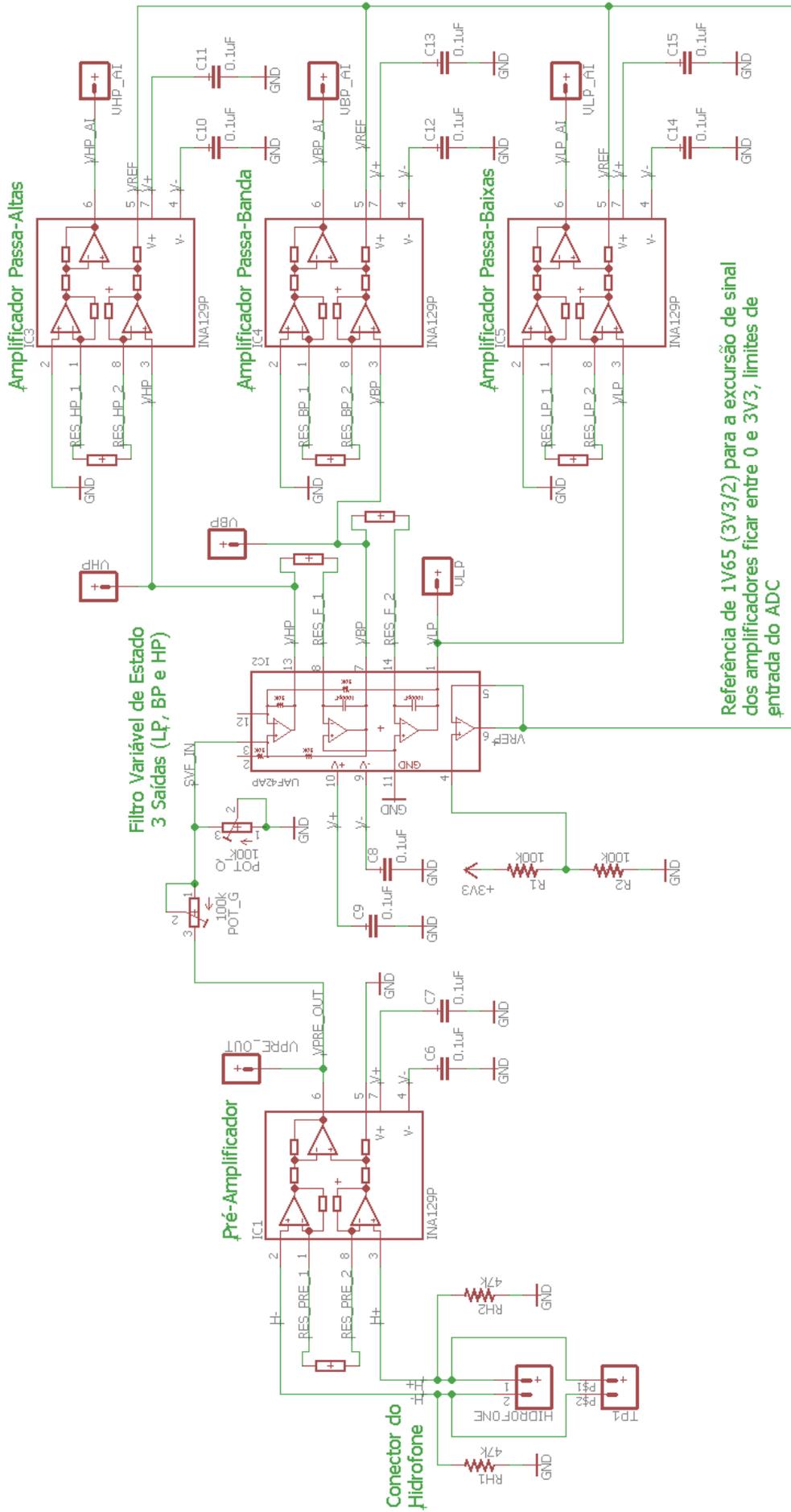


Figura 3.28: Esquemático do circuito principal representado no EAGLE.

Para o hidrofone (figura 3.29), foi planejado um conector de entrada (nomeado HIDROFONE), dois pinos de acesso direto para medição (TP1) e dois resistores opcionais, recomendados para medições de sinais de hidrofones (RH1 e RH2) [38].

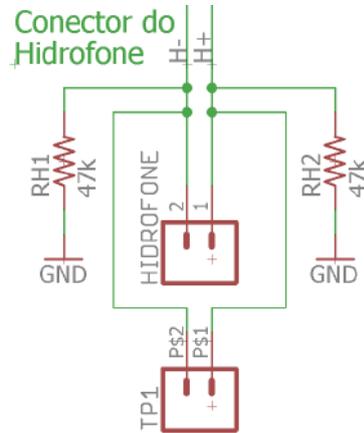


Figura 3.29: Esquemático do conector do hidrofone.

O primeiro estágio de amplificação (figura 3.30) é composto pelo IC1 INA129P, com ganho controlado pelo resistor RES_PRE (detalhado posteriormente), uma ponta de medição (TP2) na saída e os capacitores C6 e C7 conectados à alimentação. A referência para esse estágio é o terra (GND), já que o sinal de entrada é diferencial.

Observação: Caso o sensor utilizado não seja diferencial, colocar RH1 em curto conecta a entrada negativa do sensor ao terra (GND).

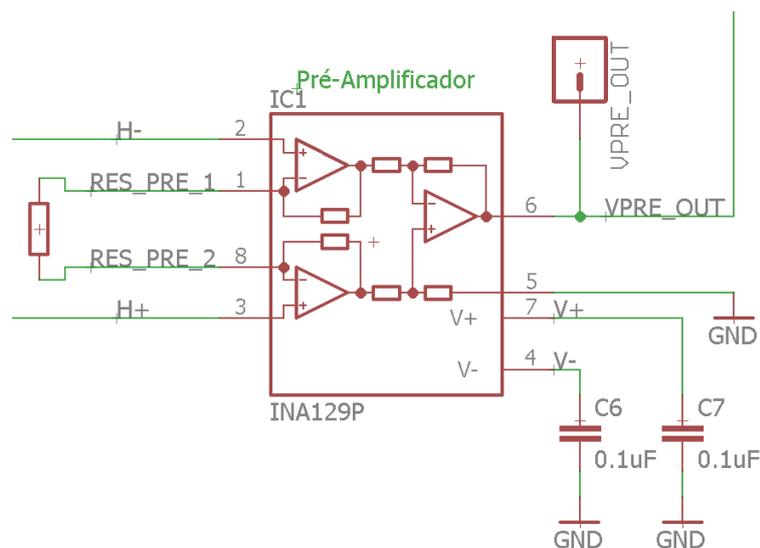


Figura 3.30: Esquemático do primeiro estágio de amplificação (pré-amplificador).

Para o filtro variável de estado (figura 3.31), o UAF42 é o elemento central. Os resistores POTG e POTQ controlam ganho e fator de qualidade, respectivamente, enquanto RES_F1 e RES_F2 controlam as frequências de corte dos filtros. TP3, TP4 e TP5 são pinos de acesso às saídas HP, BP e LP, respectivamente. R1 e R2 configuram um divisor de tensão que, seguido do *buffer* feito com o amplificador operacional extra do UAF42, geram a tensão de referência (VREF) para o segundo estágio de amplificação. C8 e C9 são os capacitores da alimentação desse CI.

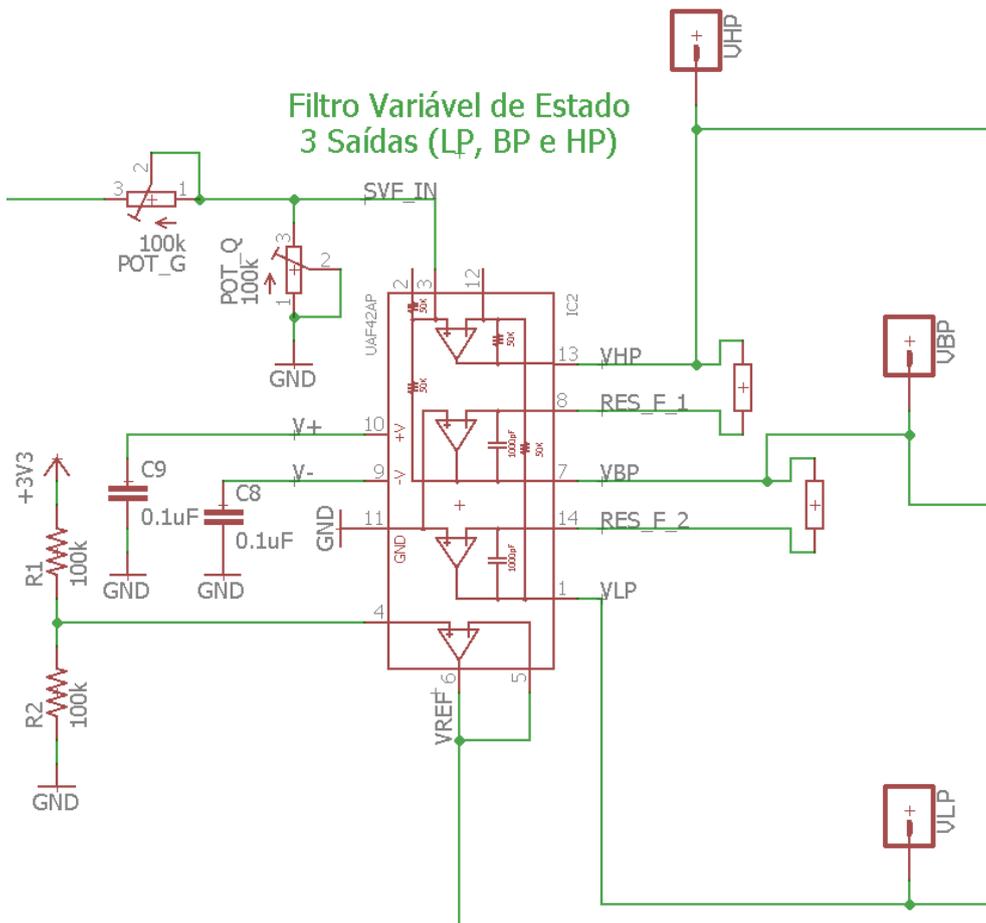


Figura 3.31: Esquemático do filtro variável de estado.

Os três amplificadores da figura 3.32 (HP, BP e LP) utilizam como entrada o sinal vindo do filtro UAF42 (VHP, VBP e VLP). Os ganhos são controlados pelos resistores (RES_HP, RES_BP e RES_LP) e suas saídas (VHP_AI, VBP_AI e VLP_AI) são as entradas analógicas (*Analog Inputs - AIs*) do conversor A/D interno do *Launchpad*, também disponíveis para medições (TP6, TP7 e TP8). C10, C11, C12, C13, C14 e C15 são os capacitores da alimentação.

A referência para esse estágio de amplificação é metade da tensão de referência do ADC interno do MSP430, ou seja, 1,65 V. Assim, o sinal a ser digitalizado será centrado em 1,65 V, variando entre 0 e 3,3 V.

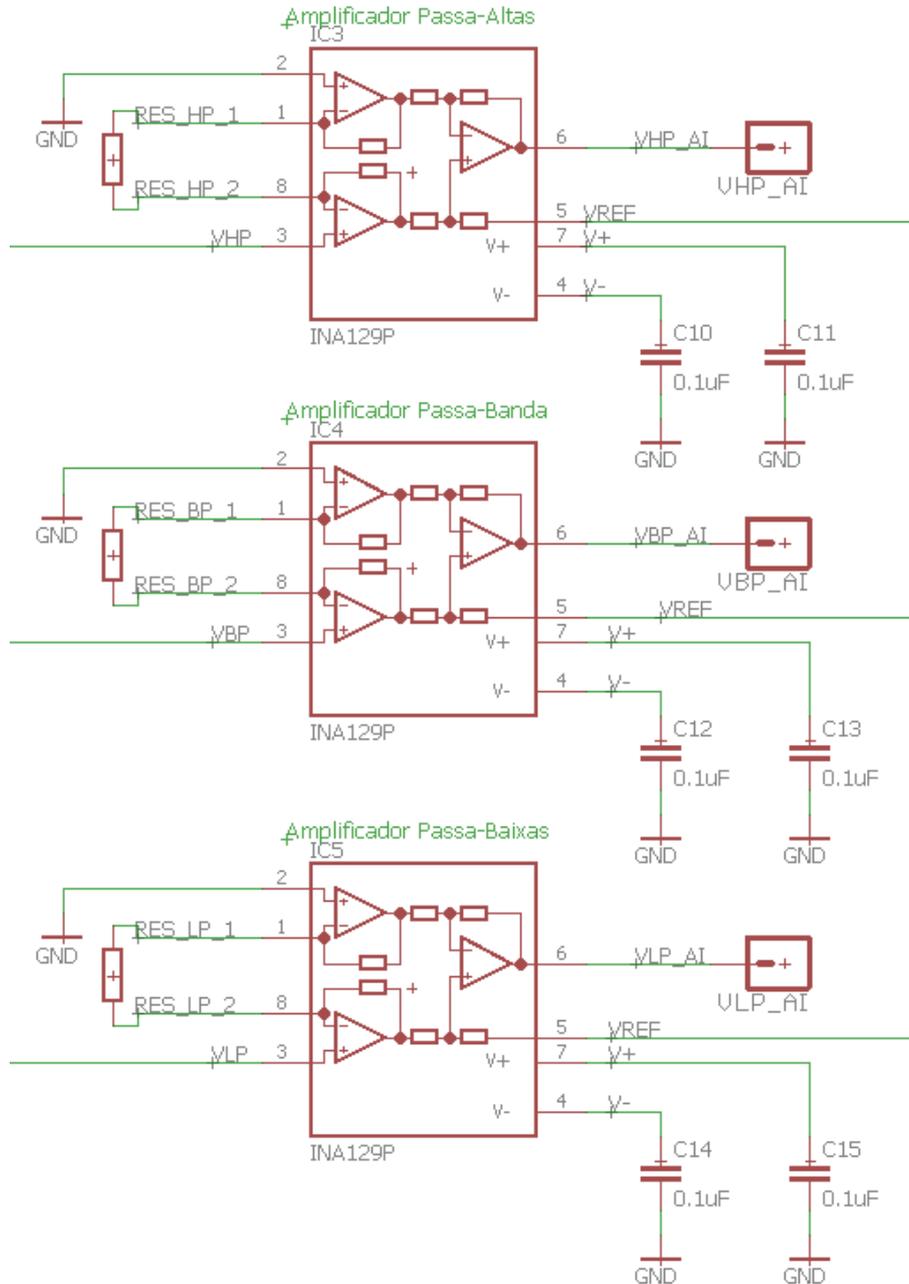


Figura 3.32: Esquemático do segundo estágio de amplificação.

Para os resistores de controle de frequência (RES_F1 e RES_F2) e ganho dos amplificadores (RES_PRE, RES_HP, RES_BP e RES_LP) foi configurada uma montagem que possibilitasse a inserção de diversos valores de resistências na placa. A figura 3.33 mostra essa configuração para dois dos seis potenciômetros digitais montados dessa forma.

O IC9 (MCP4261-104E) é composto por dois potenciômetros digitais controlados por uma interface SPI. Foram adicionadas ainda as resistências opcionais RS e RP em série e/ou paralelo, possibilitando o aumento da resistência equivalente ou seu ajuste fino, respectivamente. A pinagem do CI permite ainda que o mesmo seja substituído por potenciômetros analógicos e, para a não utilização de alguma dessas resistências, basta substituir as em série por um curto-circuito e as em paralelo por circuito aberto.

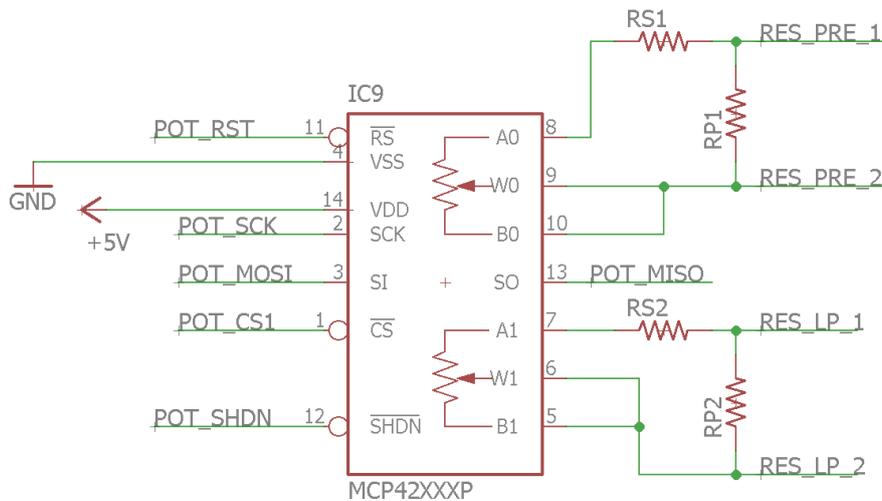


Figura 3.33: Esquemático de um dos potenciômetros digitais.

A figura 3.34 mostra as conexões feitas para as baterias fornecerem alimentação simétrica regulada ($\pm 6,4$ V) ao circuito. As figuras 3.35 e 3.36 mostram essa montagem no EAGLE e a figura 3.37 apresenta como é gerada a tensão regulada (+5 V) que alimenta o *Launchpad* e os potenciômetros digitais. As baterias são ligadas aos conectores BAT1 e BAT2 e aos capacitores de alimentação C1 e C2. Há também um pino de acesso ao terra (GND). Os ± 9 V serão regulados em $\pm 6,4$ V (ou outra tensão ajustada) para alimentação dos amplificadores e filtros e +5 V para alimentação do *Launchpad* e dos potenciômetros digitais. Usando como referência a recomendação do *datasheet* do TPS7301QP [36], o circuito para gerar as tensões é o mesmo, com a alteração apenas dos resistores que definem a tensão de saída (R3, R6 e R9) e as referências para a tensão negativa. Para o ajuste das tensões de saída, foram colocados potenciômetros em série (POT1, POT2 e POT3).

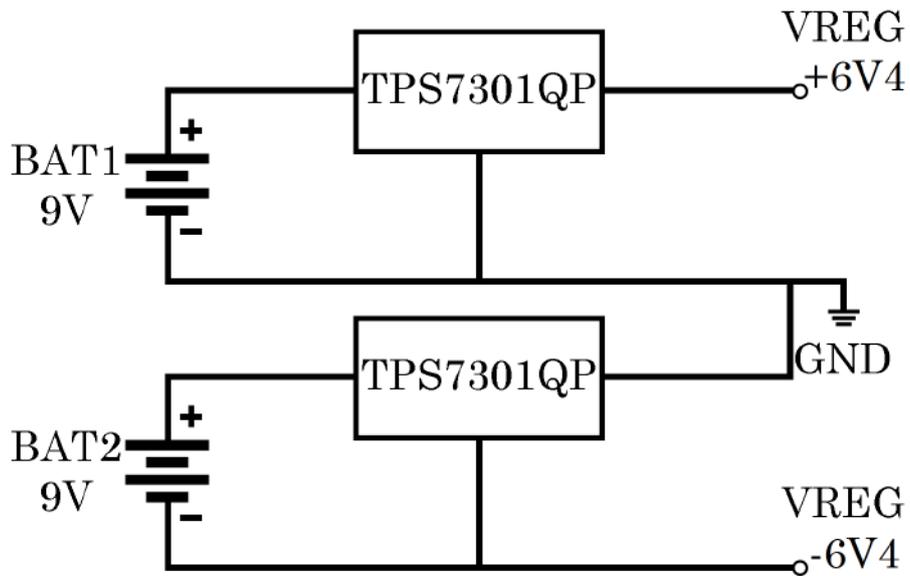


Figura 3.34: Esquemático da regulação de tensão para fornecer alimentação simétrica ao circuito.

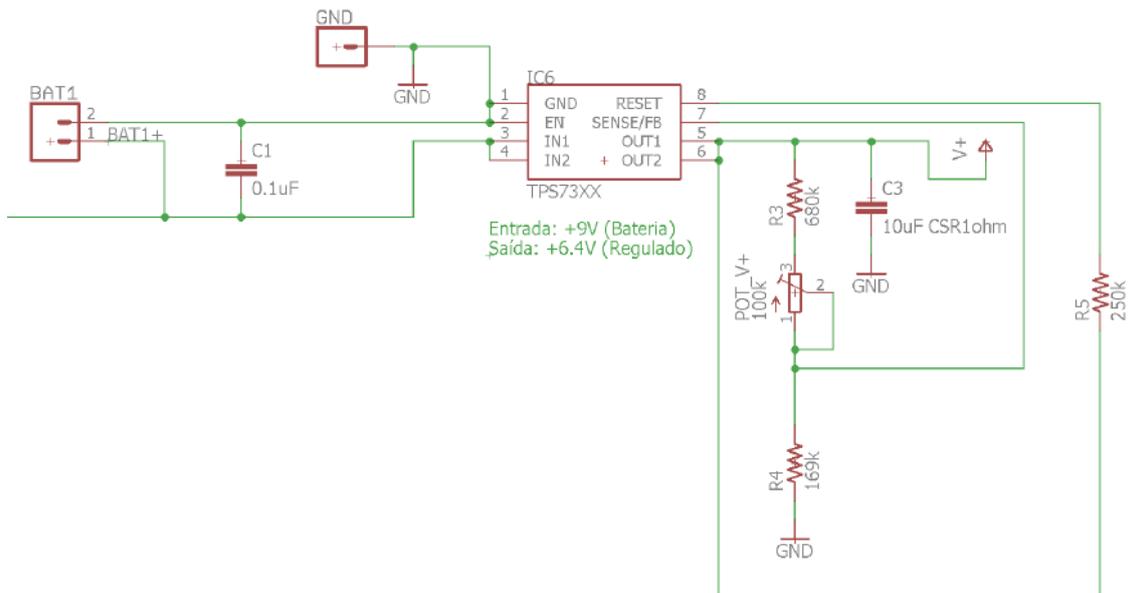


Figura 3.35: Esquemático da regulação de tensão para +6,4 VDC.

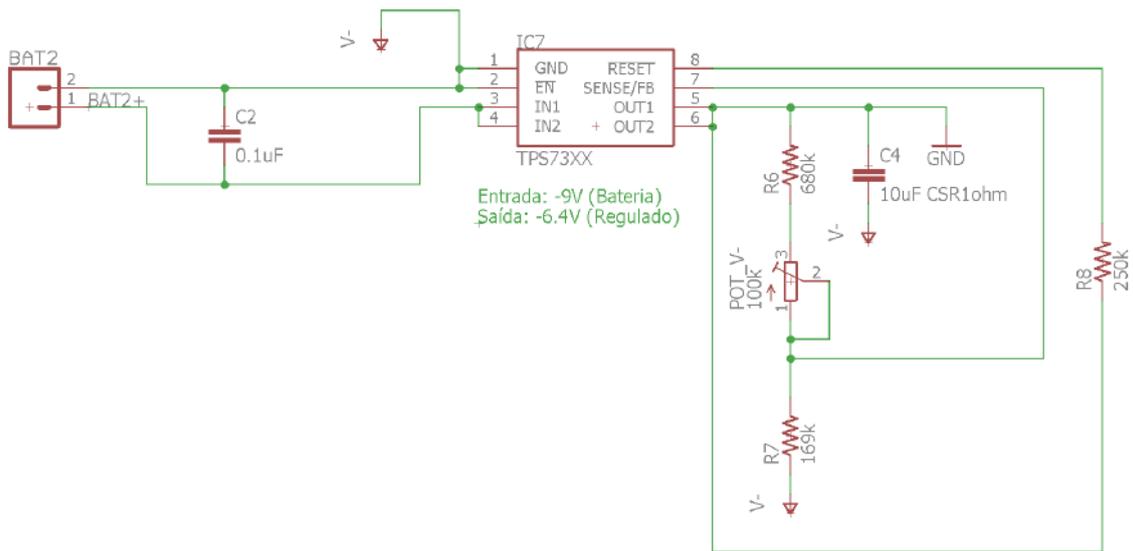


Figura 3.36: Esquemático da regulação de tensão para -6,4 VDC.

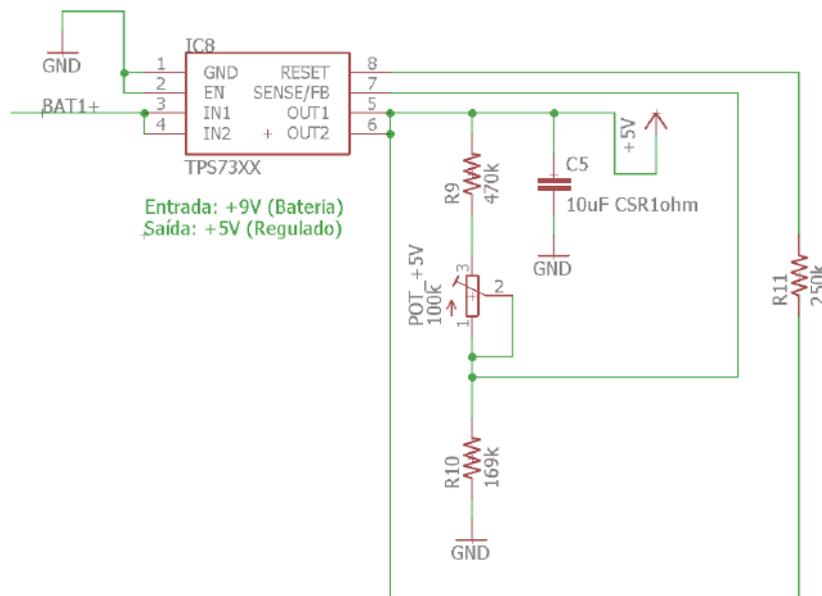


Figura 3.37: Esquemático da regulação de tensão para +5 VDC.

Observação: O valor de 6,4 V para tensão regulada é um dos recomendados no *datasheet* do CI TPS7301QP [36]. Como foi inserido um potenciômetro em série com uma das resistências de ajuste, puderam-se atribuir outros valores para a tensão regulada na saída. Nos testes com o protótipo, por exemplo, escolheu-se 7 V, respeitando os limites das alimentações dos CIs.

A figura 3.38 apresenta os conectores de comunicação com o *Launchpad*, J1 e J2 e com o cartão SD/ μ SD, J3. Neles estão descritos os pinos usados na comunicação com o cartão de memória, com os potenciômetros digitais e as entradas analógicas.

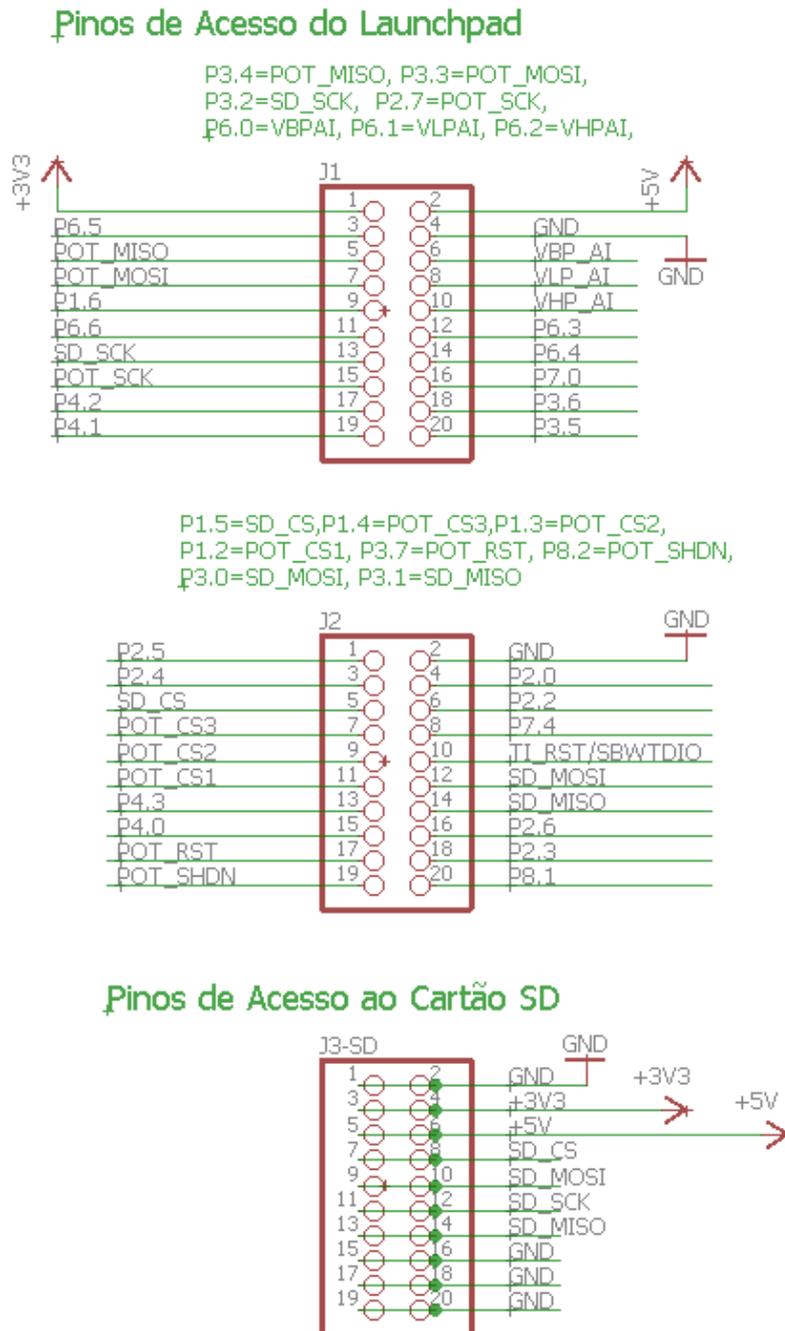


Figura 3.38: Conectores para encaixe com Launchpad (J1, J2) e cartão SD/ μ SD (J3).

3.4.2.3 Disposição dos Componentes

A placa a ser construída é gerada a partir das conexões feitas no esquemático. Para que cada componente ocupe seu devido espaço e seja adequadamente soldado, seu modelo específico deve ser escolhido.

O EAGLE auxilia na escolha dos componentes, contendo, inclusive, um *link* direto com uma loja *online*, disponível somente nos Estados Unidos. Para ter acesso a essa funcionalidade, o computador utilizado no projeto teve suas configurações de região alteradas. O *software* ainda disponibiliza outros modos de geração de listas de materiais para compras, também chamadas de BOM (*Bill of Materials*).

A lista de materiais do protótipo é composta por:

Tabela 3.5: Lista de compras para o protótipo. Adaptação da BOM gerada pelo EAGLE.

Qtd	Descrição	Especificação
3	Bloco de terminais fixos	2 pinos
8	Conector <i>board-board</i>	1 pino
3	Conector <i>board-board</i>	2x10 pinos
2	Resistor de filme metálico	47 k Ω , 250 mW, 250 V, 1 %
2	Resistor de filme metálico	100 k Ω , 250 mW, 250 V, 1 %
3	Resistor de filme metálico	169 k Ω , 250 mW, 250 V, 1 %
3	Resistor de filme metálico	250 k Ω , 250 mW, 250 V, 1 %
1	Resistor de filme metálico	470 k Ω , 250 mW, 250 V, 1 %
2	Resistor de filme metálico	680 k Ω , 250 mW, 250 V, 1 %
5	Potenciômetro multivoltas, <i>trimmer</i>	100 k Ω , 10 %
3	Capacitor de tântalo	10 μ F, CSR 2,5 Ω , 25 V
12	Capacitor de cerâmica	0,1 μ F, 50 V
4	Amplificador de instrumentação	INA129P, DIP8
1	Filtro ativo universal	UAF42AP, DIP14
3	Regulador de tensão	TPS7301QP, DIP8
3	Potenciômetro digital	MCP4261-104E/P, 2x100k Ω , DIP14

Observação: Na execução da compra, os resistores de $169\text{ k}\Omega$ e $250\text{ k}\Omega$ não foram encontrados, sendo substituídos pelos de $150\text{ k}\Omega$ e $270\text{ k}\Omega$, respectivamente. Como os resistores de $169\text{ k}\Omega$ fazem parte do divisor resistivo da alimentação, que é ajustado por um potenciômetro, e o de $250\text{ k}\Omega$ apenas limita a corrente do RESET do CI regulador, não houve impacto direto no circuito.

Observação: Para facilitar a troca, caso necessário, todos os CIs da placa foram colocados sobre soquetes.

Revisado cada componente escolhido, pôde-se fazer sua disposição na placa. **A figura 3.39 apresenta a placa de circuito impresso projetada para o protótipo do *data logger*.**

Pensando em uma montagem longitudinal que facilitasse a inserção do protótipo em um tubo cilíndrico, para que pudesse ser submergido, disponibiliza-se o conector com o hidrofone e as pontas de teste logo na primeira porção inferior da placa, deixando espaço livre para seu manuseio.

Logo acima, os conectores J1 e J2, para encaixe com o *Launchpad*, e a parte de condicionamento do circuito: Os CIs dos amplificadores de instrumentação e o UAF42, responsável pela filtragem. Veem-se ainda os capacitores de cada CI juntos aos mesmos e os resistores R1 e R2, do divisor de tensão que gera referência para os amplificadores do segundo estágio.

Não mais sob o *Launchpad*, foram colocados os resistores e potenciômetros responsáveis pelos ajustes dos ganhos e frequência de corte.

A última parte da placa abriga o conector para o cartão de memória, os CIs de regulação de tensão, seus resistores e potenciômetros de ajuste e os conectores das baterias. POT_G e POT_Q são potenciômetros de ajuste do UAF42 que não podem estar embaixo do *Launchpad*, onde o UAF42 se encontra. POT_V+, POT_V- e POT_+5V fazem o ajuste fino da tensão regulada de alimentação.

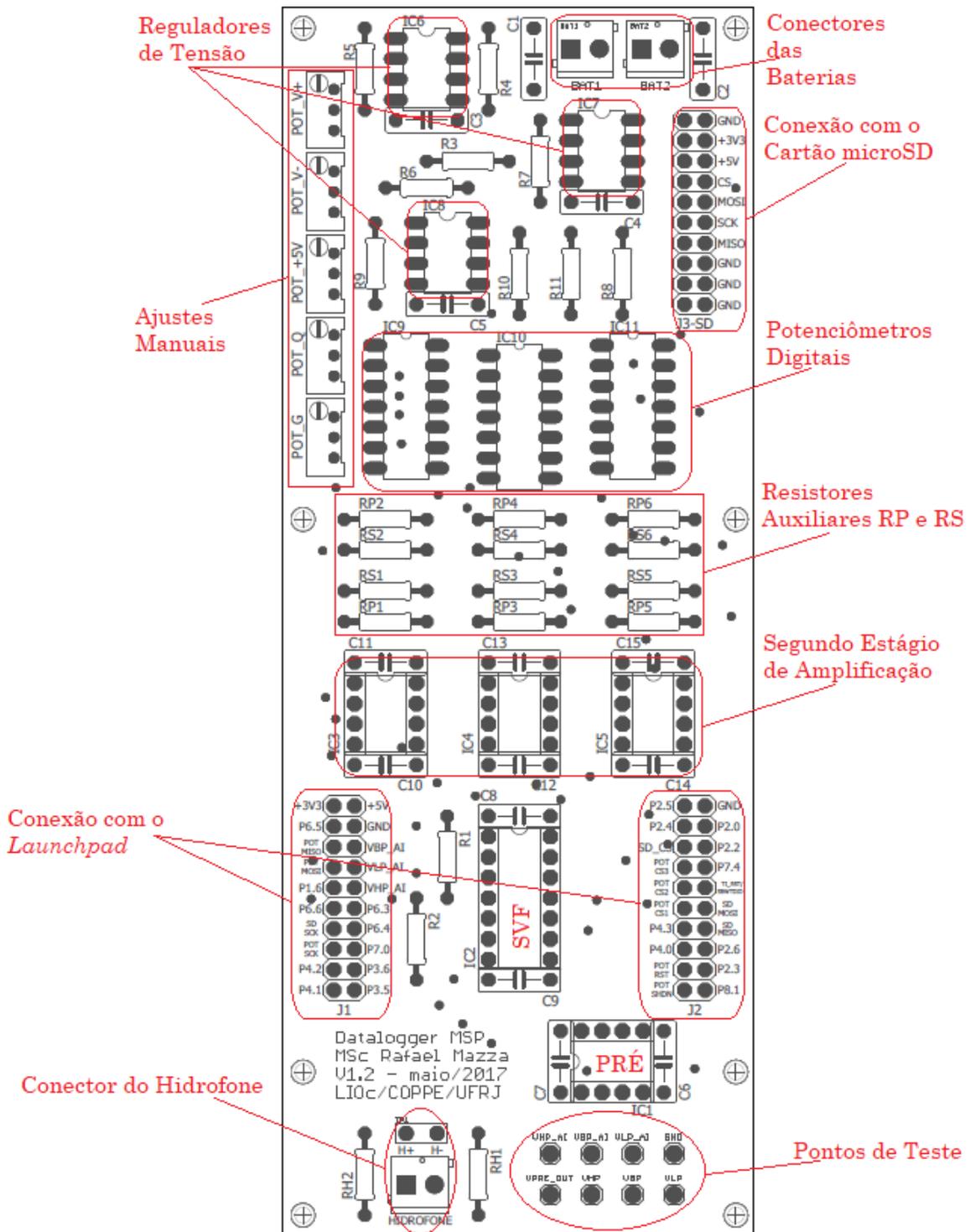


Figura 3.39: Projeto da placa de circuito impresso: Disposição dos componentes.

Para ter como referência o projeto, nome do autor e data de criação da PCI, foi gravado no espaço disponível a inscrição da figura 3.40.

```
Datalogger MSP
MSc Rafael Mazza
V1.2 - maio/2017
LIOc/COPPE/UFRJ
```

Figura 3.40: Gravação dos dados do projeto na PCI.

3.4.2.4 Roteamento

Dispostos os componentes na placa, o próximo passo é o roteamento das trilhas que irão fazer as conexões elétricas do circuito.

O EAGLE é capaz de automatizar grande parte desse processo. Para isso, é necessário determinar as chamadas “*Design Rules*”, as regras que delimitarão o algoritmo usado para encontrar os melhores caminhos para as trilhas.

A partir de contato com fabricantes de placas de circuito impresso, foram analisados os valores geralmente utilizados e escolhidos os deste projeto. São eles:

- Largura das trilhas de alimentação: 20 mil (0,5080 mm);
- Largura das trilhas para sinais: 16 mil (0,4064 mm);
- Largura mínima da trilha: 16 mil (0,4064 mm) - Utilizada no plano de terra;
- Distância entre trilhas, pads e vias (conexões entre as camadas): 12 mil (0,3048 mm);
- Largura mínima para os furos: 16 mil (0,4064 mm);

Para os parâmetros não apresentados aqui, foram usados os valores padrão (*default*) do EAGLE.

A versão do EAGLE gratuita para estudantes possibilita a utilização de 160 cm^2 de área e até duas camadas na placa. Optou-se por usar ambas, sendo a camada superior com as principais ligações e a inferior com as ligações complementares e um plano de terra, que consiste em conectar toda a superfície livre da camada à referência de terra, minimizando interferências eletromagnéticas no circuito [42].

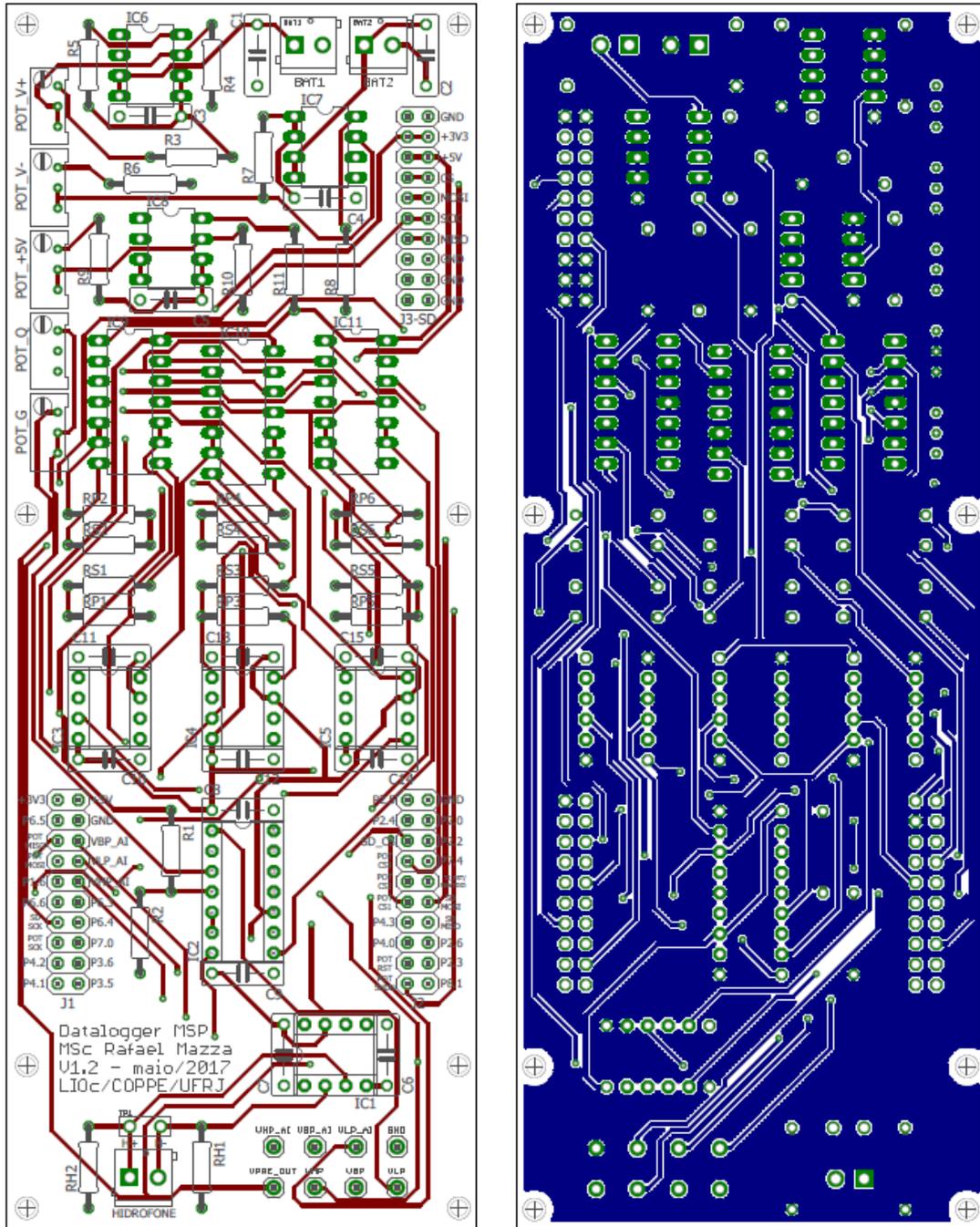
Definidas as regras de configuração, o EAGLE produz diversas possibilidades de roteamento da placa, nem sempre sendo totalmente capaz de concluí-lo. Escolher a melhor opção consistiu em analisar o caminho mais coerente dentre os oferecidos e o menor número de vias (conexões entre as camadas). A partir daí, as trilhas foram todas checadas e, quando necessário, rearrumadas para que todas as conexões fossem estabelecidas pelo menor caminho possível, porém usando da superfície livre da placa para evitar trilhas desnecessariamente próximas.

A figura 3.41 apresenta a camada superior da placa, com as principais conexões, e a inferior, com as conexões auxiliares e o plano de terra.

3.4.2.5 Construção da Placa

De posse do *layout* completo da placa, são gerados os chamados arquivos Gerber, que contêm o mapeamento das camadas de solda, furos e serigrafia.

Antes de serem enviados para confecção, os arquivos Gerber foram conferidos visualmente com a versão gratuita do *software* ViewMate, da empresa Pentalogix [43], e testados por uma ferramenta *online* gratuita, o *Free PCB File Check* (ou FreeDFM - *Design for Manufacturability*), da empresa Advanced Circuits/4PCB [44].

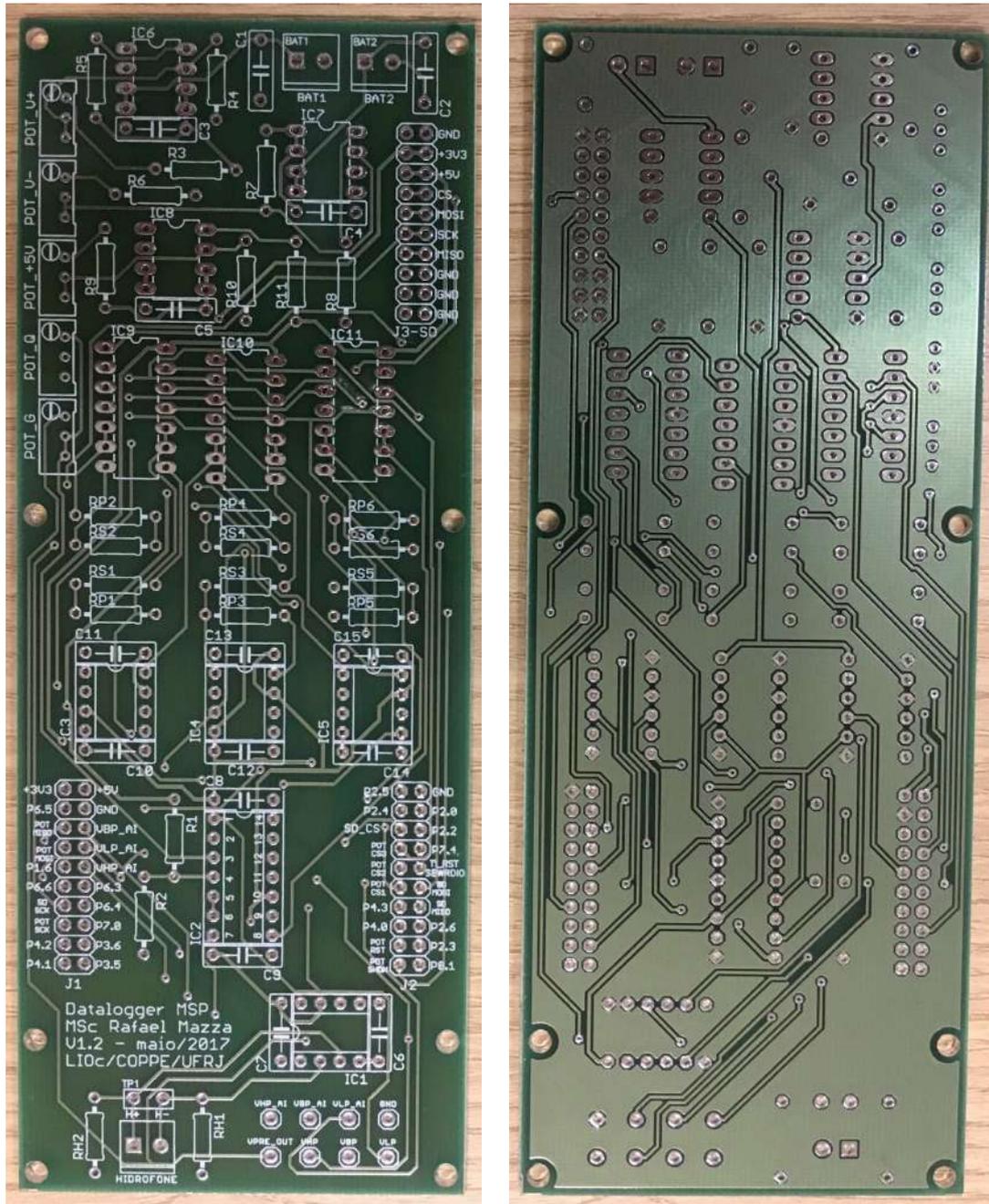


(a)

(b)

Figura 3.41: Projeto da placa de circuito impresso: Conexões das camadas superior (a) e inferior (b).

Não havendo erros, esses arquivos foram então enviados à empresa Tec-Ci [45], escolhida pelo orçamento de menor custo em prazo razoável (confeção mínima de 5 placas em 10 dias úteis, após confirmação do pagamento). A figura 3.42 apresenta a placa pronta sem os componentes.



(a)

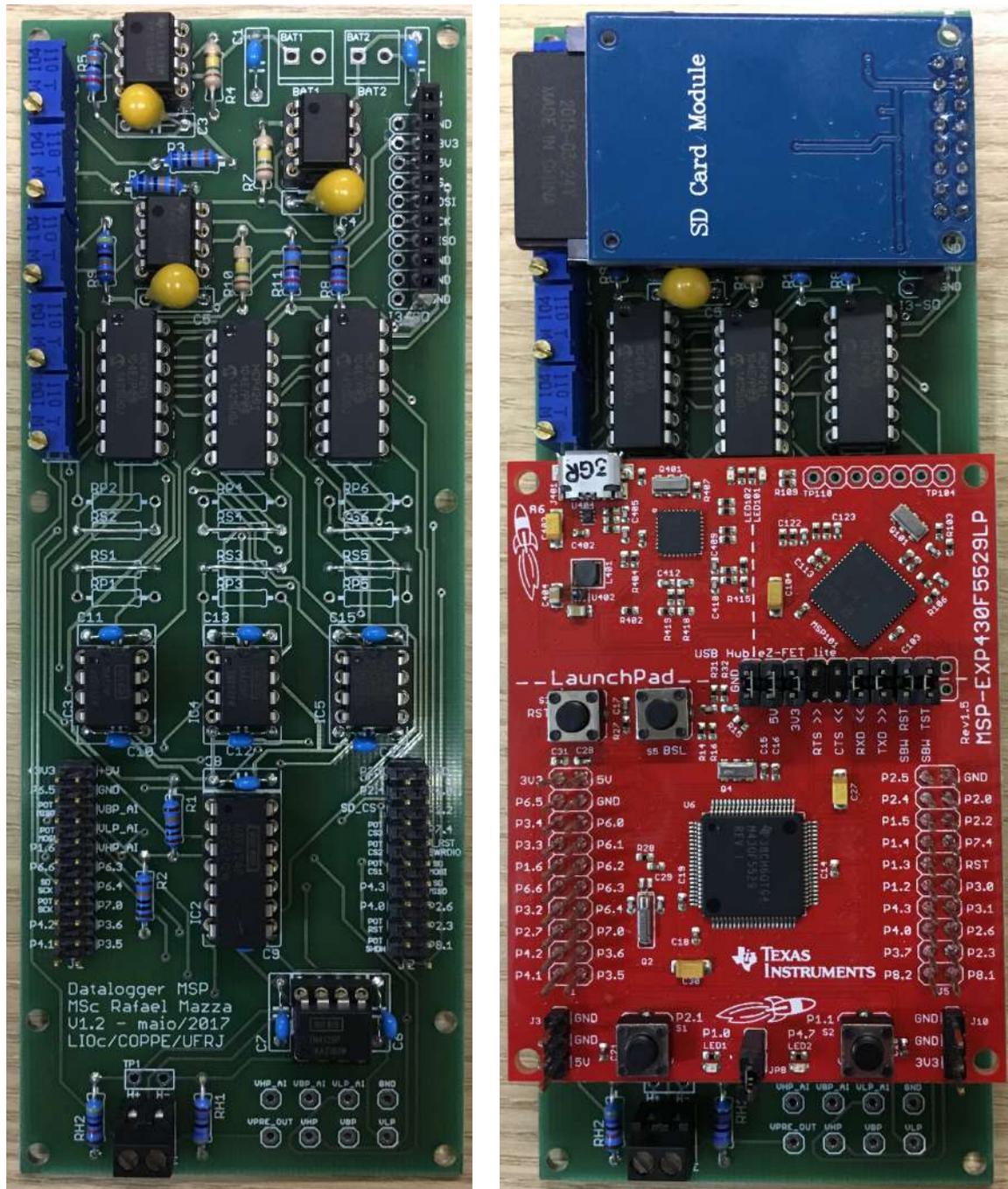
(b)

Figura 3.42: Placa de circuito impresso sem os componentes, frente (a) e verso (b).

3.4.2.6 Protótipo Pronto

Após projeto do circuito, desenho do esquemático, escolha e compra dos exatos componentes do circuito, disposição dos mesmos na área definida para a placa, roteamento das duas camadas que conectam os componentes, fabricação da PCI e

soldagem dos componentes, a figura 3.43 apresenta a placa principal do protótipo e sua versão completa, com o *Launchpad* F5529 e o módulo do cartão de memória anexados.



(a)

(b)

Figura 3.43: Placa de circuito impresso pronta, com os componentes (a) e protótipo completo (b).

3.4.3 Custos

Um dos objetivos da construção do *data logger* autônomo é que seu custo final seja consideravelmente inferior ao encontrado no mercado.

Infelizmente, a maioria dos componentes eletrônicos utilizados necessitam de importação, gerando gastos com impostos e transporte internacional dos materiais. Em contrapartida, a Texas Instruments, por exemplo, oferta promoções de frete grátis internacional diversas vezes ao longo do ano e não cobrou impostos em qualquer das compras feitas por pessoa física (PF), somente o IOF referente à compra internacional via cartão de crédito.

A tabela 3.6 apresenta os custos considerados na montagem de uma unidade do protótipo, destacando as compras nas lojas *online* da Texas Instruments e Mouser.

Tabela 3.6: Custos considerados na montagem do protótipo.

Compra	Preço (U\$)	Preço (R\$)	Observação
Nacional	-	39,67	(2x)Placa para cartão SD
TI 1	38,97	130,16	(3x)Launchpad MSP430F5529
TI 2	58,88	217,87	(4x)INA129P, (1x)UAF42AP
TI 3	17,40	56,20	(6x)TPS7301QP
Frete TI 3	6,99	22,29	
Mouser	72,02	232,89	Componentes diversos
Frete Mouser	35,00	113,18	(resistores, capacitores, etc.)
Impostos Mouser	-	282,14	
Confecção PCI	-	350,00	Fabricação nacional,
Frete PCI	-	33,00	pedido mínimo de 5 placas.
Total		1477,40	

Ressalta-se que os custos da tabela 3.6 não são todos os custos do projeto. Não foram considerados, por exemplo, os seguintes:

- Pessoal envolvido (salários e bolsas);
- Equipamentos auxiliares de medição;
- Custo de funcionamento do laboratório;
- Hidrofone (£ 700,00 - aproximadamente R\$ 2.800,00, sem impostos ou custos de transporte.);
- Ferramentas ou componentes já existentes no laboratório (e.g. baterias, cartões de memória);
- Conectores submarinos, vasos de pressão.

Vale observar que, dos R\$ 1477,40 investidos na compra dos materiais da tabela 3.6, R\$ 450,61, ou seja, 30,5 % do total, estão em impostos, fretes e taxas. Apesar desse valor ser parcial, já que não foram considerados todos os custos, ao somá-lo ao preço médio de um hidrofone (R\$ 5 mil) e compará-lo com o preço comercial de um sistema importado de aquisição de dados para hidrofones de R\$ 30 mil (IcListen HF SB2-ETH, cotado em maio de 2015 - U\$ 10.185,00, sem custos de importação), conclui-se que conseguir projetar e construir um equipamento que pode custar cerca de cinco vezes menos mostra que é possível se obter um produto nacional que mereça ser fabricado futuramente.

3.4.4 Programação

No LIOc, o microcontrolador MSP430 é programado em linguagem C, utilizando um dos principais ambientes de desenvolvimento (IDE - *Integrated Development Environment*) recomendados pela Texas Instruments, o Code Composer Studio (CCS). Essas escolhas estão justificadas no projeto de graduação do autor deste trabalho [1].

O código executado no protótipo foi elaborado com base no fluxograma descrito na seção 3.3, capacitando o microcontrolador para fazer a aquisição de sinais analógicos, digitalizá-los e armazená-los no cartão de memória.

Os parâmetros da aquisição são fornecidos por meio de um arquivo de configuração e delimitam o funcionamento do sistema. O padrão do arquivo de configuração está especificado no apêndice B.

As rotinas em C executadas no protótipo deste trabalho foram escritas pelo aluno William Barbosa de Macedo, da Engenharia Eletrônica e de Computação da UFRJ, como pesquisa de iniciação científica no LIOc.

Da mesma forma que todo o projeto, a programação visa modularidade, escalabilidade e versatilidade, ou seja, o sistema deve ser capaz de funcionar tanto de maneira parcial quanto completa, ser expansível e capacitado para melhorias e adaptações futuras.

A estrutura do código é formada pelo arquivo principal (`main.c`) e os auxiliares (`funcoes.c`, `funcoes.h`, `adc.c` e `adc.h`), além das bibliotecas próprias do MSP430, inerentes ao Code Composer Studio. **As funções executadas possuem o mesmo nome no fluxograma e estão devidamente comentadas, possibilitando seu entendimento ao longo da leitura do código, apresentado no apêndice C.**

Concluída toda a estrutura de *hardware* e *software* do sistema de aquisição de dados, puderam ser feitos os testes com o protótipo construído.

Capítulo 4

Desenvolvimento Prático, Testes e Resultados

Ao longo de todo o desenvolvimento prático, foram utilizados principalmente os seguintes equipamentos:

- Fonte de alimentação de bancada Minipa MPM-3503, dois canais, 30 V - 3 A;
- Chassi National Instruments NI-9188, contendo:
 - Módulo NI-9269 de geração de sinais analógicos;
 - Módulo NI-9205 de aquisição de sinais analógicos;
- Notebook contendo NI Signal Express, *software* de controle e aquisição de dados da National Instruments;
- Osciloscópio Tektronix MDO3014 com gerador de funções e analisador de frequências;
- Multímetro de bancada Fluke 45;
- Multímetro portátil Minipa ET-2652.

As tabelas 4.1 e 4.2 sintetizam todos os testes feitos.

Tabela 4.1: Testes executados, parte 1.

Item	Ensaio	Descrição	Instrumentação	Sinal de Entrada	Parâmetros do Circuito			Medidas	Dados Documentados
					Pré	LP/BP/HP	Frequências de Corte		
4.1	MSP430	Familiarização							
		Conversor A/D							
4.2	Protoboard	microSD	NI 9205	NI 9269 Multi-tone 100 mV 0-100 kHz Passos de 2.5 Hz		Suficiente para não saturar	Suficiente para não saturar	6 kHz e 11.5 kHz	Série temporal de um sinal dente-de-serra de 1 kHz
		Condicionamento							
		Alimentação							
4.4.1	Funcionalidade	Potenciômetros digitais	NI 9205	NI 9269 Multi-tone 100 mV 0-100 kHz Passos de 2.5 Hz		Suficiente para não saturar	Suficiente para não saturar		Todos os medidos
4.4.2	Performance da Placa Condicionadora	Limites Operacionais de Fonte	Fluke 45	Hidrofone		Suficiente para 1 V na saída	Suficiente para 1 V na saída	1 kHz e 10 kHz	Todos os medidos e calculados (Vripple)
4.4.3.3	Ruído (GND)	Caracterização do ruído da placa condicionadora;	NI 9205 e Fluke 45	GND		Mínimo (~1.5)	Mínimo (~1.5)	1 kHz e 10 kHz	valores máximos e mínimos medidos, RTI e RTO
		Aterrar entrada; Medir todos os 7 estágios (Pre, LP, BP, HP, LP_AI, BP_AI, HP_AI); Variar ganhos e medir novamente.							

Tabela 4.2: Testes executados, parte 2.

Item	Ensaio	Descrição	Instrumentação	Parâmetros do Circuito			Medidas	Dados Documentados
				Sinal de Entrada	Pré	LP/BP/HP		
4.4.3.4	THD	Medir senóides nas 3 frequências diferentes (100 Hz, 5 kHz e 50 kHz) com amplitude mínima de entrada;	NI9205	Seno	Melhor do ensaio Ruído (GND)	Melhor do ensaio Ruído (GND)	1 kHz e 10 kHz	Vout do estágio correspondente à frequência
				Amplitude mínima (usando divisor resistivo) (100, 5k, 50k) Hz				
4.4.3.5	Performance da Placa Condicionadora	Colocar senóides com 3 frequências diferentes, dentro das bandas (100 Hz, 5 kHz e 50 kHz); Encontrar mínimo sinal de entrada para SNR > 100 (Vout=10xVin); Encontrar máximo sinal de entrada para saída sem saturação.	NI 9205 e conferir com Fluke 45 (Vrms)	Seno	Melhor do ensaio Ruído (GND)	Melhor do ensaio Ruído (GND)	1 kHz e 10 kHz	Vout para ruído 10x menor que sinal
				Amplitude variável (100, 5k, 50k) Hz				
4.4.3.6	Banda Passante	Resposta em frequência de cada estágio do circuito de condicionamento; Variar ganho com faixas fixas; Variar banda com ganhos fixos;	NI 9205	Multi-tone	Melhor do ensaio Ruído (GND)	Melhor do ensaio Ruído (GND)	1 kHz e 10 kHz	Sinal de Entrada
				Amplitude mínima (usando divisor resistivo) 0-100 kHz Passos de 2,5 Hz				
4.4.4	Performance com MSP			Repetir procedimentos anteriores. Relatar caso haja discrepância considerável ou se não há.				
4.5	IPqM	Aplicar sinal de referência do IPqM. Medir e gravar com MSP430, NI 9205 e sistema de aquisição do IPqM; Comparar NI, MSP430 e IPqM;	MSP430+SD NI 9205 Sistema de medição do IPqM	Sinal do IPqM	Fixo nas bandas passantes (50 V/V)	Fixo nas bandas passantes (3 V/V)	5 kHz e 50 kHz	Série temporal e espectros (somente NI)
				3 frequências: (4, 20 e 60) kHz Pelo menos 1 mV				
								Comparação visual das série temporais do MSP, NI e IPqM Espectros das séries adquiridas

Observação: Todos os testes realizados, exceto quando explicitado o contrário, possuem como entrada os sinais gerados pelo módulo NI-9269 e, como saída, os medidos pelo NI-9205.

4.1 Desenvolvimento Prévio

O projeto de graduação do autor [1] foi o primeiro contato direto do LIOc com o MSP430. Atualmente, o microcontrolador é utilizado também em outros projetos, que demandam suas principais características de baixo consumo, interfaces seriais e leitura de sinais analógicos, tornando-o uma das frentes de desenvolvimento da área de instrumentação do laboratório.

Assim como qualquer microcontrolador, o MSP430 tem memória e capacidade de processamento limitados para executar sua aplicação. Além disso, programar um *hardware* demandou familiarização com a plataforma em si, com as rotinas de interrupção, acesso aos registradores que referenciam as pinagens, protocolos de comunicação, entre outras particularidades.

Após familiarização com os parâmetros do ADC e acesso ao cartão de memória, os primeiros testes foram feitos adquirindo e armazenando sinais de um gerador de funções.

A figura 4.1 apresenta um sinal analógico dente-de-serra de frequência de 1 kHz e amplitude de 3,3 V, originado pelo gerador de funções, digitalizado pelo ADC interno de 12 bits do *Launchpad* MSP430F5529LP, a uma taxa de 87 kSPS, e gravado no cartão de memória microSD.

Na última versão do código do MSP430 utilizado no protótipo, a taxa máxima de aquisição dos dados e gravação no cartão foi de 376 kSPS, superando o mínimo requerido de 200 kSPS.

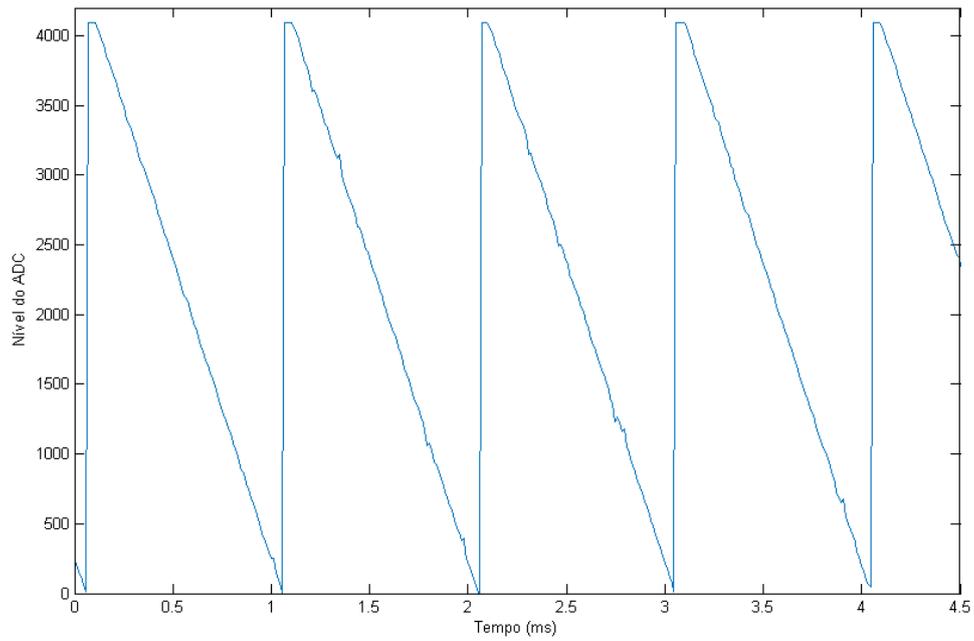


Figura 4.1: Sinal dente-de-serra de 1 kHz amostrado pelo *Launchpad* MSP430F5529LP, a 87 kSPS, em 12 bits e armazenado no cartão microSD.

A figura 4.2 apresenta o *Launchpad* conectado à placa de acesso ao cartão de memória.

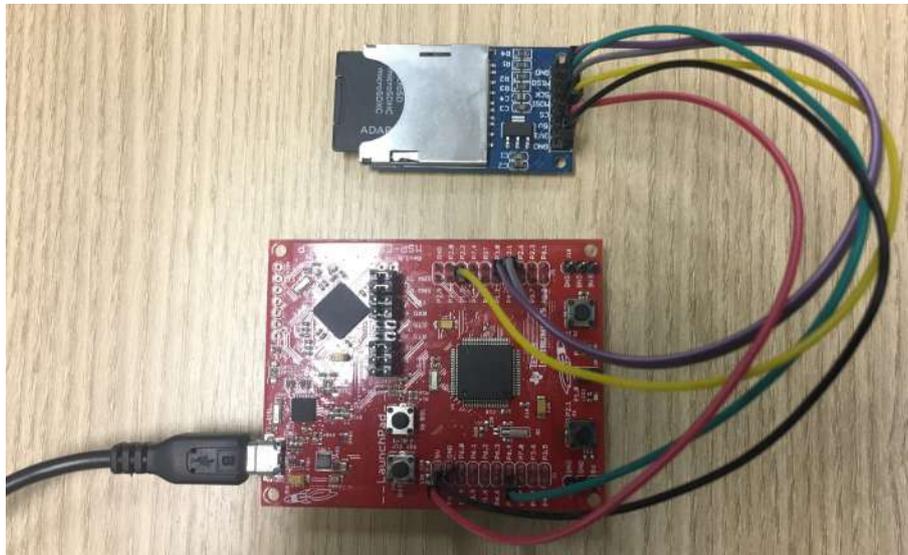


Figura 4.2: *Launchpad* e placa auxiliar para testes de acesso ao ADC e cartão de memória.

4.2 Testes Preliminares em *ProtoBoard*

Em paralelo ao desenvolvimento com o MSP430, foi projetado o circuito de condicionamento, composto pelos amplificadores, filtros e reguladores. Após a definição e compra dos componentes principais, foram feitos os primeiros testes no LIOc, com os CIs montados em uma *protoBoard*.

Na figura 4.3 estão dispostos, da esquerda para direita, o pré-amplificador (INA129), o filtro (UAF42) e os três amplificadores do segundo estágio (também INA129). Os resistores de controle de ganho dos amplificadores são os potenciômetros multivoltas de 10 k Ω . Os de controle de frequência são potenciômetros de 100 k Ω . Nessa montagem, o resistor de fator de qualidade (Q) do UAF42 foi eliminado e o de controle de ganho foi colocado fixo em 50 k Ω (associação de dois resistores de 100 k Ω em paralelo), conforme descrito no *datasheet* do CI [32].

Abaixo e à direita, estão os três reguladores de tensão (TPS7301QP), com os componentes dispostos como no esquemático (figuras 3.35, 3.36 e 3.37). Alimentados por duas fontes simétricas de 9 VDC, os reguladores fornecem aos amplificadores e filtro, ± 7 VDC, e aos potenciômetros digitais (não apresentados nessa montagem), +5 VDC.

Vale ressaltar que, nessa etapa, foi constatado que os reguladores TPS7301QP são demasiadamente sensíveis às tensões de entrada inadequadas e correntes excessivas. Nos testes iniciais, dois CIs foram totalmente inutilizados ao se aplicar uma tensão negativa, pois a concepção inicial do circuito estava errada. Sugere-se, em projetos futuros, a pesquisa de proteções para todo o circuito, relacionadas a esses problemas, comuns principalmente nos testes de bancada.

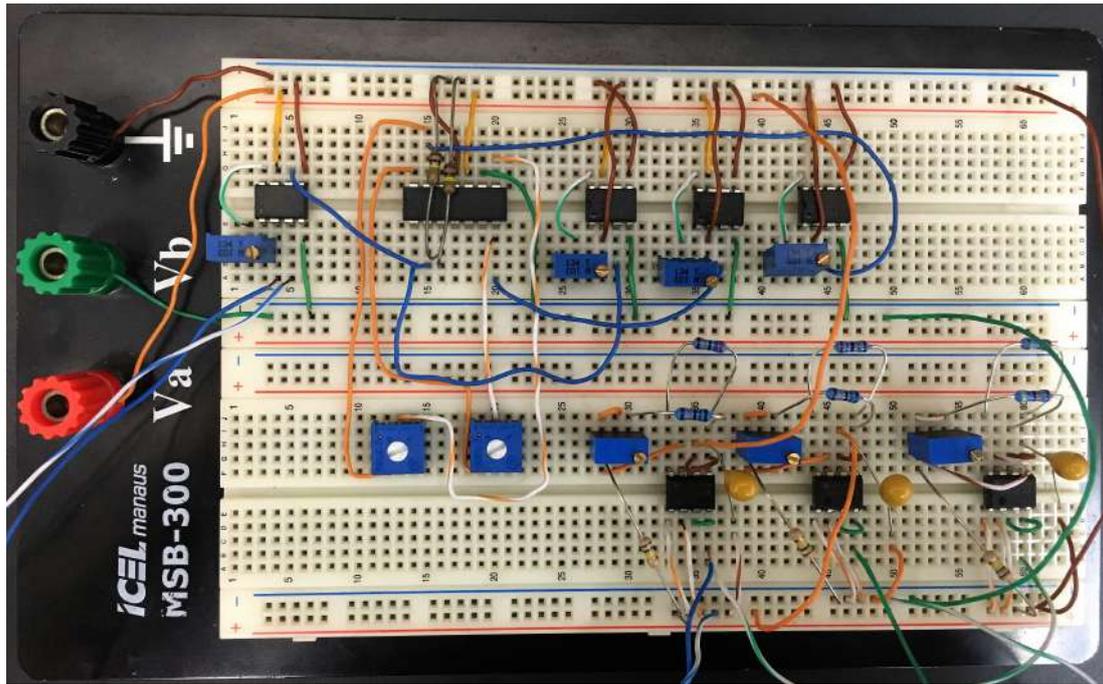


Figura 4.3: Circuito de condicionamento montado na *protoboard*.

O objetivo dessa montagem foi verificar o funcionamento dos CIs e variar as resistências, notando a mudança nos ganhos e na frequência de corte dos filtros. Para tal, foi colocado como entrada um sinal denominado *multi-tone*, que consiste em uma soma de senoides de diversas frequências. Assim, o sinal de entrada possui magnitude constante ao longo da faixa de frequências, permitindo a visualização das influências causadas pelo circuito, em especial os filtros.

Utilizando o módulo de geração de sinais da National Instruments [46], NI-9269, definiu-se o *multi-tone* com amplitude de 50 mV_p (100 mV_{pp}) e frequência variando de forma linear e crescente de 0 a 125 kHz, em intervalos de 2,5 Hz. Para a aquisição dos dados, foi usado o módulo NI-9205, amostrando com fundo de escala de ± 200 mV a ± 10 V, a 250 kSPS e 16 bits. Ambos os módulos são ligados a um chassi de controle, NI-9188, conectados a um computador e configurados pelo *software* Signal Express, também da NI.

4.2.1 Ganhos de Tensão

Os potenciômetros referentes aos ganhos dos amplificadores na *protoboard* foram variados com objetivo apenas de não saturar o sinal de saída, não havendo nenhum outro quesito para escolha dos valores. Após manuseá-los e observar o sinal de saída sem saturação em qualquer das etapas, as tensões e os respectivos resistores de ganho foram medidos.

Para cálculo dos ganhos, a fórmula do INA129 [38], amplificador de instrumentação utilizado, é:

$$A_V^{INA129} = 1 + \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_{gain}} \quad (4.1)$$

Sabendo que o ganho também pode ser calculado pela razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (4.2)$$

Calculou-se o erro entre o valor medido pelas amplitudes de entrada e saída e o valor obtido do cálculo dos resistores:

$$Erro(\%) = \frac{A_V^{medido} - A_V^{calc}}{A_V^{calc}} \cdot 100 \% \quad (4.3)$$

Logo, aplicando os valores:

$$Erro^{PRE} = \frac{11,1-10,0}{11,1} \cdot 100 = 9,9 \% \quad (4.4)$$

$$Erro^{LP} = \frac{5,9-5,3}{5,9} \cdot 100 = 10,2 \% \quad (4.5)$$

$$Erro^{BP} = \frac{17,0-15,6}{17,0} \cdot 100 = 8,2 \% \quad (4.6)$$

$$Erro^{HP} = \frac{6,1-6,7}{6,1} \cdot 100 = -9,3 \% \quad (4.7)$$

Considera-se que os erros próximos de 10 % nessa medição preliminar, na *protoboard*, são aceitáveis para definir que o circuito montado está funcionando conforme esperado.

4.2.2 Banda Passante

As figuras 4.4 e 4.5 apresentam os espectros do sinal *multi-tone* na entrada do circuito e na saída do pré-amplificador, respectivamente.

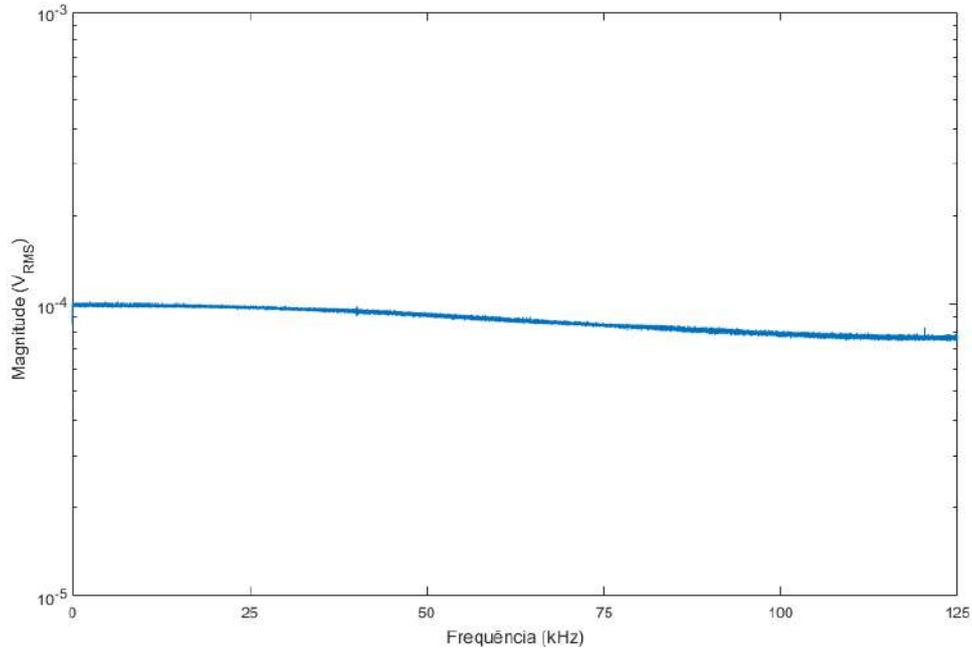


Figura 4.4: Espectro do sinal aplicado na entrada do circuito, com a magnitude representada em escala logarítmica.

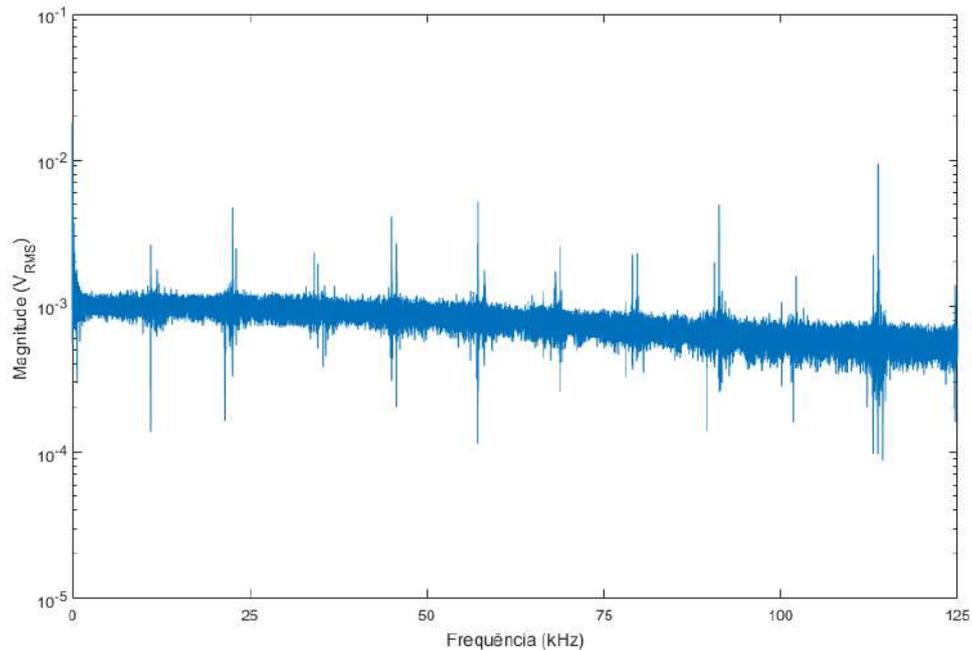


Figura 4.5: Espectro do sinal observado na saída do pré-amplificador, com a magnitude representada em escala logarítmica.

Observa-se imediatamente que há uma grande quantidade de ruído associado ao sinal. Considerando que essa montagem foi feita na *protoboard*, que fios comuns foram usados nas conexões e que **o LIOc está situado em uma área em que há alta atividade de motores de outros laboratórios da COPPE**, os ruídos da rede elétrica, em 60 Hz, seus harmônicos e os de frequência maior (entre aproximadamente 11 kHz e 110 kHz) não são considerados como problemas para essa análise preliminar do funcionamento do circuito. Ainda assim, pode-se observar a magnitude do espectro quase plana na região de interesse e semelhante à entrada, com um ganho de 10 V/V.

A figura 4.6 apresenta o espectro coletado diretamente das três saídas do filtro variável de estado e, para melhor visualização, a figura 4.7 apresenta um *zoom* na região de sobreposição dos filtros, além do eixo das frequências logarítmico.

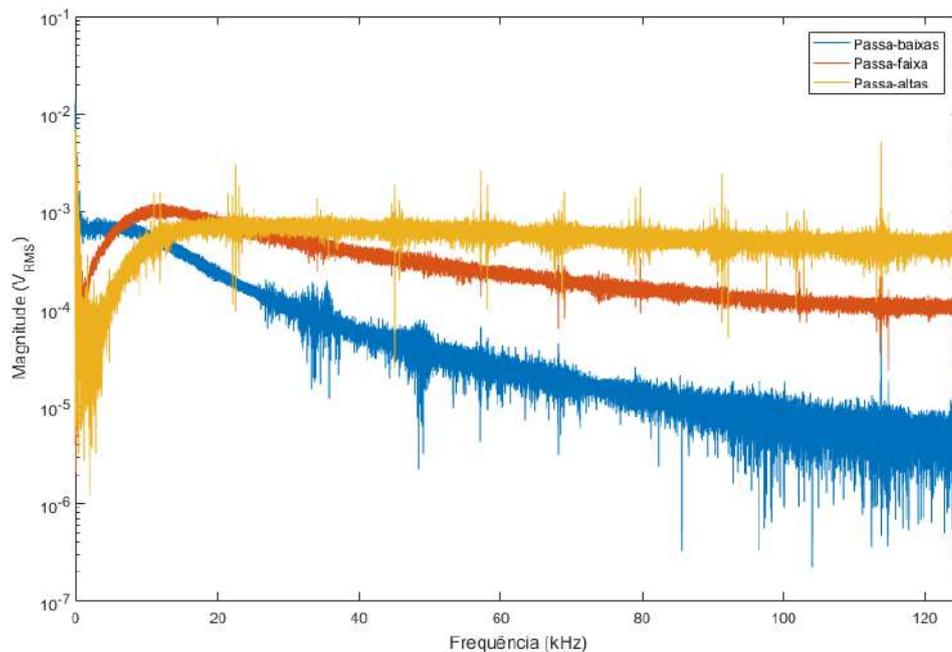


Figura 4.6: Espectro dos sinais observados nas saídas dos filtros, com a magnitude representada em escala logarítmica.

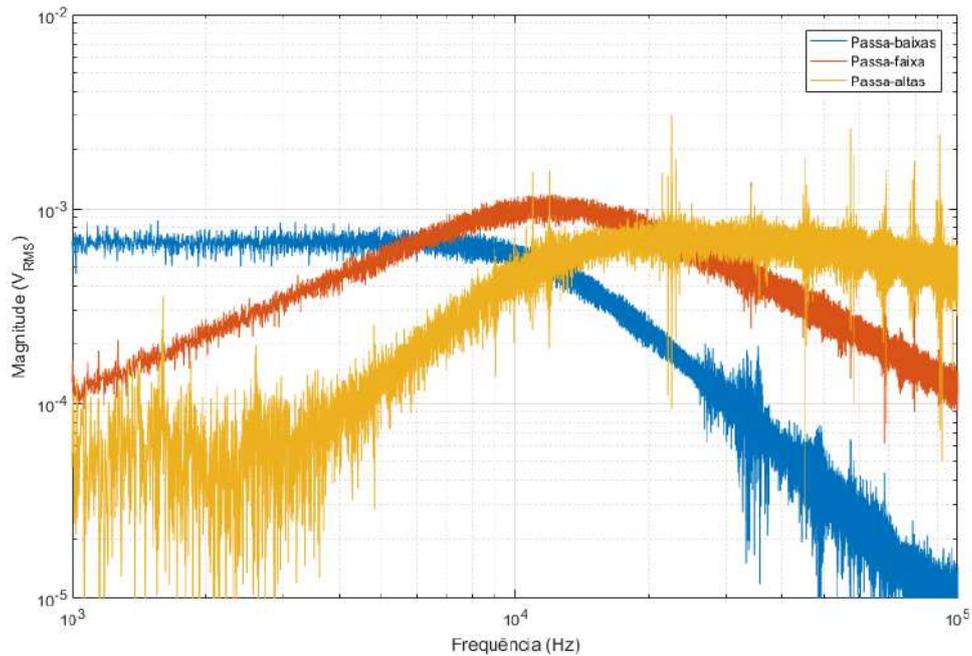


Figura 4.7: Espectro dos sinais na saída do UAF42, com *zoom* nas frequências de corte. Frequência e magnitude representados em escala logarítmica.

Após os testes iniciais com a *protoboard*, o sistema pôde então ser otimizado para montagem em placa de circuito impresso (descrito na seção 3.4), buscando a redução do espaço físico ocupado pelo circuito e diminuição do ruído próprio, levando o projeto uma etapa adiante.

4.3 Calibração dos Hidrofonos

Calibração é, segundo o VIM [22], uma “operação que estabelece, sob condições especificadas, numa primeira etapa, uma relação entre os valores e as incertezas de medição fornecidos por padrões e as indicações correspondentes com as incertezas associadas; numa segunda etapa, utiliza essa informação para estabelecer uma relação visando a obtenção de um resultado de medição a partir duma indicação.” Em resumo, é determinar a correspondência entre um padrão estabelecido de uma determinada grandeza e o valor medido da mesma pelo instrumento a ser calibrado.

Calibrar um hidrofone é obter sua curva de sensibilidade, possibilitando o conhecimento da intensidade do som aplicada ao sensor por meio da tensão elétrica medida em seus terminais ao longo de toda a faixa de frequência especificada.

Uma visita ao Grupo de Sistemas Acústicos Submarinos (GSAS) do IPqM possibilitou a calibração dos hidrofones do LIOc (modelos T49 e T50, ambos da empresa Neptune Sonar) em um tanque de medições acústicas. Conhecendo as propriedades do tanque e como ele altera um sinal de referência emitido por um projetor acústico, a partir do sinal captado pelo hidrofone e adquirido pelo sistema de medição do IPqM, a curva de sensibilidade pode ser gerada.

As figuras 4.8, 4.9 e 4.10 apresentam, respectivamente, o esquema de montagem do hidrofone e do projetor acústico, o hidrofone T50 submerso no tanque e o sistema de calibração do IPqM.

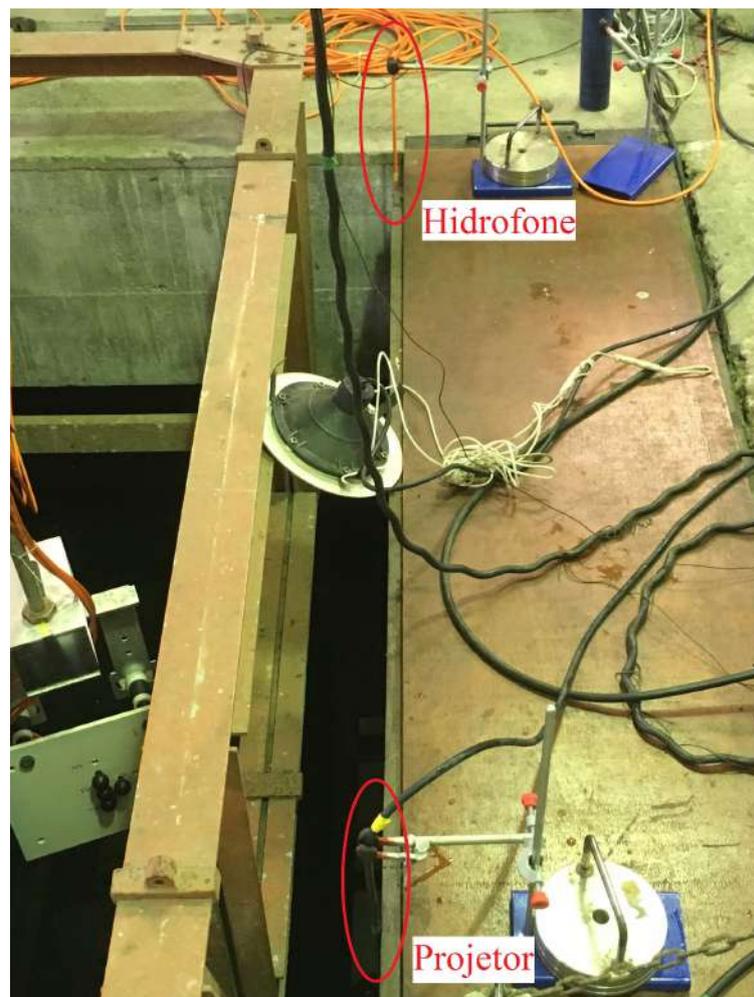


Figura 4.8: Montagem da calibração no tanque do IPqM.

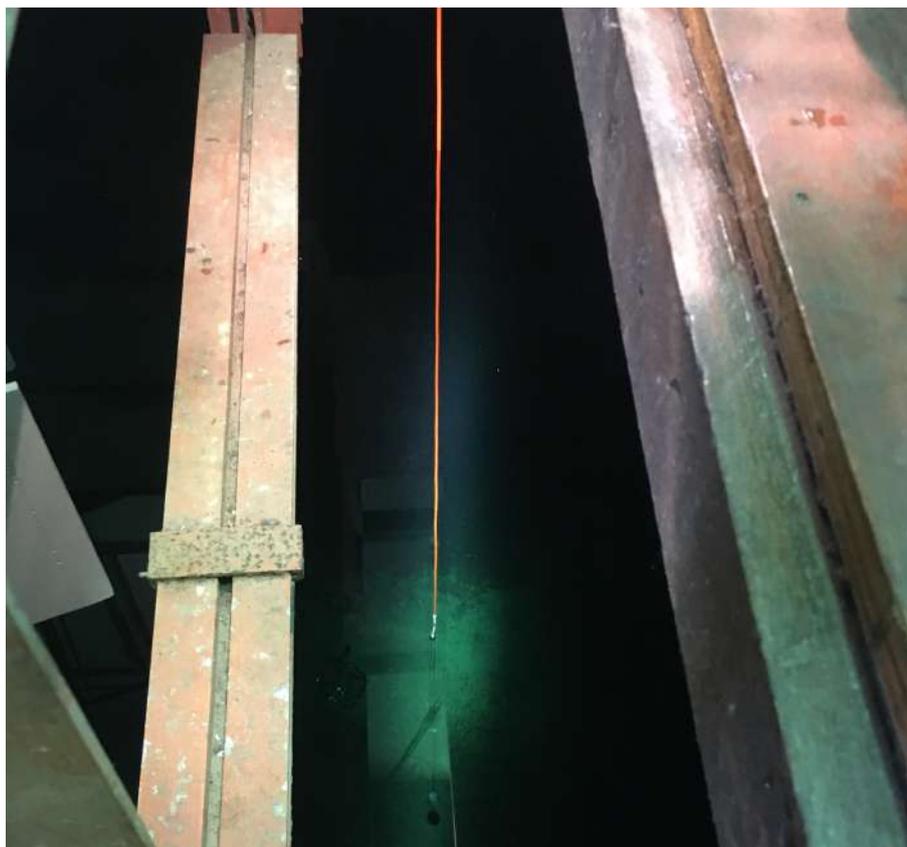


Figura 4.9: Hidrofone T50 na água.

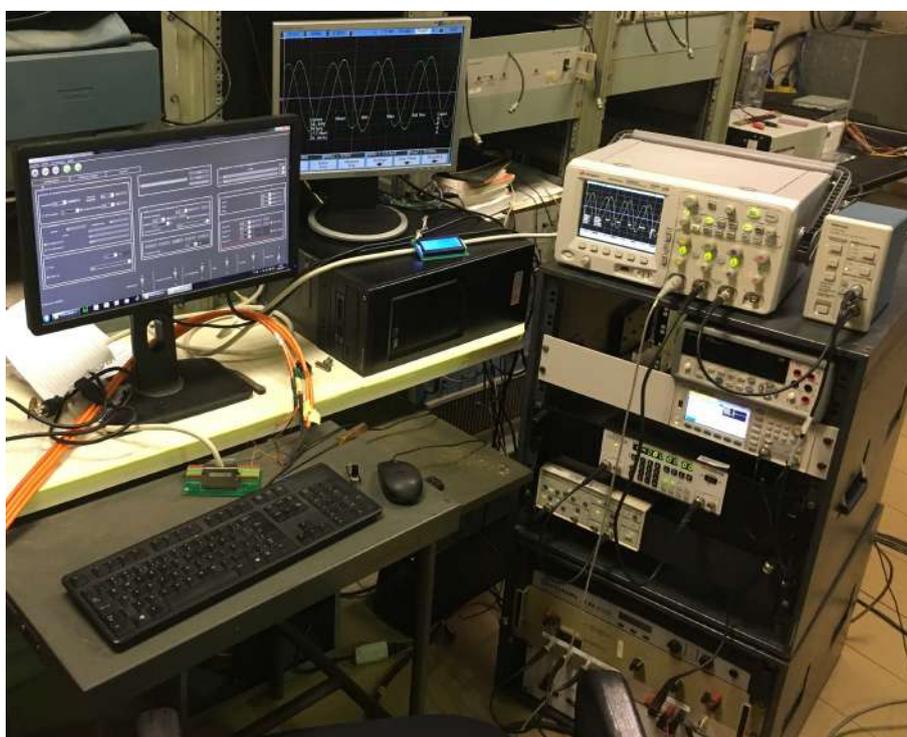


Figura 4.10: Sistema de Calibração do IPqM.

Nas figuras 4.11 e 4.12 são apresentadas as curvas de sensibilidade dos hidrofones T49 (S/N 28553) e T50 (S/N 28550), respectivamente, sendo o T50 utilizado nos testes com o protótipo.

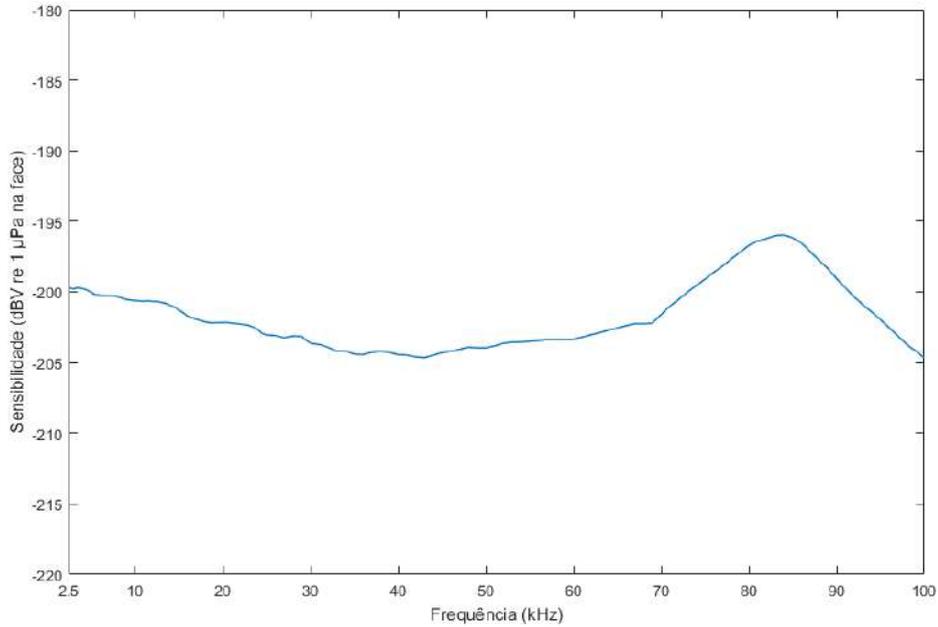


Figura 4.11: Curva de calibração do hidrofone T49 (S/N 28553). Sensibilidade (dBV re 1 μ Pa) por frequência (kHz).

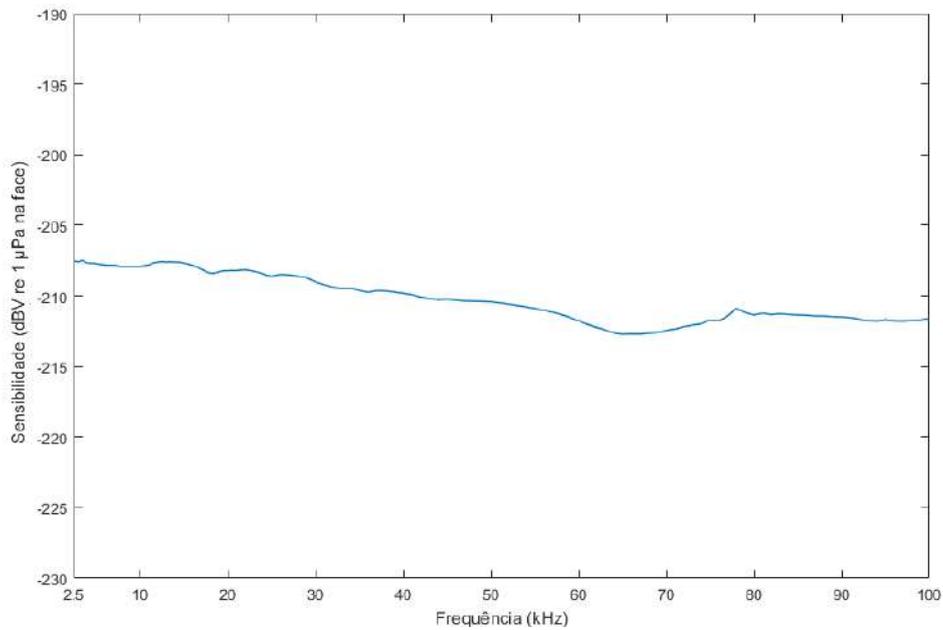


Figura 4.12: Curva de calibração do hidrofone T50 (S/N 28550). Sensibilidade (dBV re 1 μ Pa) por frequência (kHz).

4.4 Protótipo Completo - Versão 1.2

Com o protótipo montado conforme descrito na seção 3.4 e após a realização da calibração dos hidrofones, foram definidos os testes em bancada que validam o funcionamento do sistema.

Para minimizar interferências externas e variações no ambiente de testes, os mesmos foram realizados no LIOc em dias de menor circulação de pessoas e com todos os equipamentos da oficina eletrônica desligados, a não ser os relacionados aos testes. O apêndice D apresenta um *checklist* do roteiro dos principais testes com a placa condicionadora.

Nesta seção é descrito cada teste, seu objetivo principal, metodologia de sua realização e observações pertinentes.

4.4.1 Funcionalidade

Objetivo: Verificar funcionamento pleno do circuito completo, dentro da banda passante, com hidrofone, placa condicionadora, *Launchpad* MSP430 e cartão SD.

Metodologia:

- Alimentar o circuito;
- Verificar qualitativamente o funcionamento geral do sistema.

Primeiramente, só a placa condicionadora foi alimentada pela fonte de bancada, com dois canais independentes configurados para fornecerem 9 VDC cada, sem o *Launchpad* e sem a placa para encaixe do cartão de memória. **Para minimizar problemas causados por possíveis curto-circuitos, a corrente fornecida pela fonte é sempre limitada em 100 mA, suficiente para alimentar o circuito completo e não danificar qualquer componente em caso de mau funcionamento.**

Foi notado que, ao alimentar o circuito somente com o canal negativo da fonte, a mesma acusava curto-circuito. Esse tipo de ocorrência pode danificar permanentemente o circuito caso a alimentação seja por baterias, que não possuem limitadores de corrente ajustáveis como a fonte de bancada.

Após avaliar separadamente qual CI poderia estar causando tal problema, os potenciômetros digitais, responsáveis pela configuração dos ganhos e das frequências de corte, mostraram ser a causa, pois eram os únicos componentes que, quando retirados do circuito, permitiam o funcionamento normal da fonte.

A solução pensada foi colocar resistores de 1 k Ω em série com os potenciômetros (em local previamente pensado, simbolizado por RS nos esquemáticos e na placa), limitando as correntes em sentido reverso que ocasionavam o problema. Porém, ao inserir o *Launchpad* e o cartão de memória no circuito, o problema voltou a aparecer.

Em análise posterior, observou-se também que, dependendo da resistência configurada nos potenciômetros, o circuito todo não funcionava adequadamente, havendo níveis de tensão inesperados nas saídas dos amplificadores e filtros. Concluiu-se que o CI escolhido para os potenciômetros, por ter alimentação de +5 VDC, é inadequado para funcionar operando em conjunto com CIs que trabalham com alimentação simétrica (amplificadores e filtros). **Esses fatores, combinados, impossibilitaram a utilização dos potenciômetros digitais nessa versão do protótipo.**

Felizmente, a pinagem dos potenciômetros digitais permite o encaixe de potenciômetros analógicos em seu lugar. **Portanto, todos os testes realizados utilizam de configuração manual dos ganhos e frequências de corte por potenciômetros analógicos multivoltas.**

Com os potenciômetros analógicos, o circuito apresentou funcionamento esperado, possibilitando o ajuste das tensões reguladas de alimentação, dos ganhos e das frequências de corte. Outra vantagem imediata foi poder variar os parâmetros do circuito em tempo real e de maneira mais simples, facilitando os testes, sem a necessidade de novas rotinas de programação.

Prosseguindo com a análise, ao adicionar o hidrofone ao sistema, seu cabo atua como uma antena, captando uma quantidade considerável de energia, principalmente na frequência de 60 Hz. **Considera-se que esse problema é irrelevante para esse circuito, já que não deve haver tal componente no ambiente marinho.** Portanto, para os testes em que o hidrofone foi utilizado, ajustou-se o ganho dos amplificadores, de maneira que não haja saturação do sinal por interferência externa e os filtros possam atuar adequadamente.

Vale observar também que, nos ensaios sem o *Launchpad*, a referência de 3,3 V gerada por ele e utilizada no segundo estágio de amplificação não está presente, fazendo com que a referência seja o terra (GND). Novamente, isso não influencia no funcionamento geral do circuito.

4.4.2 Limites Operacionais de Fonte

Objetivo: Determinar os valores mínimos e máximos de tensão em que o circuito opera em condições satisfatórias.

Metodologia:

- Aplicar a máxima tensão de alimentação ($V_{BAT\ M\acute{A}XIMO}$) no circuito;
- Medir as tensões V_{DC} e V_{RMS} na saída dos reguladores ($V_{REG(+7)}$, $V_{REG(-7)}$ e $V_{REG(+5)}$);
- Diminuir gradativamente V_{BAT} até que as tensões reguladas sejam alteradas;
- Guardar valores DC e RMS do ponto anterior à alteração da tensão regulada ($V_{BAT\ M\acute{I}NIMO} = V_{REG}$);
- Calcular tensão de *Ripple*;
- Continuar diminuindo V_{BAT} até que o sinal de saída de qualquer estágio seja alterado, caracterizando $V_{BAT\ CR\acute{I}TICO}$.

Seguindo a metodologia descrita, foram medidos os valores DC e RMS das tensões e, em seguida, calculada a tensão de *Ripple*, pela fórmula:

$$V_{Ripple} = \frac{V_{RMS}}{V_{DC}} \quad (4.8)$$

Como o regulador é quem alimenta os outros CIs, a tensão fornecida a todo o circuito não pode ultrapassar seu máximo. Logo, $V_{BAT MÁXIMO} = \pm 10$ VDC.

A tabela 4.3 apresenta os resultados do teste realizado reduzindo-se a tensão de alimentação da fonte até que não haja mais regulação pelo CI.

Observação: Os valores não inseridos referentes ao caso com $V_{BAT CRÍTICO}$ são medidos quando não há mais ação do regulador. Portanto, optou-se por não constarem na tabela o valor RMS (e, conseqüentemente, o *Ripple*) obtidos diretamente da fonte de alimentação de bancada.

Tabela 4.3: Resultados do teste da variação de tensão de alimentação.

		$V_{BAT MÁXIMO}$		$V_{BAT MÍNIMO}$		$V_{BAT CRÍTICO}$	
		(9,9897	-9,9834)			$= V_{REG}$	
DC	$V_{REG}(\pm 7)$	7,0000	-6,9939	7,0233	-7,0399	4,2490	-3,5252
(V)	$V_{REG}(+5)$	4,9820	-	4,9820	-	4,2490	-
RMS	$V_{REG}(\pm 7)$	3,0	1,3	7,5	0,6	-	-
(mV)	$V_{REG}(+5)$	4,2	-	4,2	-	-	-
Ripple	$V_{REG}(\pm 7)$	428,6	185,9	1067,9	85,2	-	-
(μV)	$V_{REG}(+5)$	843,0	-	843,0	-	-	-

Observação: Ao ser necessário medir diversas vezes as tensões de alimentação da placa, notou-se que é interessante que as versões posteriores possuam pontos de teste (TP - *Test Points*) para os mesmos, semelhantes aos criados para os sinais.

Conclui-se, desse teste, que o circuito deverá operar de maneira satisfatória com alimentação de $\pm 7,04V$ até $\pm 10,0V$.

4.4.2.1 Consumo

Com o circuito completo em *stand by* e na condição normal de operação do *Launchpad*, a fonte de alimentação de bancada apresentou os seguintes valores de consumo (tabela 4.4):

Tabela 4.4: Consumo da fonte de alimentação.

	Fonte 1 (Positiva)	Fonte 2 (Negativa)	Consumo Total
	9,01 V	9,01 V	-
<i>Stand By</i>	0,03 A	0,01 A	0,04 A
	0,27 W	0,09 W	0,36 W
	9,01 V	9,01 V	-
Modo Ativo	0,04 A	0,02 A	0,06 A
	0,36	0,18 W	0,54 W

O valor de 0,54 W para consumo em operação é um bom marco alcançado, tendo em vista que um sistema de aquisição completo funcionando com menos de 1 W pode ser considerado de baixo consumo.

Para futuras versões do módulo, é importante focar principalmente na redução do consumo em *stand by*, aumentando a autonomia do sistema.

4.4.3 Performance da Placa Condicionadora

4.4.3.1 Ajuste Inicial das Frequências

Objetivo: Configurar as frequências de corte dos filtros de maneira a atender aos limites escolhidos (1 kHz e 10 kHz).

Metodologia:

- Calcular a frequência central correspondente aos limites;
- Variar os resistores de configuração do UAF42: R_Q , R_G , R_{F1} e R_{F2} ;
- Definir região de atuação dos filtros.

A escolha das frequências foi feita de maneira a dividir os sinais em três décadas e, seguindo as curvas de Wenz [13] e as análises na seção 2.4, notou-se que os sinais abaixo de 1 kHz são predominantemente oriundos de embarcações, entre 1 kHz e 10 kHz são os assobios e sons sociais de animais e, por fim, os acima de 10 kHz são os cliques e sons mais voltados para a orientação.

O CI do filtro variável de estado UAF42 separa o sinal em três faixas de frequência complementares, ou seja, definir as frequências de corte como 1 kHz e 10 kHz significa que o passa-baixas irá cortar no limite inferior, o passa-altas no superior e o passa-banda estará compreendido entre ambos.

Como referência, usou-se o seguinte cálculo da frequência central:

$$f_{central} = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}} = \sqrt{1k \cdot 10k} = 3,162 \text{ kHz} \quad (4.9)$$

que é a média geométrica das frequências de corte escolhidas.

Da mesma forma que com a *protoboard*, saber a banda passante do circuito é uma informação de grande interesse. Utilizando novamente um sinal *multi-tone* como entrada, seu espectro é apresentado na figura 4.13. É possível notar a resposta quase plana e a forte componente ruidosa em aproximadamente 40 kHz.

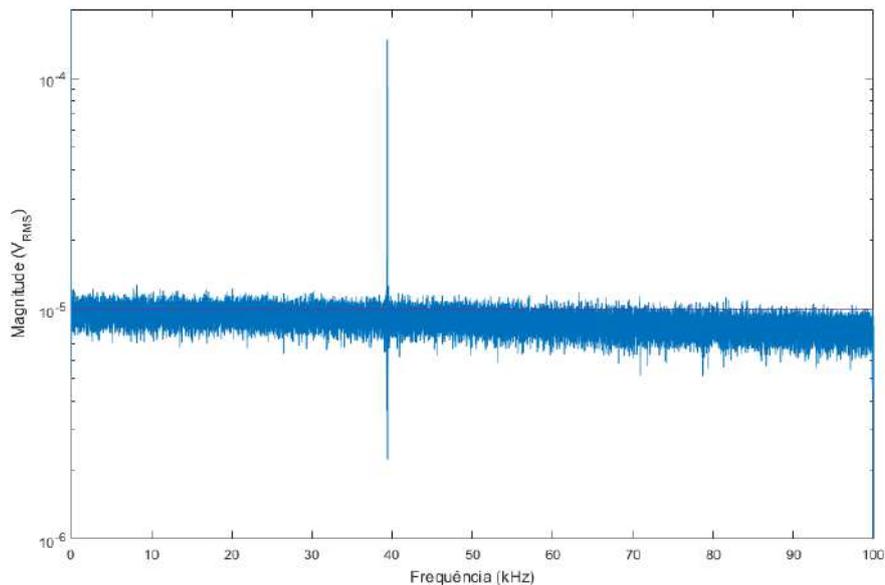


Figura 4.13: Espectro do sinal de entrada do protótipo, com a magnitude representada em escala logarítmica.

Buscando essa frequência central, ganho unitário e fator de qualidade baixo, para que o filtro tenha decaimento suave, os resistores de configuração foram ajustados, originando os espectros apresentados nas figuras 4.14 e 4.15.

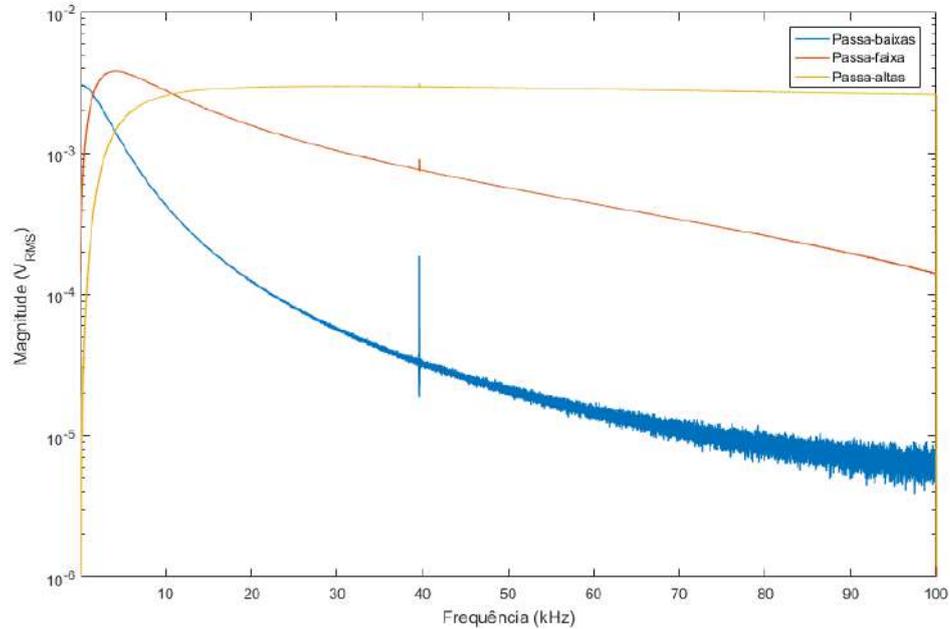


Figura 4.14: Ajuste inicial do espectro do UAF42, com a magnitude representada em escala logarítmica.

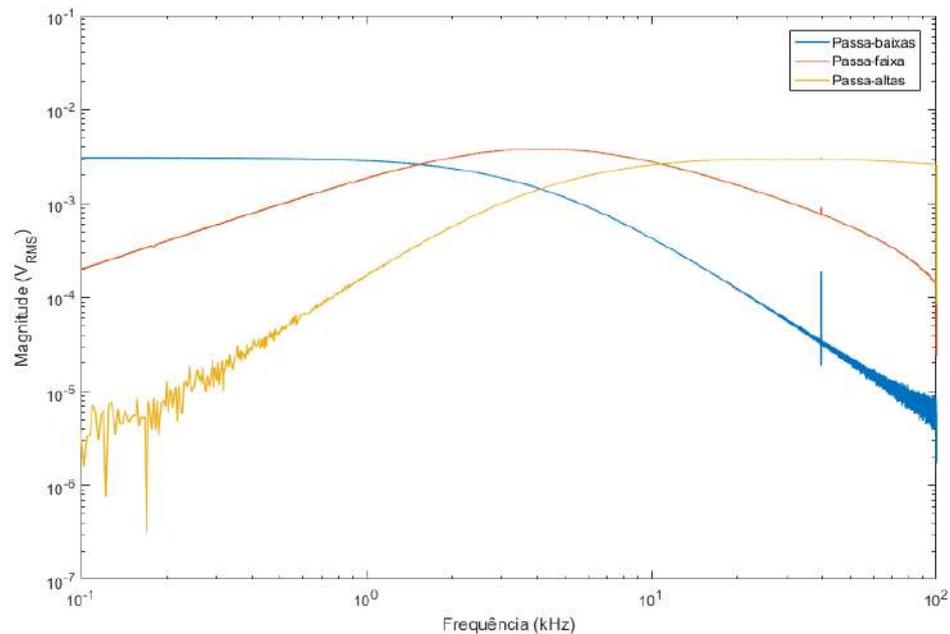


Figura 4.15: Ajuste inicial do espectro, com frequência e magnitude representados em escala logarítmica.

Notam-se, nos gráficos, as frequências de corte em torno de:

- $f_{c1} = 1,2k Hz$
- $f_{c2} = 10 kHz$
- $f_{central} = 4 kHz$

A frequência de corte inferior não pôde ser devidamente alcançada, pois o resistor R_{F2} , maior responsável por essa alteração, atingiu seu valor máximo.

Os valores das resistências medidas foram:

- $R_Q = 73,25 k\Omega$
- $R_G = 43,54 k\Omega$
- $R_{F1} = 14,60 k\Omega$
- $R_{F2} = 106,00 k\Omega$

Aplicando os valores medidos nas equações que regem o comportamento do UAF42 (equações 3.5, 3.7, 3.9, 3.11 e 3.12), tem-se:

$$f_{central} = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_{F1} R_{F2}}}$$

$$f_{central} = 4,05 kHz \quad (4.10)$$

$$Q = \frac{1}{2} + \frac{R(R_G + R_Q)}{2R_G R_Q} \sqrt{\frac{R_{F1}}{R_{F2}}}$$

$$Q = 0,84 \quad (4.11)$$

$$A_{PB} = A_{PA} = \frac{2}{R_G \left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_Q} + \frac{1}{R} \right)}$$

$$A_{PB} = A_{PA} = 0,81 V/V \quad (4.12)$$

$$A_{PF} = \frac{R_4}{R_G} = \frac{R}{R_G}$$

$$A_{PF} = 1,15 \text{ V/V} \quad (4.13)$$

Nota-se que todos os valores medidos correspondem aos calculados e aos apresentados nas figuras 4.14 e 4.15.

Observa-se também que os potenciômetros poderiam ser agrupados de maneira diferente na placa. Como RES_PRE e RF1 são geralmente menores que 25 kΩ, eles poderiam estar no mesmo CI, considerando o uso dos potenciômetros digitais mais precisos.

Essa é a configuração do comportamento dos filtros em todos os ensaios seguintes, exceto quando explicitado que o mesmo foi alterado.

4.4.3.2 Interferência Externa

Observou-se ao longo dos ensaios que existe uma interferência de intensidade considerável em duas frequências: 60 Hz e 39,8 kHz. A primeira é muito conhecida em qualquer medição eletrônica e tem origem na rede elétrica, de mesma frequência. Quanto à segunda, não se soube identificar a origem. Como já mencionado anteriormente, o LIOc é localizado em uma área com diversos laboratórios da COPPE e, mesmo em um feriado, quando os testes com a placa condicionadora foram realizados, essas interferências estiveram presentes.

Para minimizar esse problema, os testes foram feitos com a placa condicionadora dentro de uma caixa de metal, apresentada na figura 4.16.

Como resultado, ambas as interferências foram consideravelmente atenuadas, porém a componente em 60 Hz continuou de maneira expressiva nos ensaios com o hidrofone presente e a frequência de 39,8 kHz também persistiu em diversos testes, como poderá ser visto ao longo do capítulo.

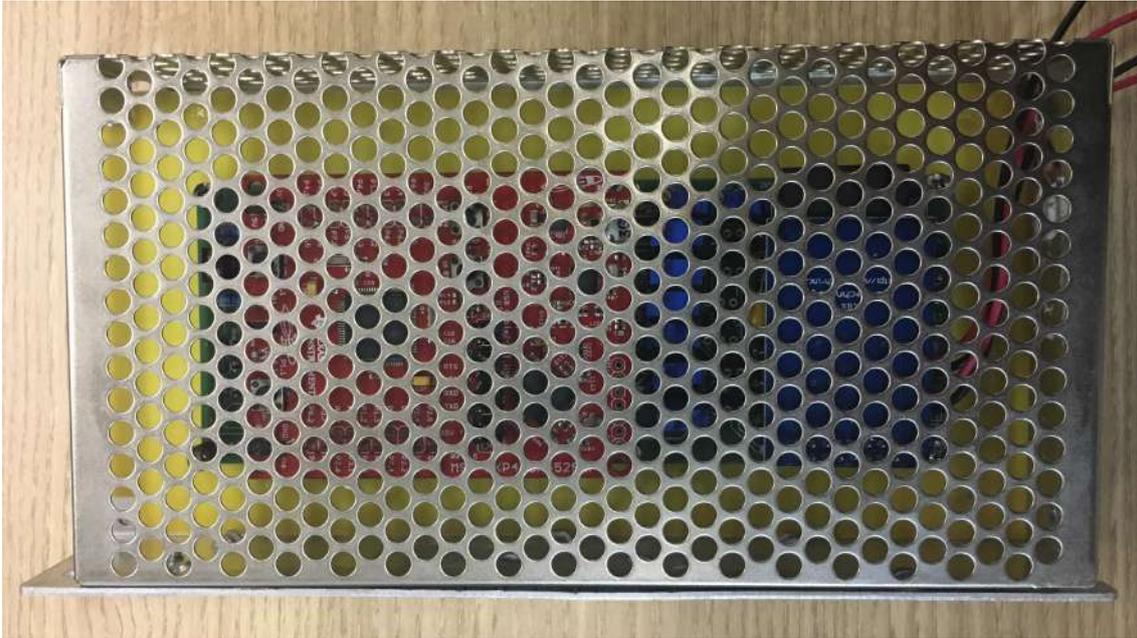


Figura 4.16: Protótipo dentro da caixa metálica.

4.4.3.3 Ruído (GND)

Objetivo: Caracterização do ruído intrínseco da placa condicionadora sem sinal de entrada, isto é, com a entrada conectada ao terra (GND).

Metodologia:

- Configurar os amplificadores para ganho mínimo (R_G máximo);
- Medir as resistências;
- Aterrar entrada do circuito;
- Medir tensão DC e RMS nos estágios de saída com módulo NI-9205 e multímetro Fluke 45;
- Manter ganho mínimo no pré-amplificador e variar o segundo estágio;
- Manter ganho mínimo no segundo estágio e variar no pré-amplificador;
- Escolher melhor relação de ganhos entre primeiro e segundo estágios;

Parâmetros:

- Entradas aterradas (H+ e H- em GND);
- Ganhos e frequências do UAF42 fixos:

$$- A_{PB}^{UAF42} = 0,81 V/V$$

$$- A_{PF}^{UAF42} = 1,15 V/V$$

$$- A_{PA}^{UAF42} = 0,81 V/V$$

$$- Q^{UAF42} = 0,84$$

$$- f_{central}^{UAF42} = 4,05 kHz$$

- Ganhos dos amplificadores variáveis em ambos os estágios.

Da equação 4.1, com os valores máximos de resistência, os amplificadores apresentarão ganho mínimo, logo:

$$RES_{PRE} = 107,73 k\Omega \quad \Rightarrow \quad A_V(PRE) = 1,46 V/V$$

$$RES_{PB} = 108,65 k\Omega \quad \Rightarrow \quad A_V(PB) = 1,46 V/V$$

$$RES_{PF} = 108,56 k\Omega \quad \Rightarrow \quad A_V(PF) = 1,46 V/V$$

$$RES_{PA} = 104,65 k\Omega \quad \Rightarrow \quad A_V(PA) = 1,47 V/V$$

As tensões nos estágios de saída (RTO - *Related to Output*), em microvolts, estão dispostas na tabela 4.5.

Tabela 4.5: Tensões medidas nos estágios de saída (RTO), com ganho mínimo em todos os amplificadores.

VnRTO(μV)	DC	RMS
VLP_AI	-259	445
VBP_AI	-662	722
VHP_AI	-1281	1472

Dividindo os valores de tensão obtidos pelos ganhos correspondentes (do pré-amplificador, dos filtros e do segundo estágio), a tabela 4.6 apresenta os valores RTI (*Related to Input*), em microvolts, do ruído do sistema.

Tabela 4.6: Valores RTI do ruído do sistema para ganho mínimo em todos os amplificadores.

$V_{nRTI}(\mu V)$	DC	RMS
LP	-150	258
BP	-270	295
HP	-737	847

Com o objetivo de perceber a influência dos amplificadores no ruído medido, variaram-se os **ganhos** da forma que se segue, acompanhando as alterações nos valores medidos:

- **Fixo** no primeiro estágio e **variável** no segundo;
- **Variável** no primeiro estágio e **fixo** no segundo;
- **Variável** em ambos os estágios, com o ganho do primeiro **maior** que o segundo;
- **Variável** em ambos os estágios, com o ganho do primeiro **menor** que o segundo;

Dessas variações, observou-se que:

- O ruído é maior quando o ganho de um dos estágios está entre 1,5 e 4,0 V/V. Conforme o ganho ultrapassa esse valor, o ruído é praticamente constante, até aproximadamente 50 V/V, quando volta a aumentar. Acredita-se que a situação de ganho baixo resulte em efeitos parasitas, gerados pelas resistências de ganho em valores maiores que 50 k Ω [42];
- Saída relativa ao passa-faixa: Para ganho maior que 100 V/V, um ruído DC considerável e crescente aparece;

- Saída relativa ao passa-altas: Muito sensível a qualquer contato físico com o circuito;
- A relação entre os ruídos do primeiro e segundo estágio respeitam a fórmula de Friis [42], que conclui que, caso o primeiro estágio possua ganho considerável, sua figura de ruído prevalece sobre os próximos.

A fórmula de Friis para ruído é:

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (4.14)$$

onde F e G são os fatores de ruído e ganhos de cada estágio, respectivamente.

Respeitando a fórmula de Friis e as variações visualizadas ao variar os resistores, escolheu-se ganho de 100 V/V para o pré-amplificador e 10 V/V para os amplificadores do segundo estágio, já que não há valores exatos determinados por essa análise como melhores. É indicado também que o ganho de ambos os estágios seja sempre maior que 4 V/V e que, no segundo estágio, não ultrapasse 50 V/V.

Com esses valores de ganho, mediram-se novamente as resistências e calcularam-se os ganhos:

$$\begin{aligned} RES_{PRE} = 500,00 \Omega & \Rightarrow A_V(PRE) = 99,80 V/V \\ RES_{PB} = 5,50 k\Omega & \Rightarrow A_V(PB) = 9,98 V/V \\ RES_{PF} = 5,50 k\Omega & \Rightarrow A_V(PF) = 9,98 V/V \\ RES_{PA} = 5,50 k\Omega & \Rightarrow A_V(PA) = 9,98 V/V \end{aligned}$$

Observação: Para configurar precisamente RES_{PRE} em 500 Ω , o potenciômetro de 100 k Ω foi substituído por um de 10 k Ω .

Por fim, foram obtidos os valores de ruído medidos diretamente (RTO - tabela 4.7) e RTI (tabela 4.8). **Pela baixa variação, os valores obtidos para o**

ruído RTI podem ser considerados os mesmos para ganho fixo de 100 V/V no pré-amplificador e variável entre 4 V/V e 50 V/V no segundo estágio.

Tabela 4.7: Tensões medidas nos estágios de saída (RTO) com ganho escolhido.

$V_{nRTO}(\mu V)$	DC	RMS
VLP_AI	-1819	1907
VBP_AI	-4226	4426
VHP_AI	-6631	7762

Tabela 4.8: Valores RTI do ruído do sistema para ganho escolhido.

$V_{nRTI}(\mu V)$	DC	RMS
LP	-2,25	2,35
BP	-3,68	3,85
HP	-8,19	9,58

Nota-se que o circuito nessas configurações possui ruído RTI consideravelmente inferior à configuração de ganho mínimo e de ordem satisfatória a receber na entrada sinais de amplitude da ordem de centenas de microvolts, como os sinais captados por um hidrofone.

4.4.3.4 THD

Objetivo: Observar a distorção harmônica do circuito para um sinal de entrada senoidal de baixa amplitude.

Metodologia:

- Montar divisor resistivo para gerar sinal de baixa amplitude (micro a milivolts);
- Aplicar senoides com frequências dentro das bandas passantes (100 Hz, 5 kHz e 50 kHz), com baixa amplitude na entrada;
- Medir as respectivas saídas (LP, BP e HP);
- Calcular o THD para cada saída.

Parâmetros:

- Sinal de Entrada: Senoides de amplitude 10 mVp e frequências de 100 Hz, 5 kHz e 50 kHz;
- Ganhos e frequências do UAF42 fixos e iguais ao utilizado no ensaio “Ruído (GND)” (item 4.4.3.3);
- Ganhos dos amplificadores fixos:

$$- A_V^{IN A129}(PRE) = 100 V/V$$

$$- A_V^{IN A129}(LP, BP, HP) = 5 V/V$$

Foi gerado um sinal de entrada de 10 mV por meio de um divisor resistivo, que apresentou melhor qualidade que o sinal de 10 mV gerado diretamente pelo NI-9269 ou pelo gerador de funções do osciloscópio.

O THD é calculado da seguinte forma:

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} \quad (4.15)$$

onde V_n é a tensão RMS do n ésimo harmônico ($n = 1$ é a frequência fundamental).

Com o sinal de entrada gerado adequadamente, bastou variar a frequência, medir cada saída e calcular o THD a partir dos espectros, apresentados nas figuras 4.17, 4.18 e 4.19.

Observação: O ganho utilizado e escolhido nos testes de ruído precisou ser reduzido no segundo estágio, de 10 V/V para 5 V/V, pois o sinal de saída estava saturando.

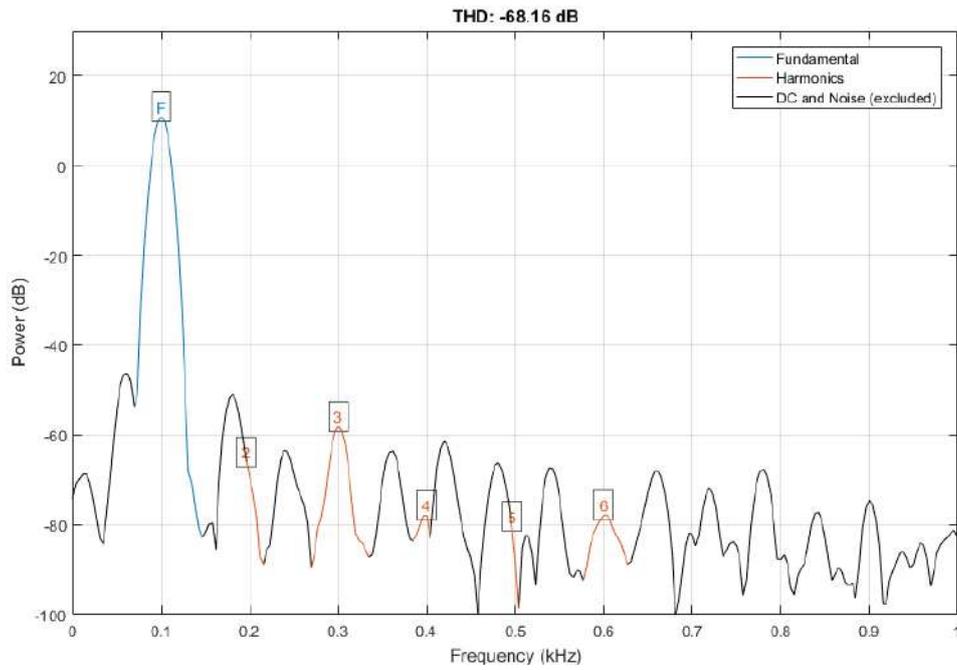


Figura 4.17: THD do sinal de saída (VLP_AI), com senoide de 100 Hz na entrada.

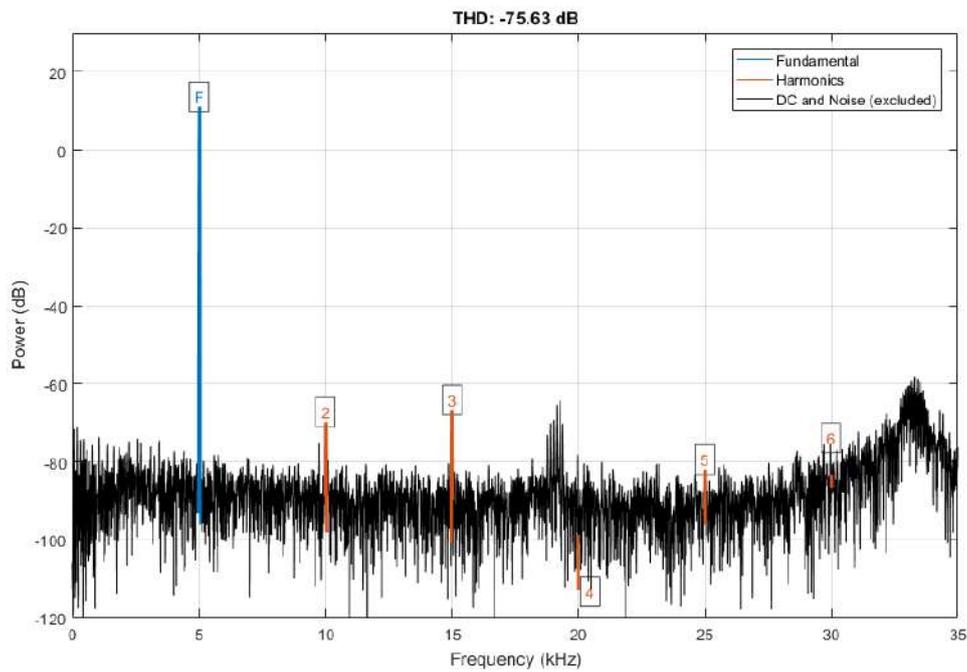


Figura 4.18: THD do sinal de saída (VBP_AI), com senoide de 5k Hz na entrada.

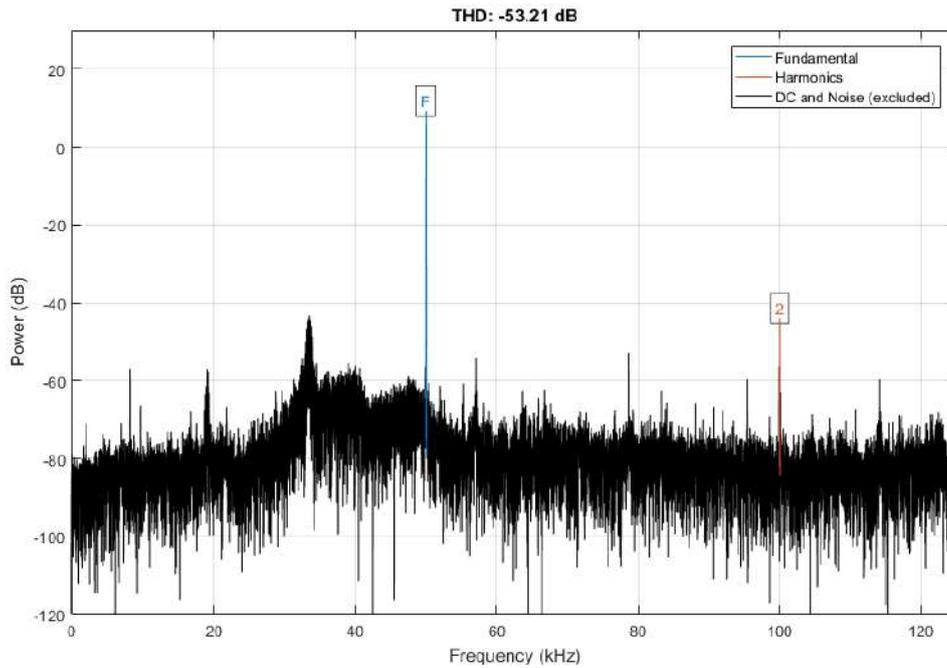


Figura 4.19: THD do sinal de saída (VHP_AI), com senoide de 50k Hz na entrada.

Nota-se que, para o sinal de 50 kHz, a máxima taxa de amostragem do módulo de aquisição de dados NI-9205 de 250 kSPS compromete o sinal medido, que precisou ser gerado pelo gerador de funções de bancada, já que o módulo NI-9269 também não foi capaz de gerar uma senoide com mais de sete pontos por ciclo (taxa máxima de 333 kSPS). Além disso, o THD é calculado com apenas um harmônico ($n=2$ em 100 kHz), já que foi o único medido.

A correspondência entre o valor em dB e a porcentagem de distorção harmônica do sinal é dada pelas equações:

$$a_k(dB) = 20 \log \left(\frac{k}{100} \right) \quad (4.16)$$

$$k(\%) = 10^{\frac{a_k}{20}} \cdot 100 \quad (4.17)$$

Assim, os valores de THD obtidos estão dispostos na tabela 4.9.

Tabela 4.9: Valores de THD do sistema.

f(Hz)	dB	%
100	-68,16	0,04
5 k	-75,63	0,02
50 k	-53,21	0,22

Conclui-se que o circuito apresenta baixa distorção harmônica para os sinais que puderam ser bem observados, enquanto que o valor de 0,22 % para o THD do sinal de 50 kHz, ainda que também seja pequeno, é atribuído às condições em que o sinal foi adquirido com o módulo NI-9205.

4.4.3.5 Excursão do Sinal e SNR

Objetivo: Identificar a amplitude do sinal mínima que não é sobreposta pelo ruído e máxima sem que haja saturação.

Metodologia:

- Aplicar na entrada senoides com frequências dentro das bandas passantes (100 Hz, 5 kHz e 50 kHz), de amplitude inicial escolhida (1 V);
- Medir a saída correspondente (LP, BP ou HP) no tempo e na frequência;
- Reduzir amplitude da entrada até que o sinal no tempo esteja visualmente distorcido e, na frequência, a amplitude da fundamental seja apenas cerca de dez vezes maior que o ruído;
- Calcular os valores de SNR;
- Aumentar amplitude da entrada até que o sinal seja ceifado.

Parâmetros:

- Sinal de Entrada: Senoides de amplitude variável e frequências de 100 Hz, 5 kHz e 50 kHz;
- Ganhos e frequências do UAF42 fixos e iguais ao utilizado no ensaio “Ruído (GND)” (item 4.4.3.3);
- Ganhos dos amplificadores fixos e iguais aos utilizados no ensaio “THD” (item 4.4.3.4).

Seguindo a metodologia descrita, obtiveram-se, para os mínimos na saída, os gráficos no tempo e na frequência (figuras 4.20, 4.21 e 4.22).

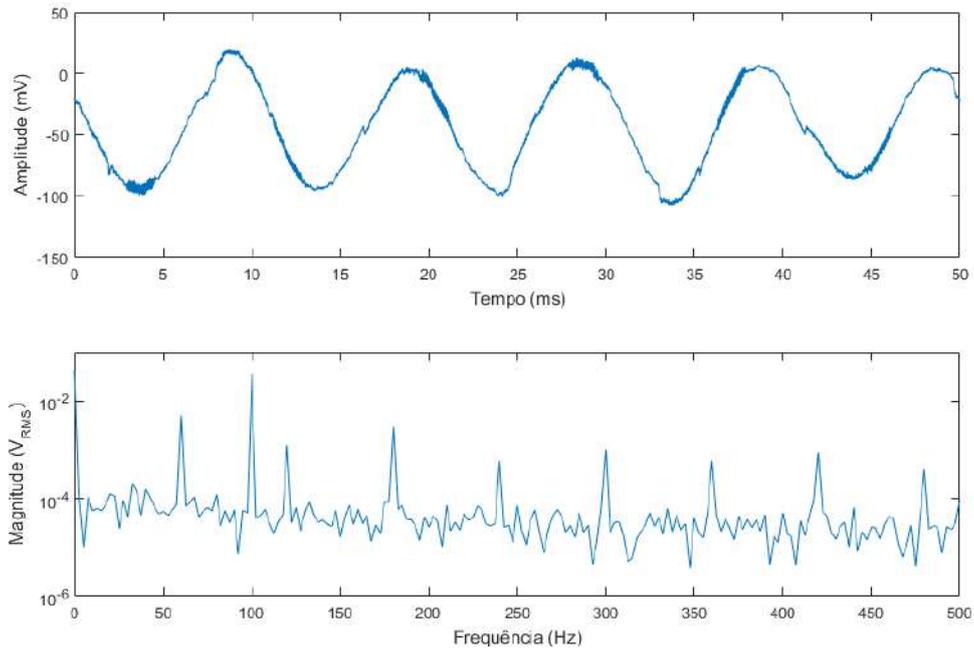


Figura 4.20: Sinal mínimo percebido na saída VLP_AI, com senoide de 100 Hz na entrada.

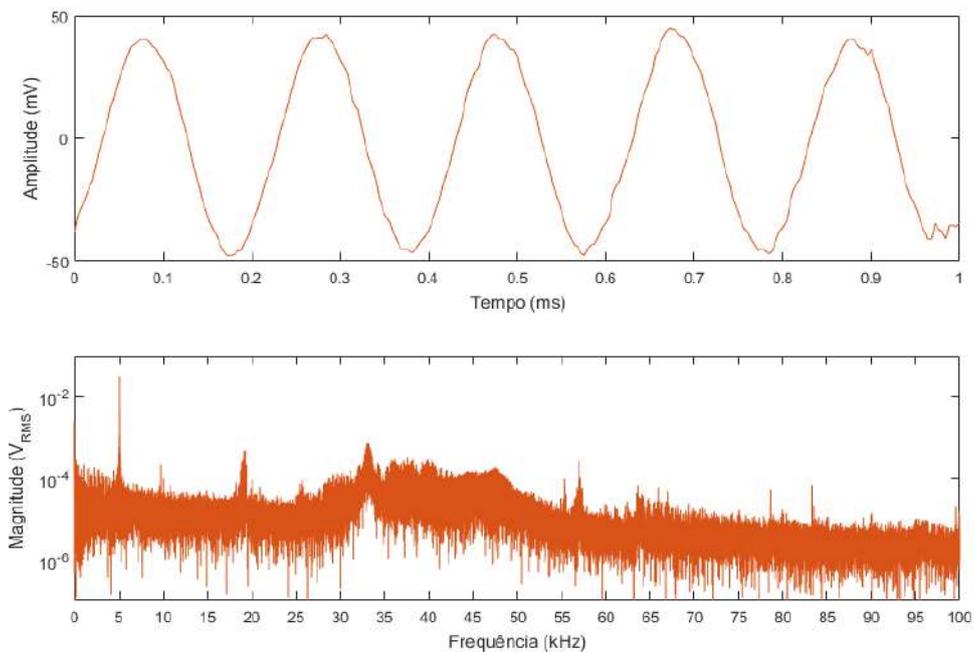


Figura 4.21: Sinal mínimo percebido na saída VBP_AI, com senoide de 5 kHz na entrada.

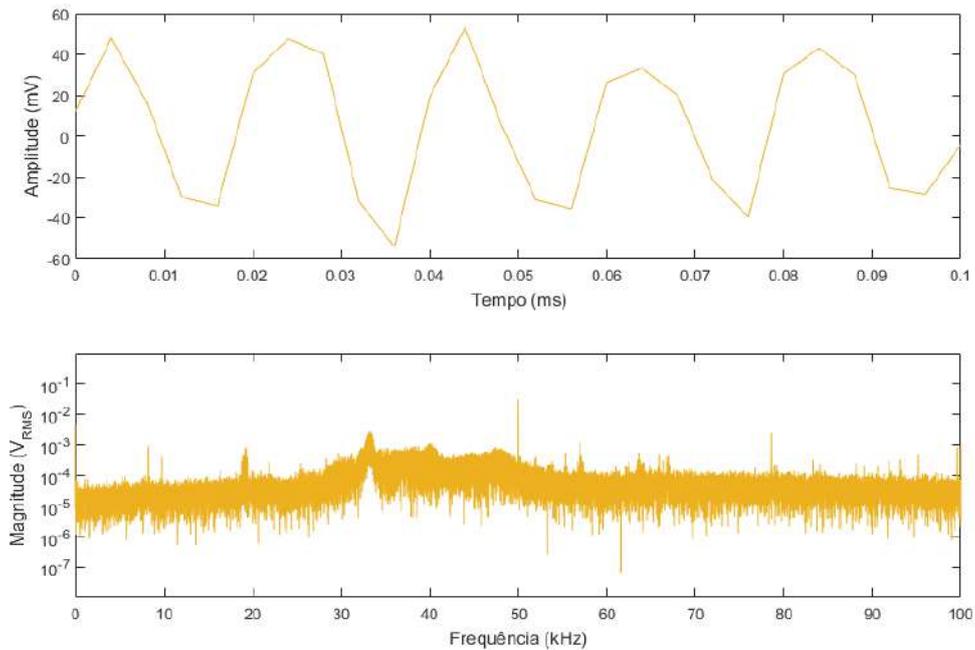


Figura 4.22: Sinal mínimo percebido na saída VHP_AI, com senoide de 50 kHz na entrada.

Todos os casos ocorreram com sinal de entrada de 10 mV na entrada do divisor resistivo, resultando em 101 μV na entrada do circuito de condicionamento de sinais.

Com os valores RMS retirados das amplitudes dos gráficos e o ruído RTO obtido da tabela 4.7, têm-se os seguintes valores para a SNR, calculados a partir da equação 2.14:

Tabela 4.10: Valores de SNR para sinal mínimo de entrada.

f(Hz)	V_{rms}(mV)	V_{nRTO}rms(μV)	SNR	SNR(dB)
100	56,76	1907	885,95	67,87
5 k	33,45	4426	57,13	40,45
50 k	42,07	7762	29,37	33,80

Apesar da SNR para 100 Hz ser consideravelmente maior, com sinal de entrada menor que o utilizado, o circuito passa-baixas é fortemente influenciado pelo ruído em 60 Hz, visto na figura 4.20 como um *offset* de, aproximadamente, 50 mV. De forma semelhante, os sinais nas saídas passa-faixa e passa-altas são fortemente influenciados pelas altas frequências, resultando na perda da distinção entre sinal e ruído.

Conclui-se então que um sinal de $101 \mu\text{V}$ na entrada pode ser devidamente medido na saída do circuito, ainda que haja quantidade considerável de ruído nessa escala.

Para os limites superiores, o circuito se comportou da mesma forma nas três saídas. O sinal máximo sem saturação foi medido com amplitude entre $-6,9 \text{ V}$ e $+6,3 \text{ V}$.

4.4.3.6 Banda Passante

Objetivo: Obter o espectro do circuito condicionador.

Metodologia:

- Aplicar sinal *multi-tone* de baixa amplitude;
- Medir saídas do circuito (LP, BP e HP) na frequência;
- Variar parâmetros do UAF42 e observar mudanças no espectro.

Parâmetros:

- Sinal de Entrada: *Multi-tone* de amplitude 10 mVp (utilizando divisor resistivo) e frequência de 0 a 100 kHz , em intervalos de $2,5 \text{ Hz}$;
- Ganhos e frequências do UAF42 variáveis;
- Ganhos dos amplificadores fixos e iguais aos utilizados no ensaio “THD” (item 4.4.3.4).

As figuras 4.23 e 4.24 apresentam o espectro das saídas do protótipo em sua configuração principal, com a frequência central em 4 kHz e as frequências de corte em 2 kHz e 10 kHz .

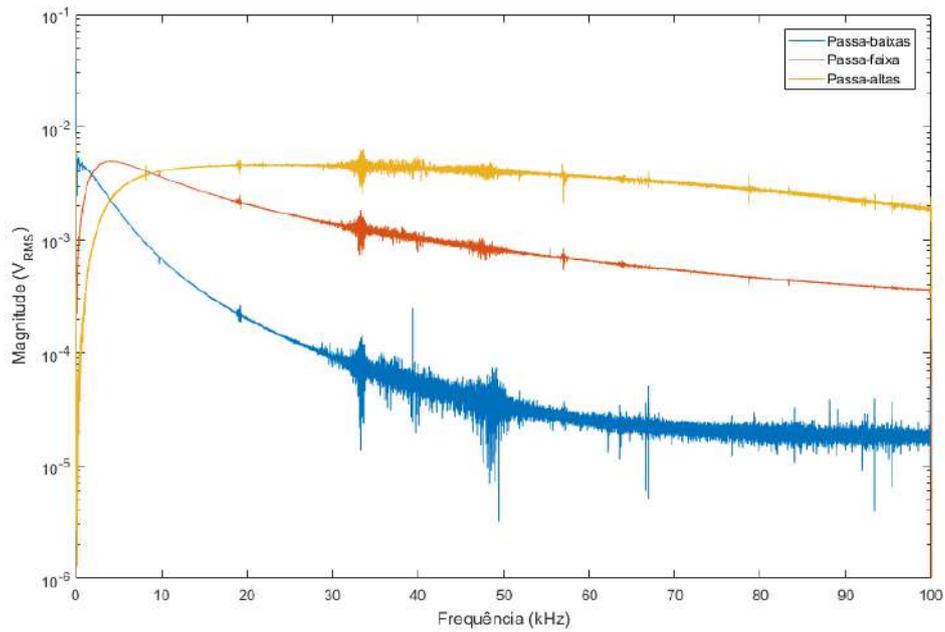


Figura 4.23: Espectro do protótipo, com a magnitude representada em escala logarítmica.

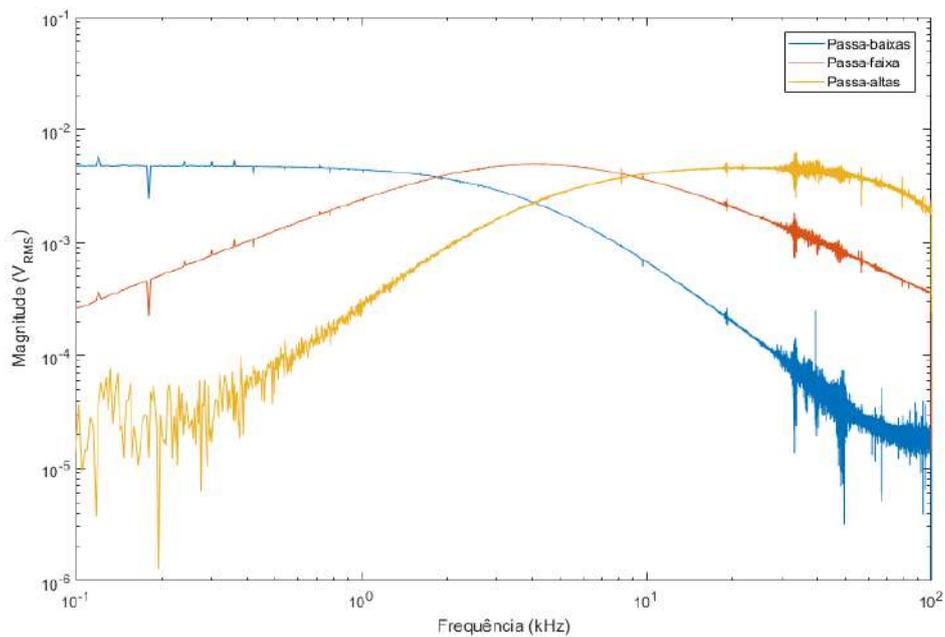


Figura 4.24: Espectro do protótipo, com frequência e magnitude representados em escala logarítmica.

Dessa vez, nota-se que o ruído é consideravelmente menor em comparação à figura 4.6, do ensaio com a *protoboard*, principalmente nas bandas passantes dos filtros e mesmo com sinal de entrada com amplitude significativamente menor.

Para ressaltar a versatilidade do filtro variável de estado UAF42, variaram-se arbitrariamente os parâmetros do filtro. Mediante a alteração em R_Q , o filtro se tornou mais seletivo e, variando R_{F1} e R_{F2} , pôde-se centrar o filtro em outra frequência, nesse caso, 10 kHz. As figuras 4.25 e 4.26 mostram os espectros dos filtros com os parâmetros variados.

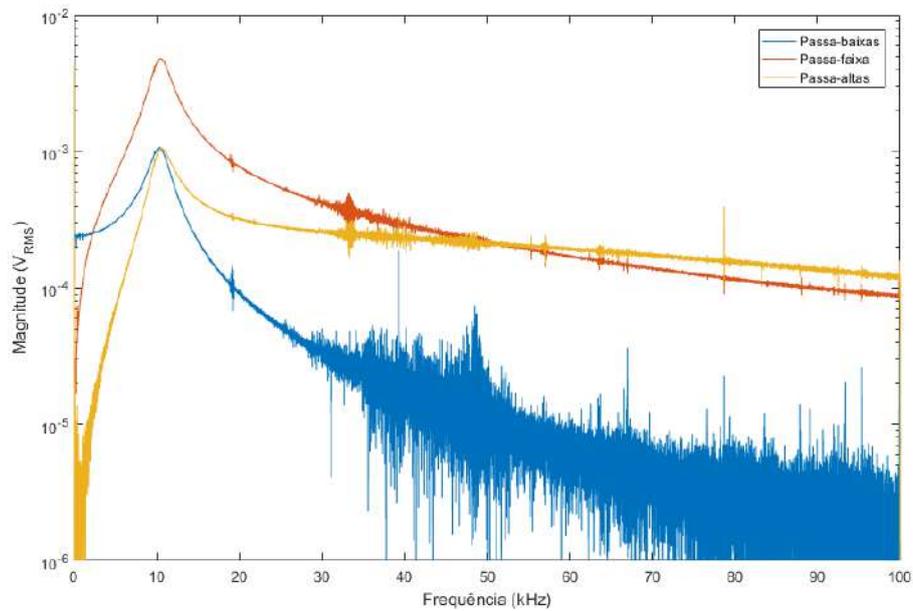


Figura 4.25: Espectro do protótipo com novos parâmetros e magnitude representada em escala logarítmica.

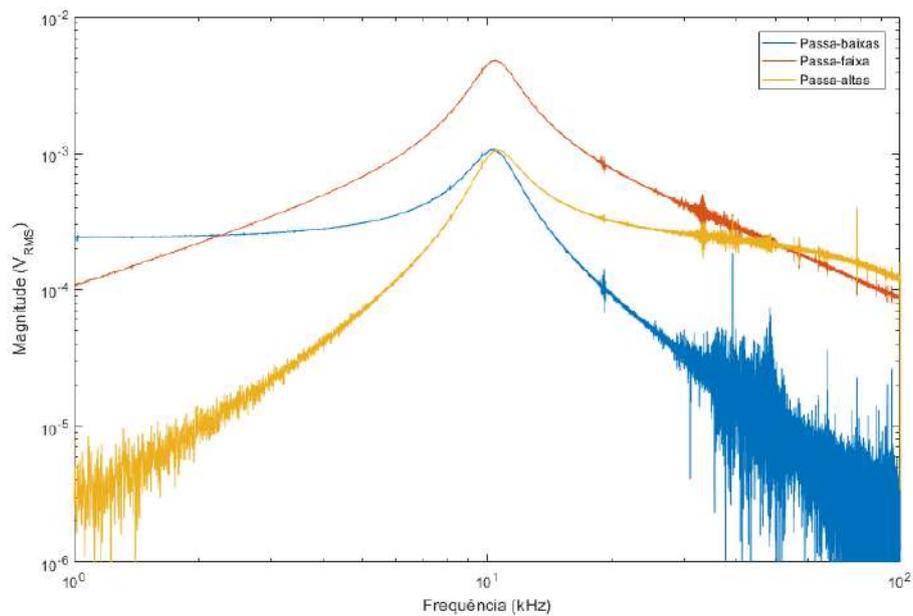


Figura 4.26: *Zoom* do espectro do protótipo com novos parâmetros, frequência e magnitude representados em escala logarítmica.

4.4.4 Performance do Protótipo Completo (Hidrofone, Placa Condicionadora, Microcontrolador, Cartão de Memória e Baterias)

Avaliada a placa de maneira independente, agora são colocados o hidrofone, o microcontrolador, o cartão de memória e as baterias, sendo verificadas suas influências no módulo.

4.4.4.1 Ruído do MSP430

Objetivo: Avaliar alterações ocasionadas pela inserção do *Launchpad* e cartão de memória.

Metodologia:

- Aterrar entrada do circuito;
- Medir nível de ruído nas saídas com o MSP430 em modo ativo;
- Analisar e relatar caso haja discrepância considerável ou se não há.

Parâmetros:

- Componentes: Placa condicionadora, *Launchpad* e cartão de memória;
- Entradas aterradas (H+ e H- em GND);
- Ganhos e frequências do UAF42 fixos:

$$- A_{LP}^{UAF42} = 0,81 V/V$$

$$- A_{BP}^{UAF42} = 1,15 V/V$$

$$- A_{HP}^{UAF42} = 0,81 V/V$$

$$- Q^{UAF42} = 0,84$$

$$- f_{central}^{UAF42} = 4,05 kHz$$

- Ganhos dos amplificadores variáveis em ambos os estágios.

À primeira vista, nem o *Launchpad* nem o cartão de memória alteram parâmetros do circuito, como ganhos, frequências ou distorção harmônica. Entretanto, a execução da rotina do microcontrolador insere um ruído em pulsos e em todos os sinais da placa, de aproximadamente **400 milivolts** de amplitude.

Buscando a origem desse ruído, observou-se que o mesmo possui duas fontes significativas: o ruído próprio dos circuitos digitais, relacionados ao MSP430, propagados por meio do aterramento do circuito, e o chamado *crosstalk* [42], interferência causada pelas linhas responsáveis pela comunicação com o cartão de memória, que passam por toda a placa do circuito de condicionamento.

Infelizmente, a primeira só pode ser resolvida na construção de uma nova placa, tomando cuidado com a separação física entre os sinais digitais e analógicos e seus respectivos aterramentos, prática não devidamente atentada na construção do protótipo deste trabalho.

Quanto ao *crosstalk*, **que é consideravelmente mais influente no circuito**, o mesmo foi minimizado desfazendo, na placa condicionadora, o barramento SPI entre o controlador e o cartão de memória. Portanto, a comunicação entre o cartão e o MSP430, que era por meio da placa condicionadora, é agora feita diretamente, por fios. Da mesma forma que o primeiro problema, a solução permanente também depende da reformulação do projeto da placa.

Conseguiu-se, com essa medida, reduzir pela metade o ruído total produzido pelo *Launchpad* ao fazer a aquisição dos dados. Como esse ruído, agora de aproximadamente 200 mV, não é amplificado junto com o sinal analógico, ao condicionar o sinal entre 0 e 3,3 V para ser devidamente amostrado, o ruído total será apenas 6 % do sinal amostrado.

Já que esse valor é consideravelmente superior aos medidos nos testes com a placa condicionadora somente e é invariável com a alteração dos parâmetros do circuito de condicionamento, 200 mV é o novo valor para o ruído do sistema completo.

4.4.4.2 Gravação no cartão microSD com o MSP430

Objetivo: Gravar o sinal de saída com o MSP430 e avaliar sua qualidade.

Metodologia:

- Inserir sinal senoidal na entrada do circuito;
- Gravar sinal de saída no cartão microSD;
- Gravar sinal de saída com NI-9205;
- Comparar medições.

Parâmetros:

- Componentes: Placa condicionadora, *Launchpad* e cartão de memória;
- Sinal de Entrada: Senoide de amplitude 50 mVp e frequência de 1 kHz;
- Ganhos e frequências do UAF42 fixos e iguais ao utilizado no ensaio “Ruído (GND)” (item 4.4.3.3);
- Ganhos dos amplificadores (Somente a saída BP, do passa-faixa, foi utilizada):

$$- A_V^{IN A129}(PRE) = 20,0 V/V$$

$$- A_V^{IN A129}(PF) = 1,5 V/V$$

Com a senoide na entrada, fez-se a gravação dos dados adquiridos pelo ADC do MSP430 no cartão microSD. Posteriormente, a mesma medição foi feita pelo módulo NI-9205, armazenando os dados em um notebook.

Observação: Até a data de conclusão desta dissertação, o *Launchpad* estava apto apenas a captar um canal, sendo escolhido o passa-faixa para a aquisição.

A figura 4.27 apresenta a série temporal adquirida pelo NI-9205 e pelo MSP430. Nota-se que o MSP430 foi capaz de armazenar os dados com a devida amplitude e corretamente espaçado no tempo. Porém, é visto, dentro dos retângulos tracejados da figura, que o sinal perde a sincronia. Acredita-se que isso se dê porque a leitura do ADC e gravação pelo microcontrolador é feita em blocos e o intervalo entre eles (aproximadamente $250 \mu s$) é perdido. **Até a conclusão deste trabalho, não foi possível resolver esse problema.** Acredita-se, porém, que com estudos do gerenciamento da memória do microcontrolador, ele possa ser corrigido sem inviabilizar a utilização do MSP430.

Nota-se também o ruído inserido pelo *crossstalk*, reduzindo consideravelmente a qualidade do sinal amostrado.

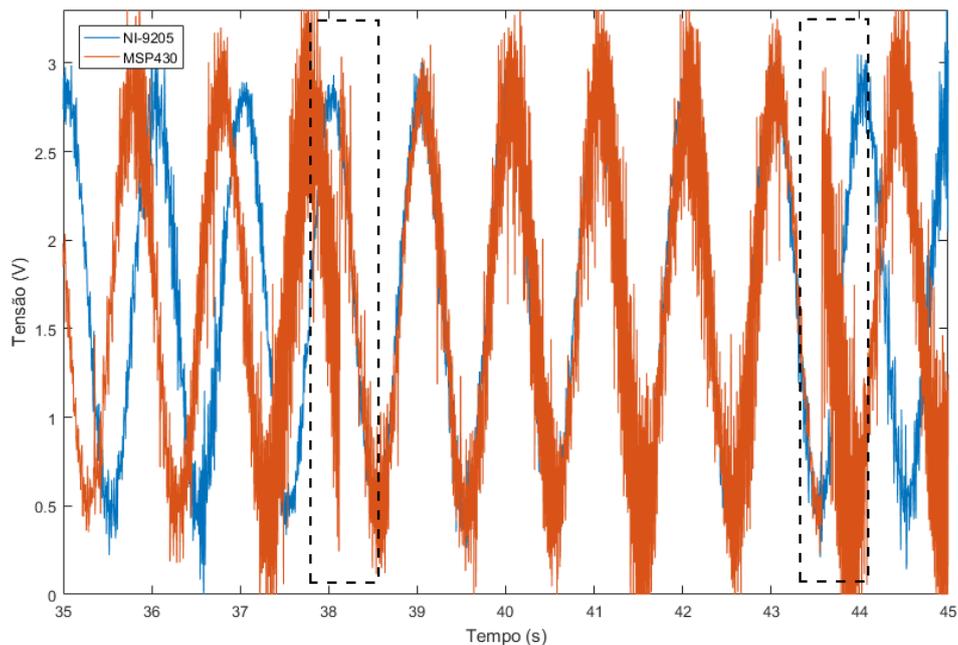


Figura 4.27: Sinal senoidal amostrado pelo NI-9205 e pelo MSP430.

Apesar dos problemas descritos, pode-se dizer que o MSP430 foi capaz de gravar o sinal senoidal e que os problemas encontrados são passíveis de solução.

4.4.4.3 Hidrofone

Objetivo: Avaliar alterações ocasionadas pela inserção do hidrofone no circuito.

Metodologia:

- Colocar uma fonte de tensão de baixa amplitude em série com o hidrofone como sinal de entrada do circuito;
- Aplicar sinais de entrada senoidais dentro das bandas dos filtros, nas frequências de 500 Hz, 4 kHz e 50 kHz;
- Medir as saídas do circuito no tempo;
- Aplicar sinal *multi-tone* na entrada;
- Medir os espectros das saídas do circuito.

Parâmetros:

- Componentes: Hidrofone, placa condicionadora, *Launchpad* e cartão de memória;
- MSP430 ativo, porém os sinais são captados pelo NI-9205;
- Sinais de entrada:
 - Senoides de 500 Hz, 4 kHz e 50 kHz, amplitude variável;
 - *Multi-tone* de amplitude 100 mVp (10 Vp antes do divisor resistivo) e frequência de 0 a 100 kHz, em intervalos de 2,5 Hz;
- Ganhos e frequências do UAF42 fixos e iguais ao utilizado no ensaio “Ruído (GND)” (item 4.4.3.3);

- Ganhos dos amplificadores escolhidos para $\pm 1,0$ V na saída do pré-amplificador e entre 0 e 3,3 V na saída do segundo estágio:

$$- A_V^{IN A129}(PRE) = 20,0 \text{ V/V}$$

$$- A_V^{IN A129}(LP) = 4,1 \text{ V/V}$$

$$- A_V^{IN A129}(BP) = 2,9 \text{ V/V}$$

$$- A_V^{IN A129}(HP) = 4,1 \text{ V/V}$$

Diferentemente do sinal puro do gerador, o hidrofone insere na entrada do circuito um sinal muito menos limpo. Para tentar minimizar interferências externas captadas pelo longo comprimento do cabo, o sensor foi afastado de equipamentos eletrônicos, não sendo colocado diretamente sobre a bancada. Isso já reduz consideravelmente a energia do sinal em 60 Hz. Também foi experimentado colocá-lo em um balde de 20 litros com água salgada e aterramento do circuito na água, por um fio desencapado, porém não houve benefício considerável que justificasse a manutenção dessa segunda situação.

Para compreender melhor como o hidrofone altera o sinal do gerador, a figura 4.28 apresenta o espectro da entrada do circuito, que é o sinal gerado pelo NI-9269, atenuado em 100x pelo divisor resistivo e colocado em série com o hidrofone. **Por ser um sinal muito ruidoso, optou-se também por apresentar a média do espectro, calculada a partir de 50 amostras do mesmo.**

Nota-se que as regiões de maior intensidade do sinal estão em torno de 35 kHz, 60 kHz e 75 kHz, mesmas regiões apresentadas na calibração do hidrofone T50 (figura 4.12).

A média do sinal evidencia também um comportamento “passa-altas” do hidrofone, provavelmente característico de sua predominância capacitiva e em série com o sinal do gerador, como pode ser melhor visto na figura 4.29. Vale ressaltar que o *datasheet* do hidrofone T50 [37] não apresenta tal característica, já que as informações nele contidas são somente para frequências maiores que 1 kHz.

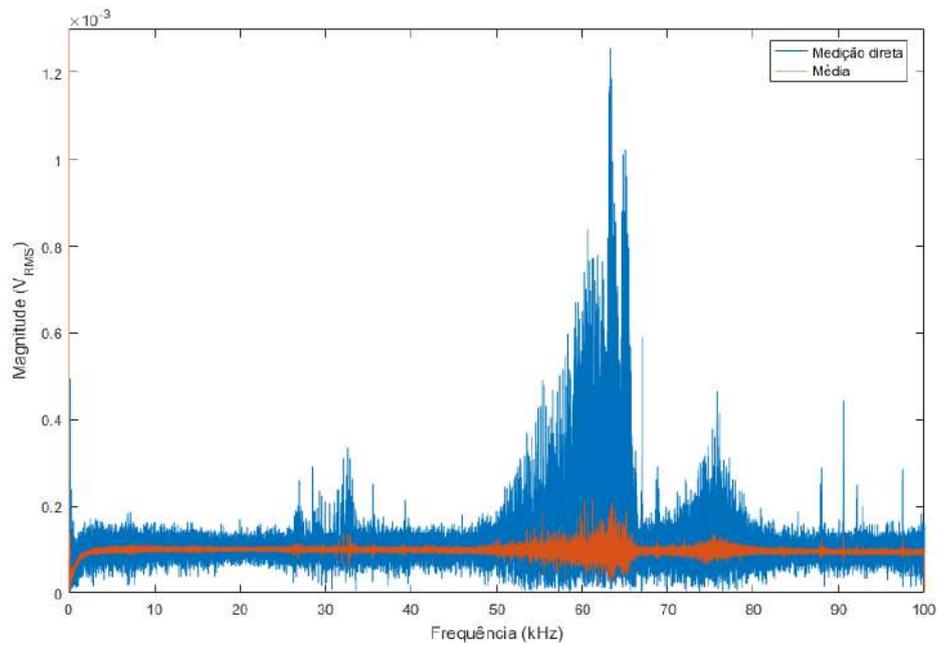


Figura 4.28: Espectro do sinal de entrada do circuito.

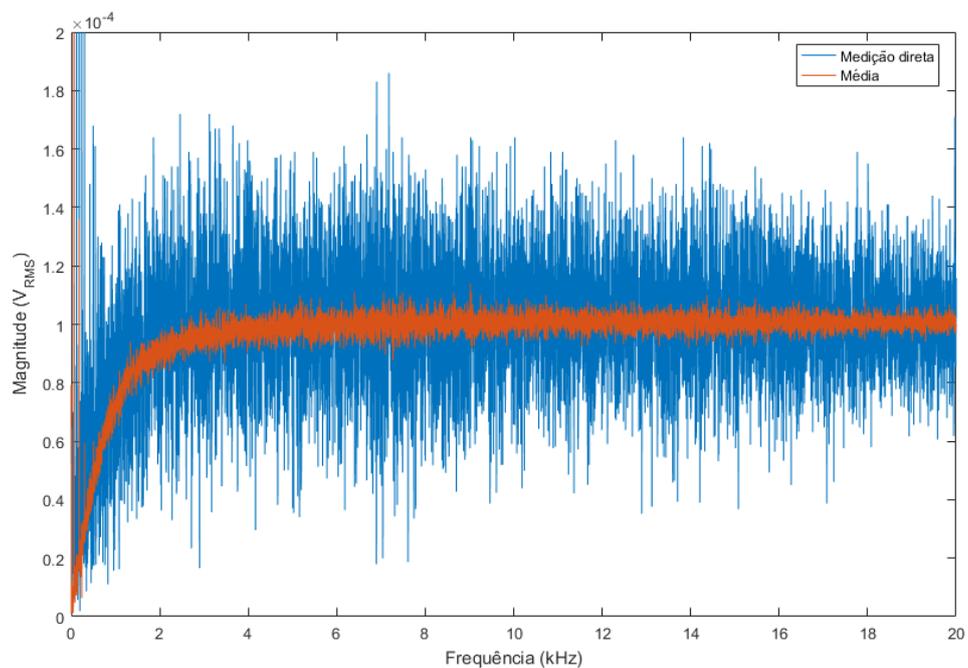


Figura 4.29: Espectro do sinal de entrada do circuito com *zoom* nas baixas frequências.

Aplicando a senoide na entrada, diminuiu-se sua amplitude até que a saída apresentasse um sinal deformado, porém que ainda pudesse ser identificado, seja na série temporal como no espectro.

Para o sinal a 500 Hz, a amplitude mínima na entrada foi 5 mV **após o divisor resistivo**, visto na figura 4.30. Novamente, o sinal de baixa frequência é muito influenciado pelo ruído em 60 Hz.

Já o sinal de 4 kHz, da figura 4.31, pôde ser percebido com uma entrada de 500 μV , já que a banda central é a menos influenciada pelos ruídos de baixa e alta frequência.

Por fim, o sinal de 50 kHz, que já não é adequadamente adquirido pelo NI-9205, sofre com a área que possui maior ruído distribuído ao longo da banda de frequência. Com entrada de 3 mV o sinal só pode ser percebido pelo seu pico mostrado no espectro.

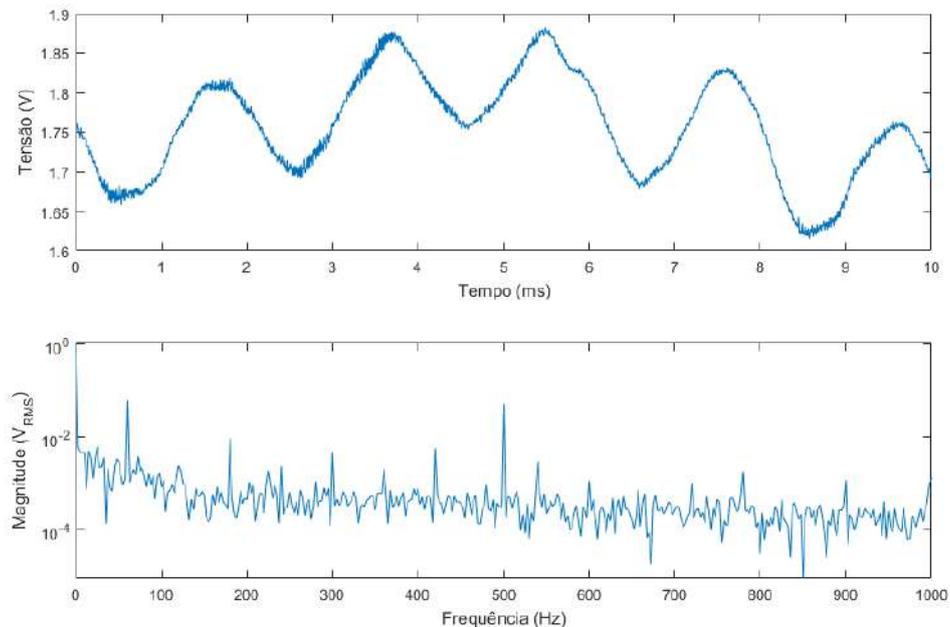


Figura 4.30: Sinal mínimo percebido na saída VLP_AI, com senoide de 500 Hz na entrada.

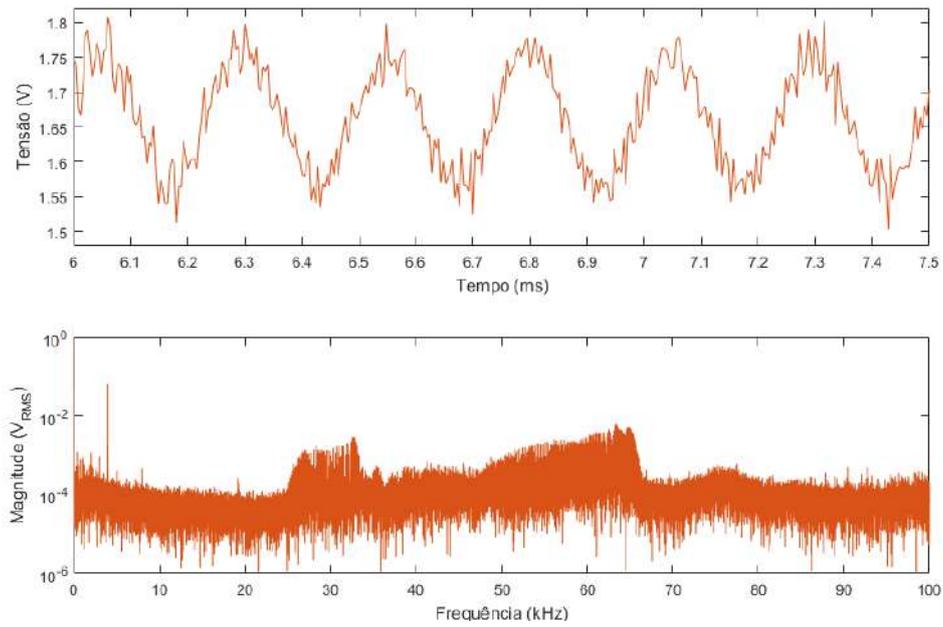


Figura 4.31: Sinal mínimo percebido na saída VBP_AI, com senoide de 4 kHz na entrada.

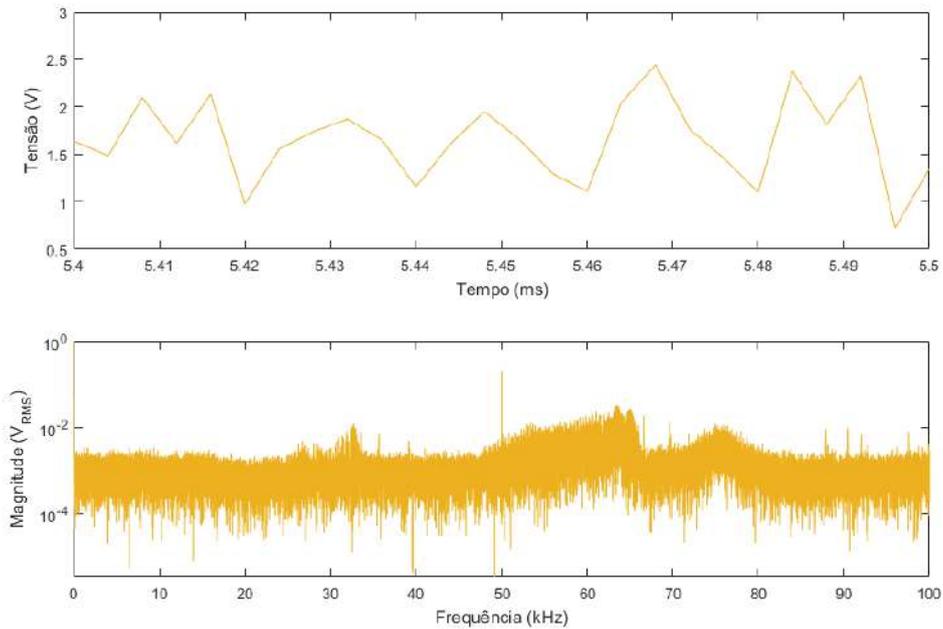


Figura 4.32: Sinal mínimo percebido na saída VHP_AI, com senoide de 50 kHz na entrada.

Para avaliar a banda passante do protótipo completo, foi aplicado o sinal *multi-tone* e o espectro da saída do circuito foi medido (figura 4.33).

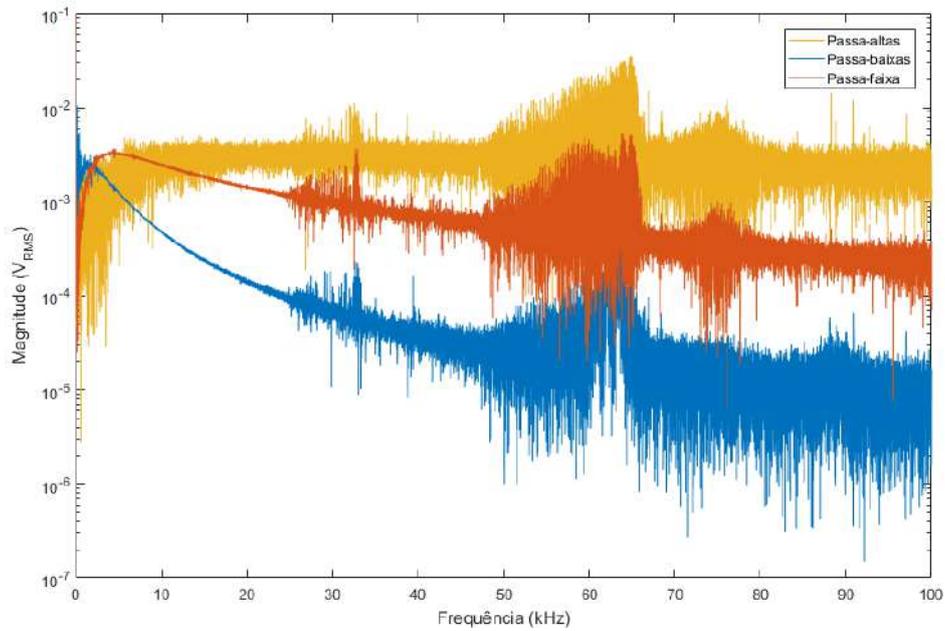


Figura 4.33: Espectro direto do sinal de saída do circuito, com magnitude representada em escala logarítmica.

Da mesma forma que com o sinal do hidrofone e objetivando alisar o espectro, foi feita a média, apresentada na figura 4.34.

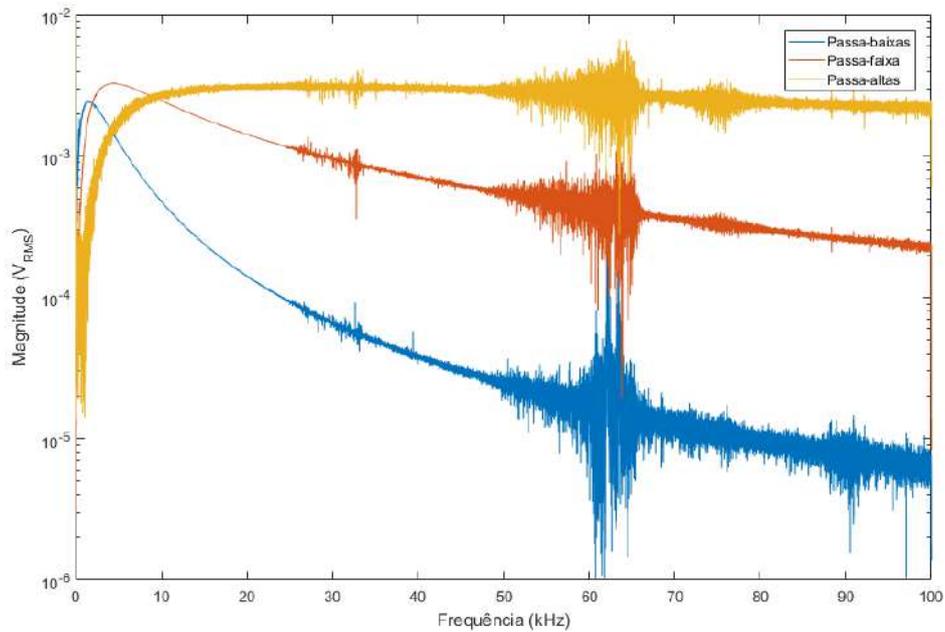


Figura 4.34: Espectro médio do sinal de saída do circuito, com magnitude representada em escala logarítmica.

Já a figura 4.35 apresenta um *zoom* na região de baixa frequência, reforçando a influência do hidrofone.

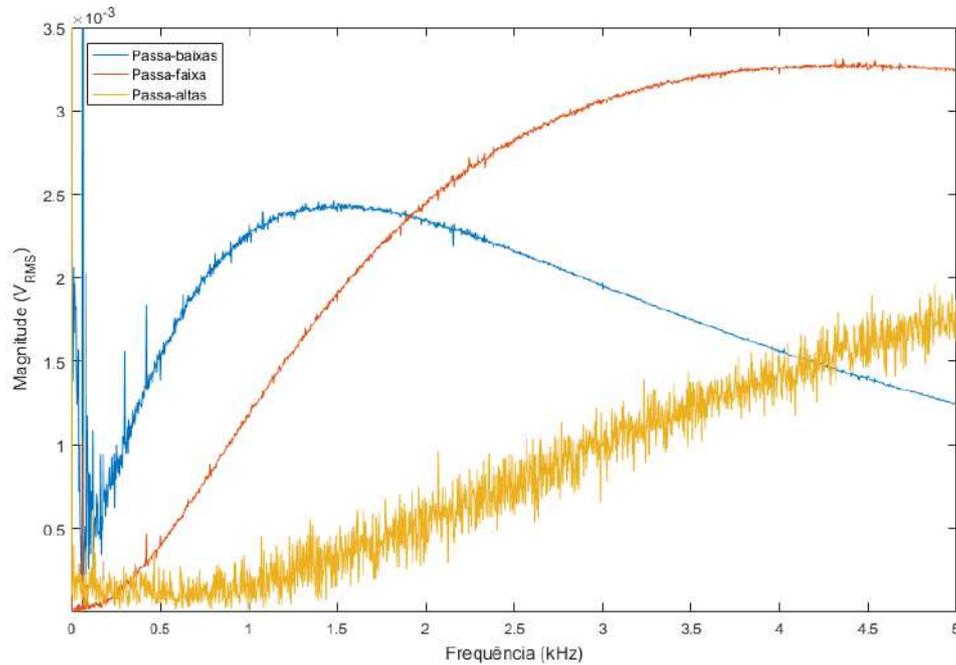


Figura 4.35: Espectro médio do sinal de saída do circuito, com *zoom* na região de baixa frequência.

Para obter a resposta dos filtros e confirmar que a componente “passa-altas” é de origem apenas do hidrofone, dividiu-se o espectro da saída pelo da entrada, resultando nas figuras 4.36 e 4.37, que mostram o comportamento usual do UAF42.

Observação: Ao longo de todos os testes com o protótipo, eventualmente a alimentação do circuito foi trocada da fonte de bancada por duas baterias de 9 V. Não foi notada qualquer alteração relevante no desempenho do circuito. Porém, para garantir o funcionamento pleno, todos os resultados apresentados até esse ponto foram gerados com o circuito funcionando alimentado pela fonte de bancada.

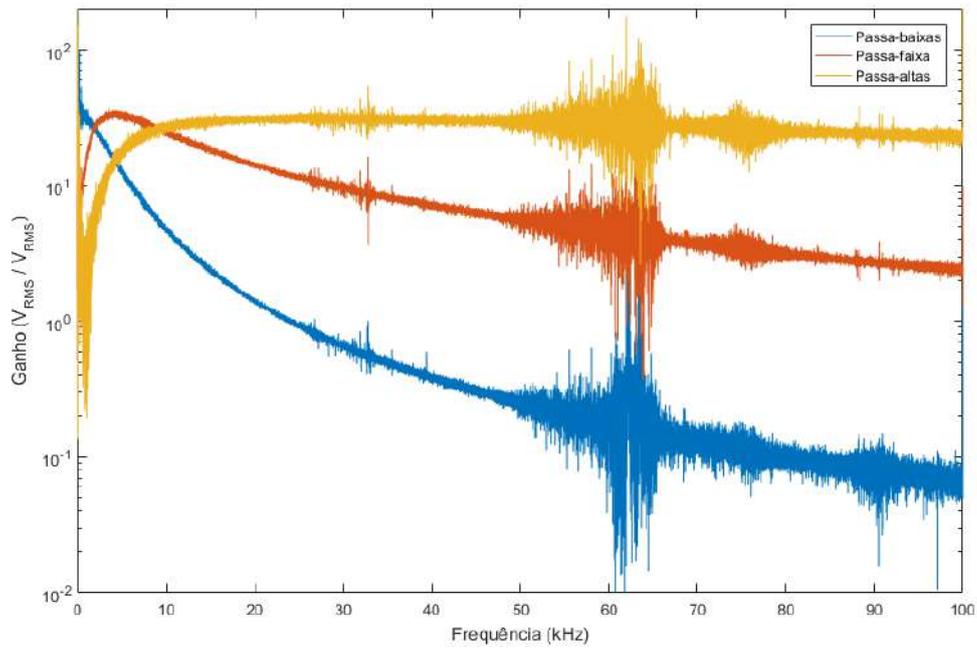


Figura 4.36: Espectro médio do filtro variável de estado, com magnitude representada em escala logarítmica.

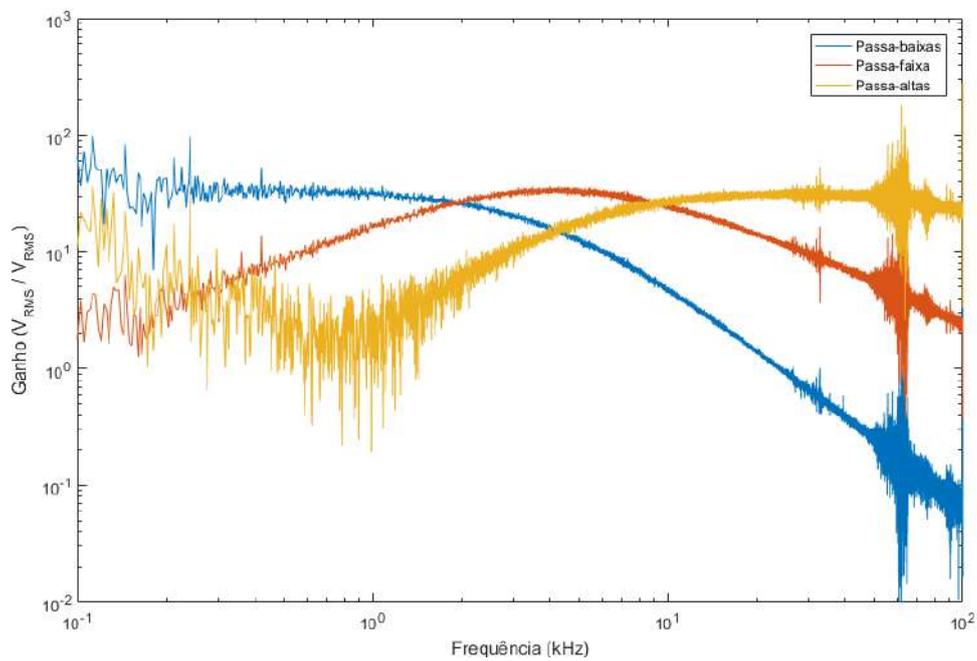


Figura 4.37: Espectro médio do filtro variável de estado, com frequência e magnitude representados em escala logarítmica.

4.5 Ensaio no Tanque de Medições Acústicas do IPqM

Como ensaio definitivo do sistema para esta dissertação, foi realizado um teste comparativo no tanque de medições acústicas do IPqM.

Objetivo: Observar o comportamento do sistema com o hidrofone captando sons conhecidos dentro d'água, comparando os sinais condicionados pelo módulo com um sistema de referência. Nesse caso, o sistema de medição e calibração de hidrofones do tanque do IPqM.

Metodologia:

- Transmitir através do tanque do IPqM (à distância padrão de 1,8 metros) sinais senoidais com frequências dentro das bandas passantes e dos limites dos projetores acústicos disponíveis (4 kHz, 20 kHz e 60 kHz), chegando ao hidrofone na outra extremidade com amplitude de, pelo menos, 1 mV;
- Medir a saída correspondente (LP, BP ou HP) no tempo e na frequência, com os seguintes sistemas:
 - Sistema de medição e calibração do IPqM;
 - Placa condicionadora de sinais do protótipo, com aquisição e armazenamento com sistema da National Instruments;
 - Protótipo completo: Placa condicionadora, MSP430 e cartão de memória microSD.
- Comparar séries temporais;
- Avaliar espectros condicionados pelo circuito.

Parâmetros:

- Sinal de Referência:
 - Pulsos senoidais nas frequências de 4 kHz, 20 kHz e 60 kHz;
- Distância entre projetor e hidrofones: 1,8 m;
- Frequências de corte do protótipo:
 - $f_{c1} = 5 \text{ kHz}$
 - $f_{c2} = 50 \text{ kHz}$
 - $f_{central} = 15,81 \text{ kHz}$
- Ganho total do protótipo nas frequências avaliadas:
 - $A_{LP} = 146 \text{ V/V}$
 - $A_{BP} = 236 \text{ V/V}$
 - $A_{HP} = 69 \text{ V/V}$

4.5.1 Sinal de Referência

O sinal de referência é projetado em pulsos a cada 500 ms. Do outro lado do tanque, dois hidrofones captam não só a transmissão, mas também reflexões da mesma. Isso explica a utilização dos pulsos, já que um sinal contínuo seria muito prejudicado por essas reflexões. Dos dois hidrofones presentes no tanque, um é ligado ao sistema de monitoramento do IPqM e o outro é conectado ao protótipo.

Uma limitação do tanque é a não geração de sinais com frequência inferior a 2,5 kHz. Por isso, as frequências de corte escolhidas para esse ensaio foram 5 kHz e 50 kHz.

De forma semelhante aos testes anteriores, realizados em bancada, foram escolhidas três frequências para os sinais senoidais a serem projetados: 4 kHz, 20 kHz e 60 kHz. Cada frequência foi adquirida pelo módulo após passar pelo seu filtro correspondente (LP, BP e HP, respectivamente).

A não uniformidade nos ganhos é resultante da escolha das frequências próximas aos cortes dos filtros. Reforça-se que, embora pudesse ter sido feita uma melhor escolha de valores, conhecer o comportamento do sistema torna a análise ainda coerente.

Para que chegasse aos hidrofones de maneira adequada, o sinal de referência a ser projetado foi escolhido com base nos valores da tabela 4.11, gerada pela equipe do IPqM.

Tabela 4.11: Valores fornecidos pelo IPqM para o sinal acústico propagado no tanque.

Transdutor Padrão (Projektor)	Freq. (kHz)	Tensão de excitação (V_{RMS})	Sensibilidade do Projektor (dB re 1 μ Pa/V)	SL	Sens.
				(dB re 1 μ Pa)	Hidrofone T50 550 (dB/V)
ITC1001/887	4	67,97	121,62	158,27	-207,67
ITC1032/1017	20	17,03	136,40	161,03	-208,22
TC4040/211	60	22,04	135,31	162,17	-211,77

Os valores da tabela se originam das seguintes equações:

O nível da fonte, SL, será a soma da sensibilidade do projektor com a tensão de excitação, em dB:

$$SL = S(Proj) + 20 \cdot \log(V_{RMS}(Proj)) \quad (4.18)$$

A perda por distância (1,8 metros), também fornecida pelo IPqM, é dada por:

$$TL = -20 \log(1,8) = -5,11 \text{ dB} \quad (4.19)$$

Assim, a intensidade do sinal que chega no hidrofone é:

$$I(Hidr) = SL + TL + S(Hidr.) \quad (4.20)$$

Isso resultará em sinais na saída do hidrofone receptor de 1,88, 2,43 e 1,84 milivolts (ou -54,51, -52,30 e -54,90 dBV), respectivamente. Esses valores são adequados para o condicionamento do sinal pelos sistemas de aquisição.

4.5.2 Montagem

De maneira diferente dos testes em bancada, o hidrofone agora é medido diretamente. Como o modelo utilizado não é diferencial, a entrada negativa do sensor (H-) foi aterrada.

Outro ponto considerado foi a gravação pelo MSP430, que não foi satisfatória nos testes de bancada. Optou-se então por fazer o armazenamento principal dos dados utilizando o sistema da NI.

A figura 4.38 apresenta o sistema de medição principal, com o notebook executando o *software* Signal Express, o sistema de aquisição de dados da NI e o protótipo em sua versão final, na caixa metálica e sem o microcontrolador. O apêndice E apresenta os *checklists* dos equipamentos e dos procedimentos do ensaio no IPqM.

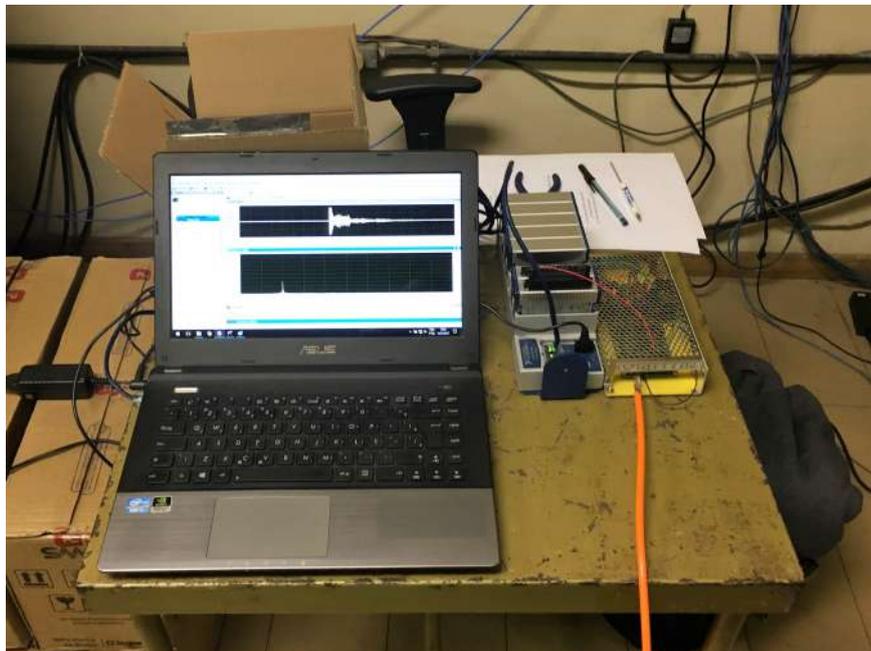


Figura 4.38: Notebook, sistema de aquisição da National Instruments e protótipo, montados no IPqM.

Ainda que com suas limitações, o sinal de 20 kHz (referente ao passa-faixa) foi digitalizado também pelo MSP430 e armazenado em um cartão microSD. O módulo na caixa com o microcontrolador executando a rotina é apresentado na figura 4.39.

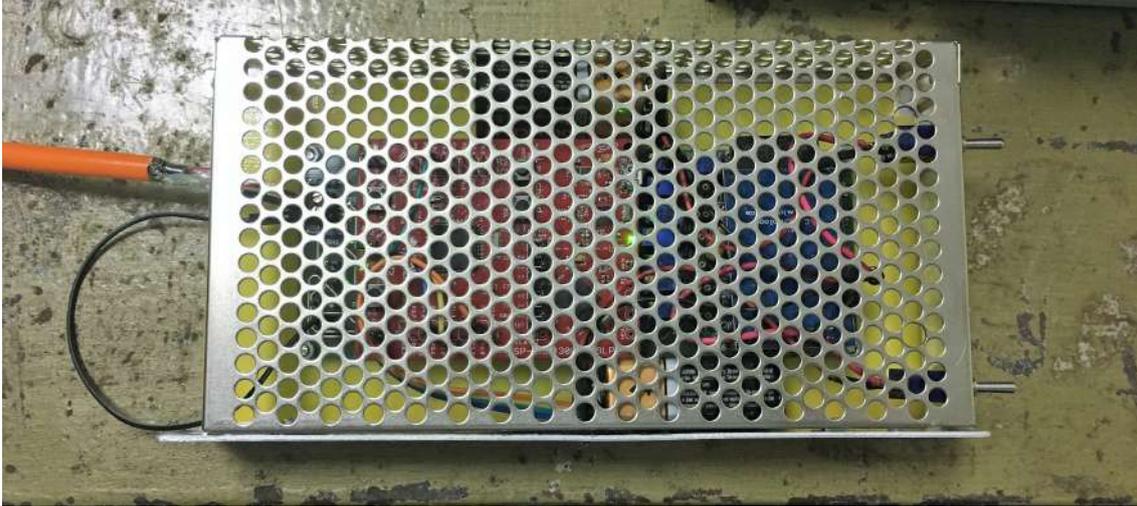


Figura 4.39: Módulo autônomo fazendo a aquisição dos dados do hidrofone no tanque do IPqM.

Os pulsos projetados foram então captados pelo hidrofone e armazenados no notebook pelo módulo NI-9205, por aproximadamente 30 segundos, em 16 bits, a uma taxa de 250 kSPS e com fundo de escala de ± 1 V. Já o armazenamento com o MSP430 foi feito em 10 arquivos, cada um contendo 2500 medições com 4096 amostras cada, totalizando um tempo de gravação de aproximadamente cinco minutos (102,4 milhões de amostras), em 12 bits, taxa de amostragem de 376 kSPS e fundo de escala de 0-3,3 V.

4.5.3 Análise no Tempo

O sistema de medição e calibração do IPqM não armazena todos os dados da série temporal medida, fazendo com que a referência que se pôde obter da mesma tenha sido a **captura da tela do osciloscópio** e os **valores RMS** das medições.

Observação: Tentou-se, porém sem êxito, extrair a série temporal do osciloscópio, que somente fornece uma quantidade limitada de 1000 pontos, insuficiente para a visualização adequada da forma de onda do pulso captado.

Fazendo a análise preliminar dos sinais gravados pelo NI-9205, notou-se que os pulsos medidos são semelhantes, porém não iguais. Isso, provavelmente, se deve às imperfeições aleatórias de uma medição real. **Portanto, por não haver repetibilidade no ensaio e não se ter a série temporal do sinal de referência, não foi possível comparar os sinais medidos ponto a ponto.**

A partir da captura de tela do osciloscópio, foram sobrepostos os pulsos medidos com o NI-9205, para se obter um comparativo visual. Na figura 4.40 é possível notar a semelhança entre os sinais em 4 kHz e que, coincidentemente, o ganho dos sistemas é próximo. O tracejado destaca a região onde se mede o sinal diretamente, sem influência das reflexões no tanque.

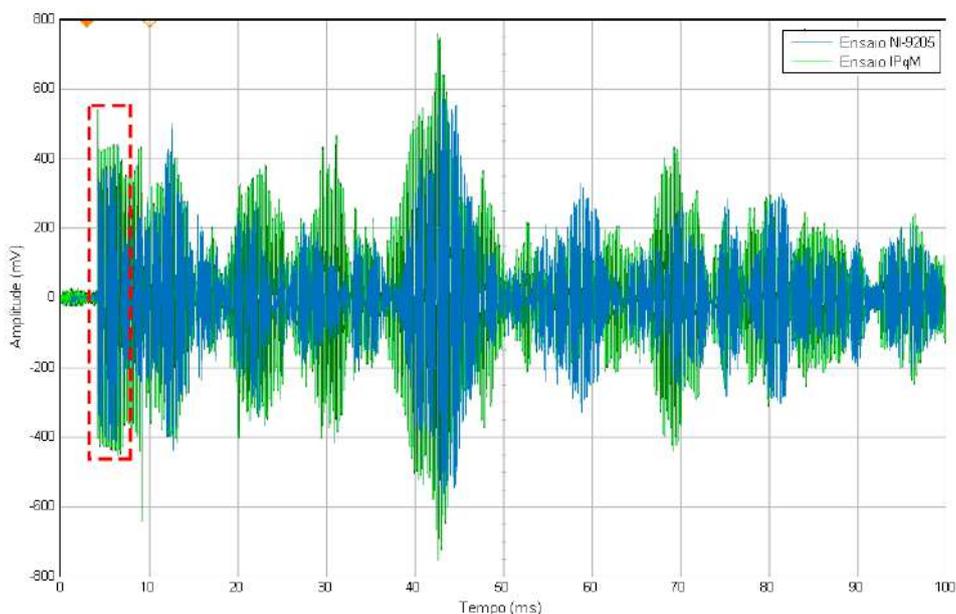


Figura 4.40: Sinal de 4 kHz adquirido pelo protótipo e pelo sistema do IPqM.

A figura 4.41 apresenta os sinais adquiridos pelos três sistemas. É possível notar a semelhança entre os sinais adquiridos pelo NI-9205 e pelo IPqM, a diferença no ganho e a quantidade excessiva de ruído no sinal armazenado pelo MSP430.

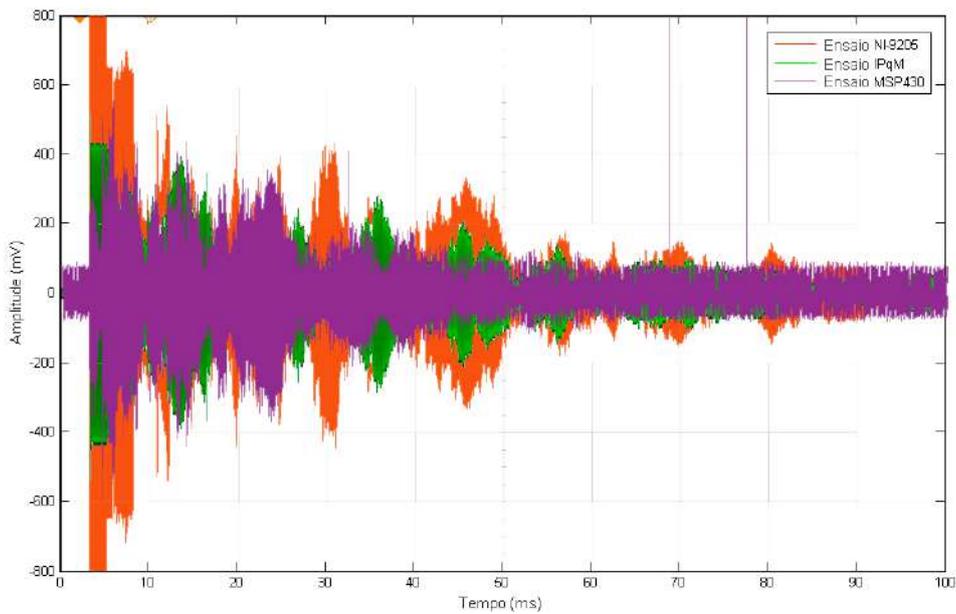


Figura 4.41: Sinal de 20 kHz adquirido pelo protótipo e pelo sistema do IPqM.

Apesar disso, ao analisar a porção inicial do pulso adquirido pelo MSP430, nota-se a presença integral da senoide em 20 kHz, amostrada de maneira adequada, conforme a figura 4.42.

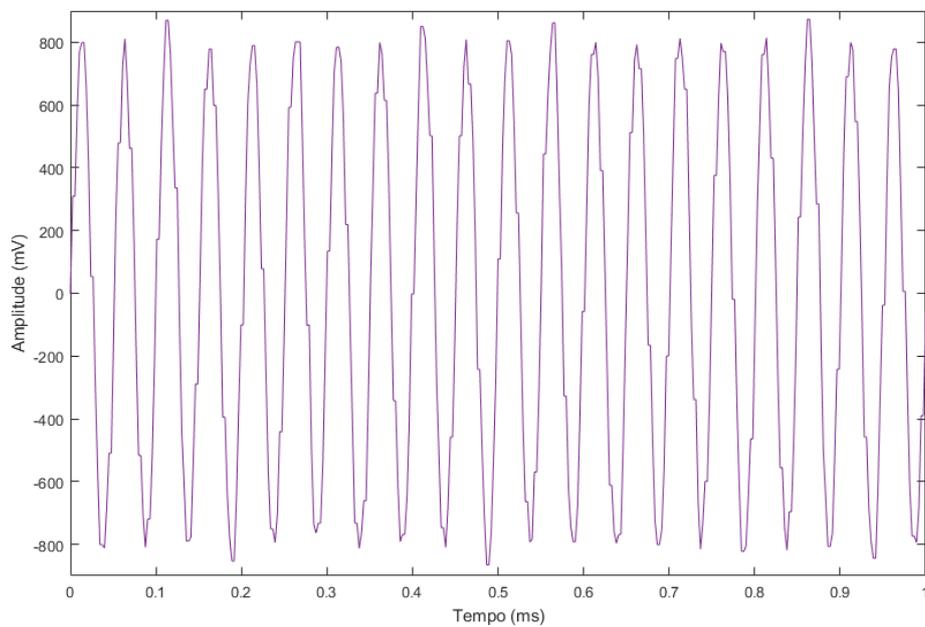


Figura 4.42: Parte do sinal de 20 kHz, adquirido pelo MSP430, referente à primeira porção do pulso.

De maneira semelhante aos sinais anteriores, para 60 kHz, também é possível perceber a semelhança no formato, a diferença nos ganhos e em algumas das reflexões.

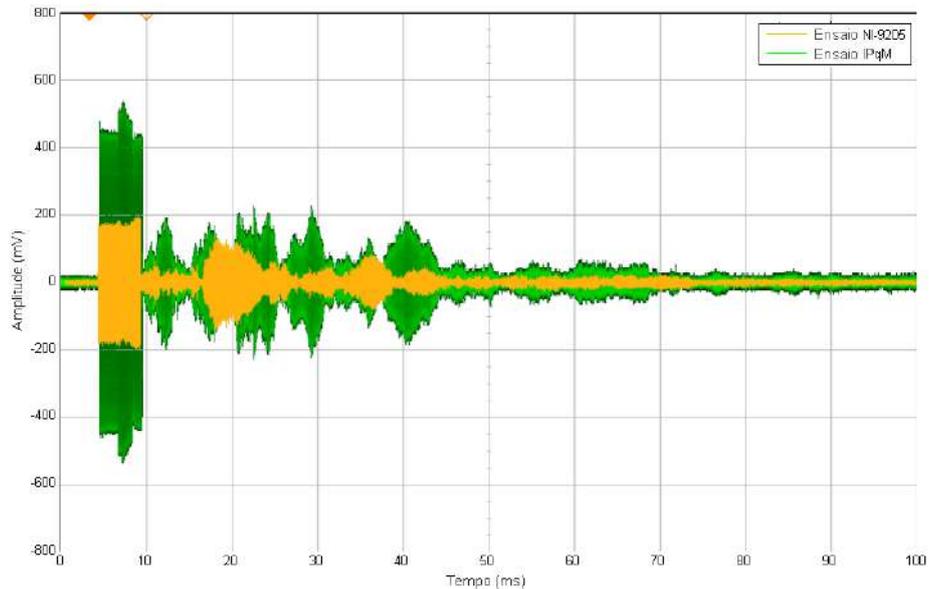


Figura 4.43: Sinal de 60 kHz adquirido pelo protótipo e pelo sistema do IPqM.

Dos pulsos apresentados, o cálculo do valor RMS foi feito a partir do primeiro milissegundo, quando ainda não há distorção no sinal e pode ser observada a senoide na frequência esperada. A tabela 4.12 apresenta os valores fornecidos pelo IPqM para o sinal na entrada do hidrofone e os resultados das medições feitas com o protótipo e adquiridos com o NI-9205, após divisão das tensões nas saídas pelos ganhos correspondentes.

Tabela 4.12: Comparativo dos valores medidos pelo protótipo com os fornecidos pelo IPqM.

Frequência (kHz)	Tensão na Entrada (dBV)		Tensão na Entrada (mV_{RMS})		Erro (%)
	LIOc	IPqM	LIOc	IPqM	
	4	-54,56	-54,51	1,87	
20	-52,30	-52,30	2,43	2,43	0
60	-54,90	-54,70	1,80	1,84	-2,17

Para o pulso adquirido com o MSP430, o valor RMS foi de 2,44 mV (-52,25 dBV), muito próximo do esperado para o sinal de 20 kHz (erro de 0,41 %).

Como mencionado no início deste item, a reflexão dos pulsos no tanque não ocorre de maneira igual e, por isso, a única forma de compará-los ponto a ponto seria com a garantia de adquirir as duas séries temporais de um mesmo pulso, o que não ocorreu nesse ensaio. Ainda assim, os resultados obtidos da análise no tempo podem ser considerados ótimos, já que os valores RMS medidos estão totalmente de acordo com o fornecido pelo IPqM. **As diferenças nas medições em 0,53 %, 0 % e 2,17 % validam o funcionamento da placa condicionadora projetada, capaz de captar, condicionar e disponibilizar adequadamente o sinal acústico para armazenamento. A medição também próxima do sinal adquirido pelo microcontrolador reforça o bom funcionamento do protótipo completo e mostra que, sanados os problemas relacionados ao ruído do MSP430, o módulo estará apto a experimentos em campo.**

4.5.4 Análise na Frequência

Os espectros dos sinais obtidos também apresentam um resultado satisfatório, ao mostrarem as frequências medidas iguais às dos sinais gerados.

As figuras 4.44, 4.45 e 4.46 apresentam os espectros dos sinais medidos, sendo possível notar a frequência fundamental com uma pequena variação em suas proximidades, advindas das alterações frequenciais nos sinais refletidos captados. Vale ressaltar também a considerável diminuição da energia em 60 Hz (ainda que existente - figura 4.47) e a ausência de componentes espúrias em alta frequência nos espectros, sempre presentes nos testes feitos em bancada.

Notam-se, na medição de mais alta frequência, componentes adicionais no espectro. Da mesma forma que nos testes de bancada, a aquisição limitada a 250 kSPS faz com que o sinal em 60 kHz não seja amostrado adequadamente, podendo gerar os picos vistos.

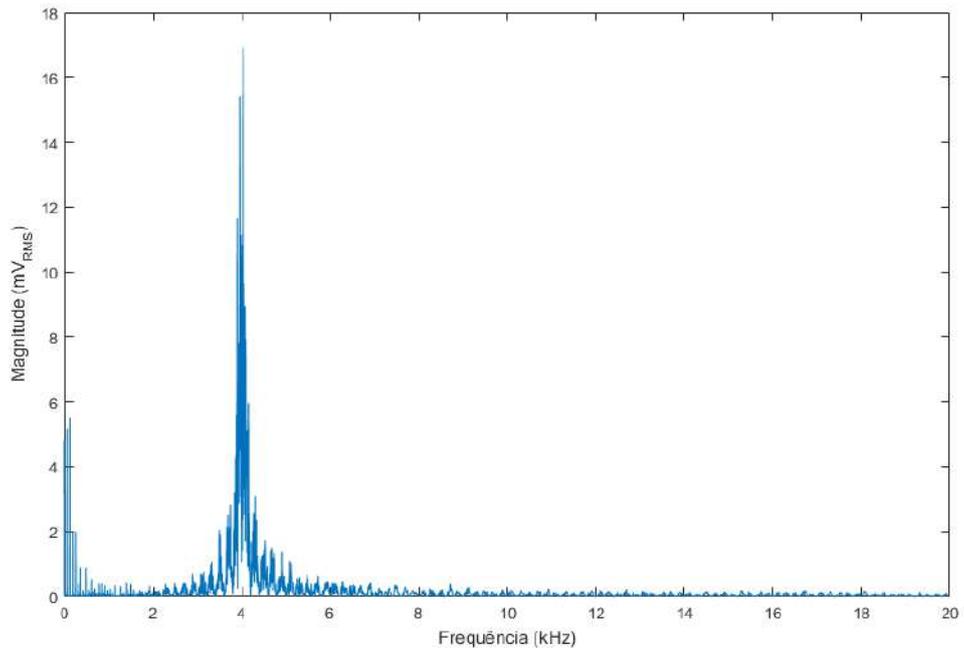


Figura 4.44: Espectro do sinal de 4 kHz adquirido pelo protótipo.

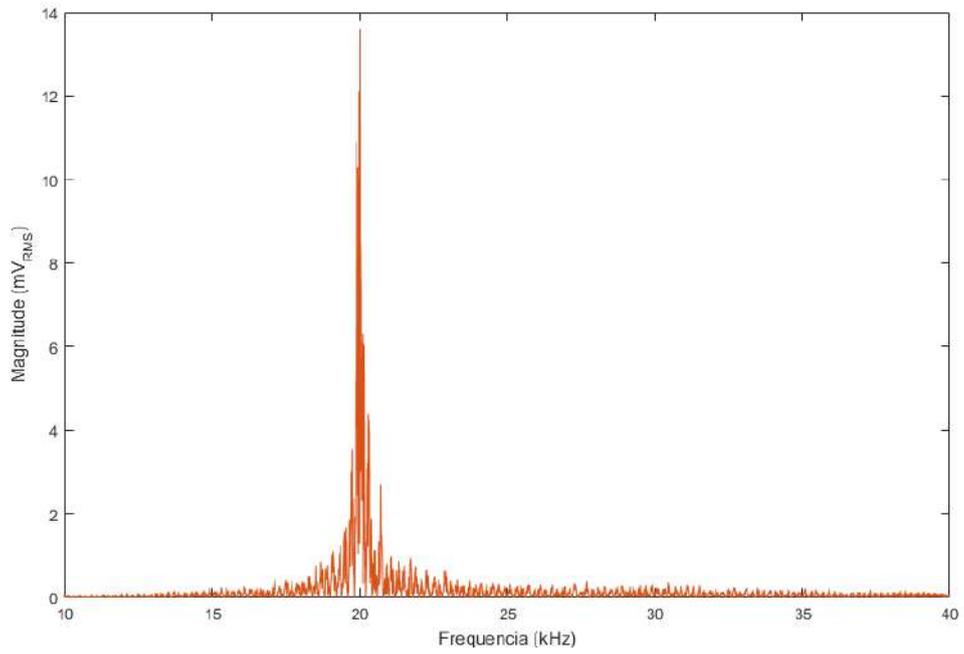


Figura 4.45: Espectro do sinal de 20 kHz adquirido pelo protótipo.

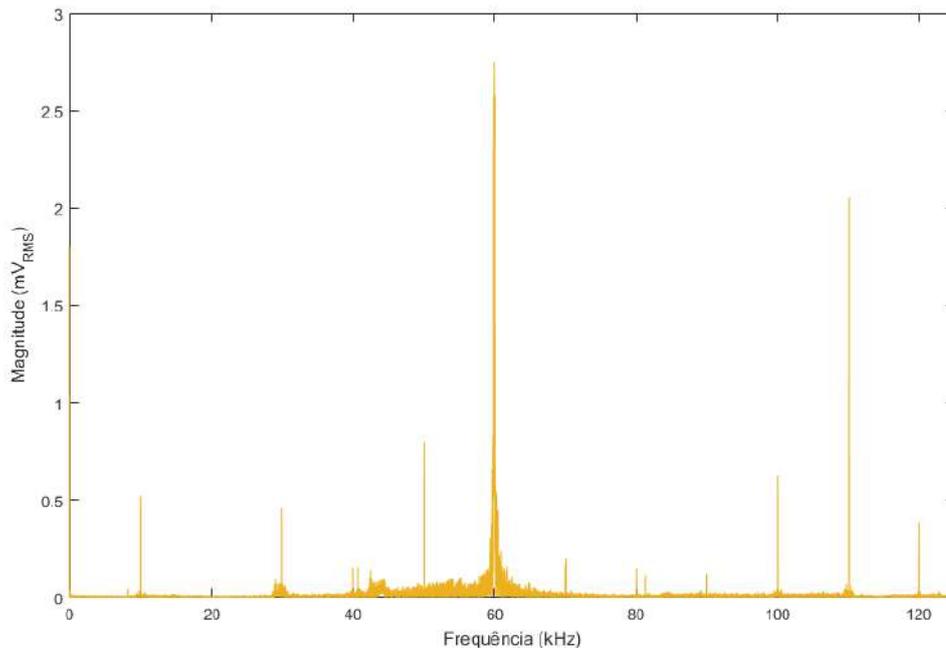


Figura 4.46: Espectro do sinal de 60 kHz adquirido pelo protótipo.

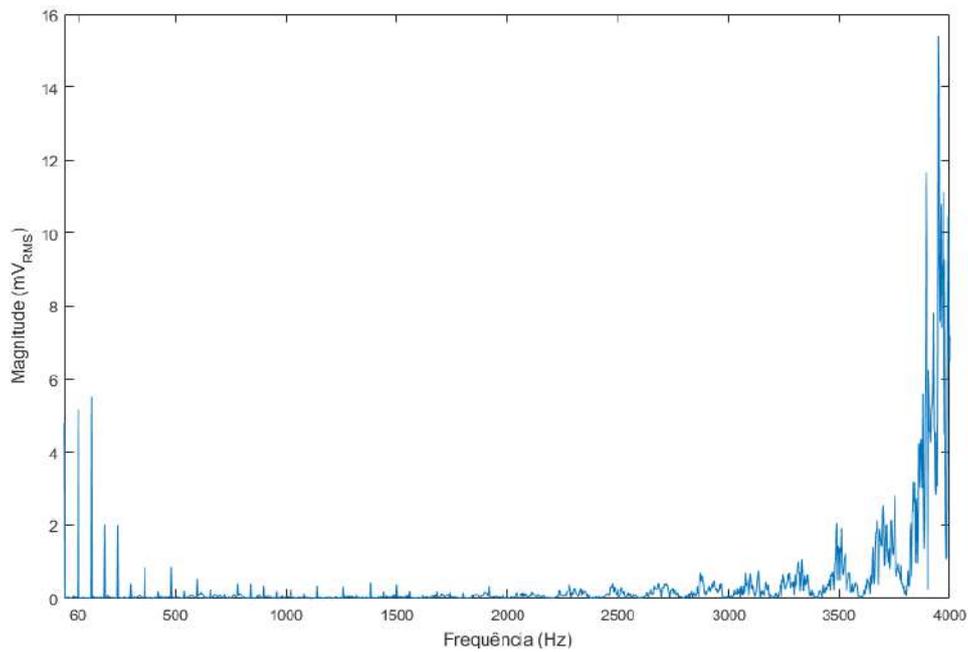


Figura 4.47: Influência da frequência de 60 Hz e seus harmônicos no espectro do sinal de 4 kHz adquirido pelo protótipo.

A medição do sinal em 20 kHz adquirido pelo MSP430 e armazenado no cartão de memória, apesar de possuir alto ruído associado, pode ser dita como consistente, já que todos os dez arquivos avaliados possuem forma de onda semelhante, tanto no tempo quanto na frequência.

A figura 4.48 apresenta o espectro de um dos arquivos, no qual observa-se que, além da componente em 20 kHz esperada, outras frequências aparecem (em aproximadamente 6,9, 83,8, 90,5, 97,4, 111,0 e 187,9 kHz), algumas, inclusive, de maneira predominante em relação à de 20 kHz.

Já a figura 4.49 apresenta o espectro da parte válida do pulso, mostrado anteriormente na figura 4.42. É possível notar a predominância da componente em 20 kHz em relação às outras, muito menos influentes.

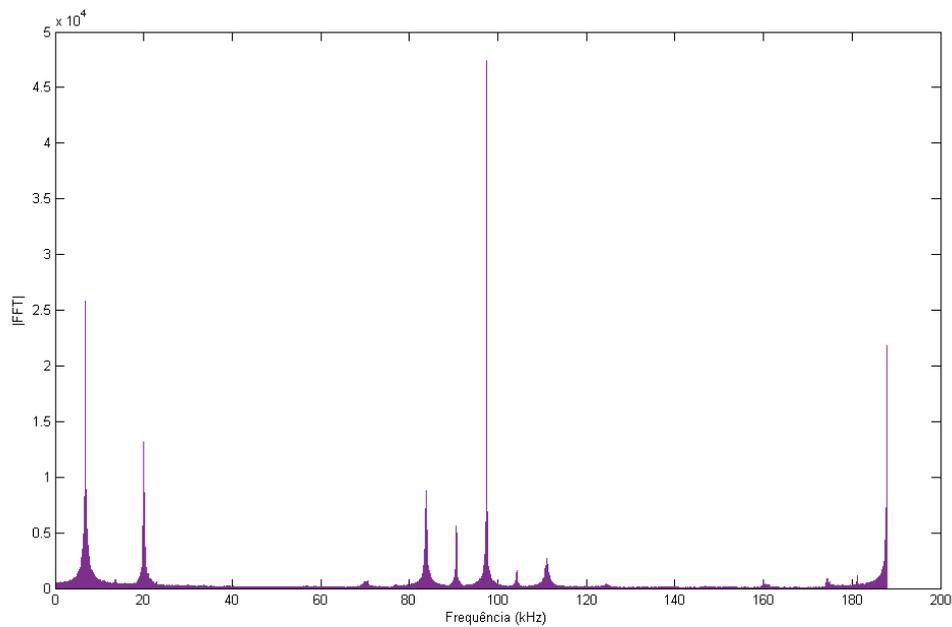


Figura 4.48: Espectro do sinal de 20 kHz adquirido pelo protótipo e gravado pelo MSP430.

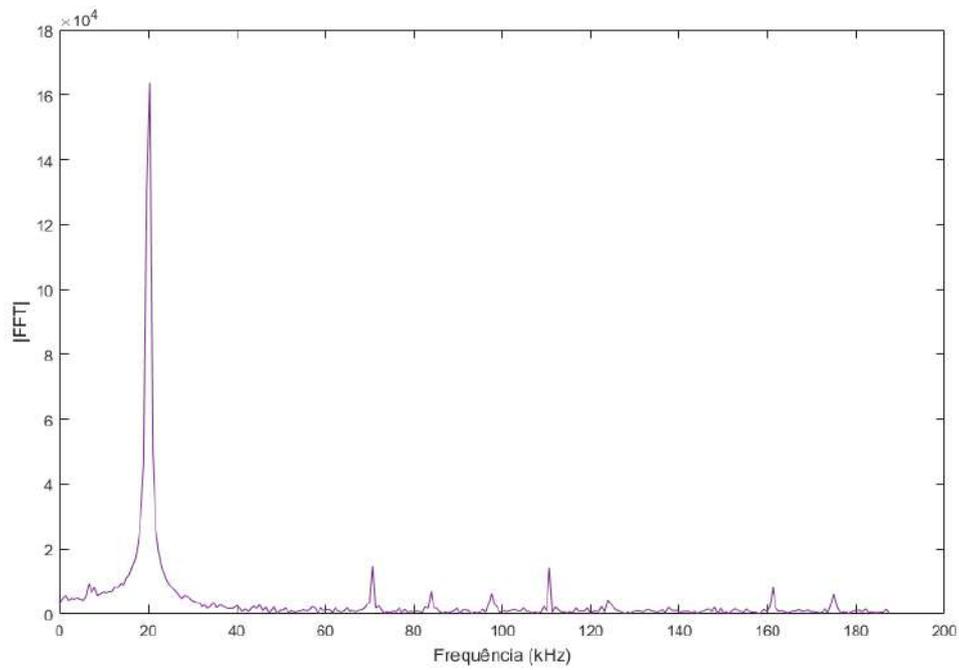


Figura 4.49: Espectro do sinal adquirido pelo MSP430. Parte referente à primeira porção do pulso.

Avalia-se que esse ensaio no IPqM foi uma etapa importante para a confirmação das propriedades e limitações do protótipo, assim como contribuiu fortemente para o enriquecimento do trabalho e estreitamento da relação de colaboração entre o IPqM e o LIOc.

Capítulo 5

Conclusões e Recomendações

A dissertação de mestrado apresentada desenvolveu as etapas do projeto de um módulo de aquisição de dados para hidrofones, desde o estudo da caracterização da paisagem acústica submarina até a elaboração de um protótipo que possibilitou a medição de sinais reais e os testes que permitiram a confirmação de seu funcionamento em bancada e no tanque de medições acústicas do IPqM.

O trabalho é considerado como a segunda etapa (sendo a primeira o projeto de graduação do autor [1]) de um sistema com plena capacidade de atingir o patamar de produto final industrializado.

Enquanto que a primeira etapa teve foco na escolha da plataforma principal, o microcontrolador MSP430, o maior interesse deste trabalho foi o sinal acústico, sua origem, condicionamento e armazenamento adequados para seu estudo e aplicação no campo da bioacústica. Somado a isso, a construção do protótipo trouxe também uma abordagem prática, reforçando a integração entre os campos da biologia e da engenharia.

O projeto descrito no capítulo 3 apresentou toda a teoria para a elaboração e funcionamento do *data logger*, desde a escolha das topologias do amplificador de instrumentação, o filtro tri-banda variável de estado, o controle automático dos ganhos por potenciômetros digitais e o gerenciamento do sistema por meio da programação do *Launchpad* MSP430F5529LP, gravando os dados em cartão de memória microSD. Atender na prática a todas as especificações se torna questão de investi-

mento financeiro e tempo para superar os inevitáveis obstáculos práticos, aprimorando protótipos até alcançar a condição de produto final.

No protótipo V1.2, o funcionamento da placa condicionadora elaborada pôde ser validado, mostrando que as topologias escolhidas de amplificadores e filtros funcionaram adequadamente, atendendo às especificidades do hidrofone.

Como resultados dos testes em bancada, obteve-se, para os parâmetros escolhidos de funcionamento do circuito:

- Ruído máximo relativo à entrada (RTI): $-8,19 \mu V_{DC} / 9,58 \mu V_{RMS}$;
- THD: Entre $-75,63 \text{ dB}$ (0,02 %) e $-53,21 \text{ dB}$ (0,22 %);
- Sinal mínimo percebido na entrada (somente placa condicionadora): $101 \mu V$;
- Sinal mínimo percebido na entrada (com hidrofone): $500 \mu V$;
- Limite de excursão do sinal: Entre $-6,9 \text{ V}$ e $+6,3 \text{ V}$;
- Taxa máxima de aquisição dos dados pelo MSP430: 376 kSPS.

Conseguir adquirir dados consistentes com o protótipo no tanque de medições acústicas do IPqM era o fator de maior expectativa nesta dissertação. Pela obtenção de erros inferiores a 2,17 % nos valores RMS e a medição aceitável das frequências transmitidas através do tanque, considera-se o sucesso da parte prática do trabalho, que é firmemente estruturado pelos conceitos e por todo o projeto teórico elaborado.

Quanto aos custos do protótipo, reforça-se que, apesar de 30,5 % dos gastos totais estarem em impostos, fretes e taxas cobrados, e o valor calculado no item 3.4.3 ser parcial, o projeto tem potencial para atender às demandas de um produto final que custe, pelo menos, cinco vezes menos que os equivalentes importados, mostrando ser um bom investimento.

Assim, juntamente com todo o desenvolvimento necessário para a familiarização com os elementos do trabalho, a performance do módulo de aquisição de dados foi devidamente avaliada, gerando resultados positivos expressivos e maior conhecimento das capacidades e limitações do projeto elaborado e do protótipo montado.

A placa condicionadora se mostrou pronta para realização de ensaios em campo. Para funcionamento pleno, porém, é necessária a efetivação das melhorias propostas, que possibilitarão o armazenamento adequado pelo MSP430, não contemplados neste trabalho principalmente pela alta demanda de tempo necessário para tal.

Por todo o estudo apresentado, o projeto consequente, a elaboração do protótipo e seus testes, conclui-se que os objetivos desta dissertação foram cumpridos.

5.1 Principais Problemas Encontrados

Ao longo de todo o trabalho, as eventuais dificuldades inerentes a uma dissertação de mestrado, que, porém, são geralmente omitidas do resultado final, estiveram aqui também presentes: gerenciar e executar um trabalho que envolve esforço não só do autor, mas de diversas pessoas, em tempo hábil e submetido à burocracia que permeia a universidade.

O principal exemplo foi a confecção da placa de circuito impresso do protótipo, descrita na seção 3.4, que tinha tempo total estimado (pelo autor), entre o contato inicial e a placa em mãos, de **vinte dias**. O tempo real que esse processo demandou foi de **oitenta e três dias**.

Sobre as ocorrências ao longo dos testes, sobretudo reforçam a necessidade de se construir protótipos e entender o funcionamento dos circuitos também na prática.

Ainda nos testes com a *proto-board*, o projeto, inicialmente errado, da geração da tensão negativa de alimentação dos circuitos culminou na inutilização de dois CIs reguladores, necessitando a reformulação daquela etapa e reposição dos componentes. Mesmo gerando certo atraso, o excepcional prazo de entrega da Texas Instruments e a adequação do novo circuito aos CIs já escolhidos minimizaram esse intervalo.

Já nos ensaios com a placa condicionadora (descritos no item 4.4.1), pode-se destacar a necessidade de adaptação do projeto, tendo em vista a escolha errada dos potenciômetros digitais de controle dos parâmetros do módulo, que precisaram ser substituídos por potenciômetros analógicos, já que a escolha de um novo CI digital acarretaria a reestruturação da placa condicionadora e a compra do mesmo, gerando atrasos que impossibilitariam a conclusão deste trabalho. Felizmente, a utilização dos potenciômetros analógicos possibilitou que os testes fossem feitos, inclusive com maior praticidade.

O MSP430 se mostrou um controlador poderoso, eficiente e versátil, porém com um considerável custo de aprendizado. Ainda há de se obter maior domínio de sua arquitetura, para que se possa executar medições mais precisas e eliminar problemas como perda de partes do sinal adquirido, vistos nas medições com o microcontrolador.

Posteriormente, ao avaliar o funcionamento do circuito, a presença de interferências externas, principalmente nas frequências de 60 Hz (da rede elétrica) e 40 kHz (de origem desconhecida) também demandaram maior cuidado nos ensaios, como, por exemplo, o acondicionamento do circuito na caixa metálica. A inserção do hidrofone aumenta ainda mais essa interferência, já que seu cabo de 10 metros atua como uma antena, captando principalmente a radiação eletromagnética emitida pela rede elétrica. Felizmente, essas interferências são de origem local, não sendo tão influentes, por exemplo, nos ensaios executados no IPqM, nos quais a imersão do hidrofone na água atenuou consideravelmente a influência dessa energia.

Apesar do ruído externo ter sido contornado satisfatoriamente, o ruído digital gerado pelo MSP430 invalidou, **por hora**, seu funcionamento pleno. O *crosstalk* oriundo da comunicação do microcontrolador com o cartão de memória possui amplitude significativa em diversas frequências. Da mesma forma que os potenciômetros digitais, a resolução desse problema demanda um novo projeto da placa condicionadora. Ainda assim, todos os sinais medidos com o MSP430 puderam ser reconhecidos nos dados avaliados, apesar da forte presença das componentes espúrias.

5.2 Trabalhos Futuros

Um dos pontos mais importantes deste trabalho é a possibilidade que ele gera de inúmeros projetos sucessores. Nesta seção final do trabalho são colocadas sugestões e ideias que objetivam dar progresso ao estudo realizado.

O primeiro ponto a ser ressaltado é que, para que haja continuidade neste trabalho, todo o material utilizado ao longo da construção desta dissertação será disponibilizado, por meio de um acervo de documentos e arquivos, no servidor do LIOc e com o autor. O conteúdo desse acervo está descrito no apêndice F.

Espera-se que os testes apresentados no capítulo 4 possam servir como padrão para procedimentos futuros, tanto no LIOc quanto para estudos em acústica submarina, já que, ao longo da execução deste trabalho, não foi encontrada tal referência.

Quanto ao projeto em si, sugere-se que as etapas imediatas a este trabalho sejam relacionadas à inserção plena do MSP430 no circuito.

Durante a elaboração desta dissertação, diversos modelos da família MSP430 foram lançados. Um *Launchpad* muito interessante e adequado ao projeto do *data logger* é o MSP-EXP430FR5994 [47], que já possui um *slot* para cartão microSD na placa. Eliminando as trilhas que transportam o sinal digital por meio da placa condicionadora e afastando fisicamente o aterramento digital do analógico, acredita-se que o ruído do MSP430 possa ser eliminado da série temporal adquirida.

Minimizando o ruído na aquisição, o maior enfoque na construção do código deve ser suficiente para a eliminação dos problemas relacionados à perda de dados. Com o microcontrolador completamente integrado ao sistema, os primeiros testes de campo poderão ser executados.

Por fim, solucionando os pontos apontados ao longo do texto, como a escolha de novos potenciômetros digitais, sugere-se que se busque a aplicação prática de toda a teoria apresentada no projeto: Colocação do conversor A/D externo, integração de todo o circuito em somente uma placa e aplicação de métodos inteligentes para a configuração automática dos parâmetros do circuito.

Referências Bibliográficas

- [1] BUCHMANN, R. M. *Desenvolvimento de um Sistema de Aquisição e Armazenamento de Dados para Medições Oceanográficas*. Projeto final de graduação, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, março de 2014.
- [2] CLAY, C. S., MEDWIN, H. *Acoustical Oceanography: Principles and Applications*. John Wiley & Sons, 1977.
- [3] AU, W. W. L., HASTINGS, M. C. *Principles of Marine Bioacoustics*. Springer, 2008. “With permission of Springer Nature”.
- [4] BRADLEY, D. L., STERN, R. *Underwater Sound and The Marine Mammal Acoustic Environment - A Guide to Fundamental Principles*. Prepared for the U.S. Marine Mammal Commission, julho de 2008.
- [5] WIKIPEDIA. “Intensidade (acústica)”. Disponível em: [<https://pt.wikipedia.org/wiki/Intensidade_\(acústica\)>](https://pt.wikipedia.org/wiki/Intensidade_(acústica)). Último Acesso: 11 de maio de 2016.
- [6] WIKIPEDIA. “Hydrophon”. Disponível em: [<https://de.wikipedia.org/wiki/Hydrophon>](https://de.wikipedia.org/wiki/Hydrophon). Último Acesso: 17 de março de 2017.
- [7] WIKIPEDIA. “Piezoelectric Sensor”. Disponível em: [<http://en.wikipedia.org/wiki/Piezoelectric_sensor>](http://en.wikipedia.org/wiki/Piezoelectric_sensor). Último Acesso: 29 de janeiro de 2014.
- [8] INMETRO - INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA. “Portaria nº 590, de 02 de dezembro de 2013”, *Anexo: Quadro Geral de Unidades de Medida no Brasil*, p. 4, dezembro de 2013. Disponível em: [<http://www.inmetro.gov.br/legislacao/rtac/pdf/RTAC002050.pdf>](http://www.inmetro.gov.br/legislacao/rtac/pdf/RTAC002050.pdf). Último Acesso: 28 de agosto de 2017.
- [9] URICK, R. J. *Principles of Underwater Sound*. McGraw-Hill, 1985. ISBN: 0-07-066087-5.

- [10] WAITE, A. D. *Sonar for Practising Engineers*. Wiley, 2008.
- [11] WIKIPEDIA. “Sonar”. Disponível em: <<https://pt.wikipedia.org/wiki/Sonar>>. Último Acesso: 29 de junho de 2016.
- [12] RIBEIRO, C. E. P. *Notas de Aula de Acústica Submarina (COV 739), Mestrado PEnO/COPPE/UFRJ*. 2014.
- [13] WENZ, G. M. “Acoustic Ambient Noise in the Ocean: Spectra and Sources”, *The Journal of the Acoustical Society of America*, pp. 1936–1956, maio de 1962. “Reproduced from *The Journal of the Acoustical Society of America* 34, 1936 (1962), with the permission of the Acoustical Society of America.”.
- [14] VIELLIARD, J., SILVA, M. L. “A Bioacústica como Ferramenta de Pesquisa em Comportamento Animal”. In: Assis, G., Brito, R., Martin, W. L. (Eds.), *Estudos do Comportamento II*, Belém, Editora da UFPA, 2006. Disponível em: <<http://www.ufpa.br/lobio/Resumoscongressos/Bioacusticacomoferramenta.pdf>>.
- [15] WEILGART, L. S. “A Brief Review of Known Effects of Noise on Marine Mammals”, *International Journal of Comparative Psychology*, pp. 20, 159–168, 2007.
- [16] MARANTZ. “Marantz Professional - PMD661MKII”. Disponível em: <<http://marantzpro.com/products/view/pmd661mkii>>. Último Acesso: 19 de junho de 2016.
- [17] OCEAN SONICS. “icListen Smart Hydrophones - Ocean Sonics”. Disponível em: <<http://oceansonics.com/iclisten-smart-hydrophones/>>. Último Acesso: 19 de junho de 2016.
- [18] JASCO APPLIED SCIENCES. “AMAR G3 - JASCO Applied Sciences”. Disponível em: <<http://www.jasco.com/amar/>>. Último Acesso: 25 de junho de 2016.
- [19] WILDLIFE ACOUSTICS. “Wildlife Acoustics - Overview of the Song Meter SM3M Submersible”. Disponível em: <<https://www.wildlifeacoustics.com/products/song-meter-sm3m-submersible>>. Último Acesso: 25 de junho de 2016.
- [20] KESTER, W. *Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning*. 1999. Analog Devices.

- [21] GSAS/IPQM - MARINHA DO BRASIL. “Prêmio Talento ETAS - Conjunto de Dados”, *XII Encontro de Tecnologia em Acústica Submarina*, 2016.
- [22] INMETRO - INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA. *Vocabulário Internacional de Metrologia - VIM 2012*. Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Inmetro, 2012.
- [23] BAKSHI, U. A., BAKSHI, A. V., BAKSHI, K. A. *Electronic Measurements*. Technical Publications Pune, 2008.
- [24] TEXAS INSTRUMENTS. “MSP-EXP430F5529LP MSP430F5529 USB LaunchPad Evaluation Kit — TI.com”. Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/MSP-EXP430F5529LP>>. Último Acesso: 15 de agosto de 2017. “Courtesy of Texas Instruments”.
- [25] WIKIPEDIA. “Operational amplifier applications”. Disponível em: <http://en.wikipedia.org/wiki/Operational_amplifier_applications>. Último Acesso: 13 de dezembro de 2016.
- [26] TEXAS INSTRUMENTS. *INA163 - Low-Noise, Low-Distortion INSTRUMENTATION AMPLIFIER*, 2005. INA163. “Courtesy of Texas Instruments”.
- [27] HAYKIN, S., VEEN, B. V. *Signals and Systems*. John Wiley & Sons, Inc, 1999.
- [28] SEDRA, A. S., SMITH, K. C. *Microelectronic Circuits*. Oxford, 2004.
- [29] LANCASTER, D. *Active-Filter Cookbook*. Howard W. Sams & Co., Inc., 1980.
- [30] OPPENHEIM, A. V., WILLSKY, A. S., HAMID, S. *Signals and Systems*. Pearson, 1996.
- [31] STORR, W. “State Variable Filter Design - Electronics Tutorials”. Disponível em: <www.electronics-tutorials.ws/filter/state-variable-filter.html>. Material utilizado com autorização do autor. Último Acesso: 16 de março de 2017.
- [32] TEXAS INSTRUMENTS. *UAF42 - Universal Active Filter*, 2010. UAF42. “Courtesy of Texas Instruments”.
- [33] ANALOG DEVICES. “Filter Wizard — Analog Devices”. Disponível em: <<http://www.analog.com/designtools/en/filterwizard/>>. Último Acesso: 22 de março de 2017.

- [34] TEXAS INSTRUMENTS. *OPAx22x High Precision, Low Noise Operational Amplifiers*, 2015. OPA4228. “Courtesy of Texas Instruments”.
- [35] WIKIPEDIA. “Serial Peripheral Interface Bus”. Disponível em: https://en.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface_Bus>. Último Acesso: 02 de abril de 2017.
- [36] TEXAS INSTRUMENTS. *TPS7301Q, TPS7325Q, TPS7330Q, TPS7333Q, TPS7348Q, TPS7350Q LOW-DROPOUT VOLTAGE REGULATORS WITH INTEGRATED DELAYED RESET FUNCTION*, 1999. TPS7301QP. “Courtesy of Texas Instruments”.
- [37] NEPTUNE SONAR. “Transducer Product Catalogue - 2014 Complete Print Version”. Disponível em: <http://www.neptune-sonar.co.uk/wp-content/uploads/2014/06/2014-Complete-Print-Version.pdf>>. Último Acesso: 27 de junho de 2016.
- [38] TEXAS INSTRUMENTS. *INA12x Precision, Low Power Instrumentation Amplifiers*, 2015. INA129P. “Courtesy of Texas Instruments”.
- [39] TEXAS INSTRUMENTS. “TI LaunchPad Evaluation Ecosystem”. Disponível em: <http://www.ti.com/ww/en/launchpad/launchpad.html>>. Último Acesso: 18 de fevereiro de 2014. “Courtesy of Texas Instruments”.
- [40] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *MCP414X/416X/424X/426X - 7/8-Bit Single/Dual SPI Digital POT with Non-Volatile Memory*, 2008. MCP4261-104E/P.
- [41] AUTODESK. “PCB Design & Schematic Software — EAGLE — Autodesk”. Disponível em: <https://www.autodesk.com/products/eagle/overview>>. Último Acesso: 08 de agosto de 2017.
- [42] OTT, H. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*. Wiley, 1988.
- [43] PENTALOGIX. “ViewMate - Gerber viewer, DXF Converter & DXF Viewer - PCB & CAM Software - PentaLogix - PentaLogix”. Disponível em: <https://www.pentalogix.com/t/software-products/viewmate>>. Último Acesso: 07 de julho de 2017.
- [44] ADVANCED CIRCUITS / 4PCB. “Printed Circuit Board Design Check - FreeDFM.com - Advanced Circuits”. Disponível em:

- <<http://www.4pcb.com/free-pcb-file-check/index.html>>. Último Acesso: 07 de julho de 2017.
- [45] TEC-CI CIRCUITOS IMPRESSOS. “Circuito impresso Tec-ci”. Disponível em: <<http://www.tec-ci.com.br/>>. Último Acesso: 08 de agosto de 2017.
- [46] NATIONAL INSTRUMENTS. “Sistemas de teste, medição e embarcados da NI - National Instruments”. Disponível em: <<http://www.ni.com/pt-br.html>>. Último Acesso: 18 de abril de 2017.
- [47] TEXAS INSTRUMENTS. “MSP-EXP430FR5994 MSP430FR5994 LaunchPad Development Kit — TI.com”. Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/msp-exp430fr5994>>. Último Acesso: 15 de agosto de 2017. “Courtesy of Texas Instruments”.
- [48] LATEX3 PROJECT. “LaTeX - A document preparation system”. Disponível em: <<https://www.latex-project.org/>>. Último Acesso: 12 de abril de 2017.
- [49] SCHENK, C. “Home - MiKTeXorg”. Disponível em: <<https://miktex.org/>>. Último Acesso: 12 de abril de 2017.
- [50] KILE. “Texmaker (free cross-platform latex editor)”. Disponível em: <<http://www.xm1math.net/texmaker/>>. Último Acesso: 12 de abril de 2017.
- [51] BATISTA, V. H. F., AINSWORTH, JR., G. O. “The coppe document class”, jan, 2016.
- [52] SMALLPDF. “Converter PDF em Word — Smallpdf - Grátis”. Disponível em: <<https://smallpdf.com/pt/pdf-para-word>>. Último Acesso: 12 de abril de 2017.

Apêndice A

Latex (\LaTeX)

Este trabalho foi construído com o auxílio do Latex (\LaTeX), um sistema de preparação de documentos [48].

Além de ser uma ferramenta que demandou considerável estudo, a pergunta: “Como devo formatar o documento, arrumar as referências e organizar todo o conteúdo?” é recorrente a qualquer um que escreva um documento com grande número de páginas, divisão em capítulos, seções, citações e referências, como uma dissertação de mestrado ou afins.

Para configurar o ambiente para a escrita do documento, utilizou-se dos seguintes:

- **MiK \TeX** [49]: Pacote com diversas ferramentas necessárias para a utilização do \LaTeX , como fontes, estilos e programas auxiliares;
- **\TeX MAKER** [50]: Editor de texto onde é escrito o conteúdo do trabalho e, posteriormente, compilado para a geração do documento final, em *PDF*;
- **COPPE \TeX** [51]: A classe COPPE \TeX foi feita especificamente para atender às especificações das dissertações e teses da COPPE. Uma classe, ou um *template*, é um modelo de documento com toda a estrutura básica, necessitando apenas, em teoria, da inserção do conteúdo específico.

Com os programas e pacotes instalados, a classe de documento configurada e a normal adaptação ao \LaTeX e suas particularidades, escrever o trabalho torna-se uma tarefa tão simples quanto em qualquer editor de texto, obtendo as vantagens de estrutura e padrão de formatação definidos, referências facilmente inseridas e modularidade na construção do texto.

Ainda assim, pode ser necessário apresentar o documento feito em \LaTeX no formato *DOC* para revisões específicas de algum orientador ou membro da banca. Para isso, recomenda-se o uso de um bom conversor de arquivo *PDF* para *DOC*, como o Smallpdf [52].

Apêndice B

Arquivo de Configuração do MSP430

B.1 Instruções para Preenchimento do Arquivo de Configuração (README.txt)

```
/*
 * Universidade Federal do Rio de Janeiro
 * Laboratório de Instrumentação Oceanográfica
 * LIOc/COPPE/UFRJ
 *
 * Projeto: Datalogger para Bioacústica Submarina
 * *** ORIENTAÇÕES PARA ARQUIVO DE CONFIGURAÇÃO ***
 * Editor Recomendado: Notepad++
 * O Arquivo deve ser formatado em Dos/Windows. Caso o editor esteja
 em MAC ou UNIX, alterar para a formatação recomendada. (Visualização
 da Formatação na parte inferior direita do Notepad++)
 *
 * Usuário preencherá o arquivo cfg.txt segundo às orientações
 abaixo. Cada configuração será representada por um número. Não dar
 espaços nem escrever em linhas não especificadas. Digite a
 configuração e apenas pule a linha:
 * - Linha 01 > Tipo de Aquisicao. 1 - Contínua, 2 - Trigger Manual
 Programada, 3 - Trigger Automático (futuro)
 * - Linha 02 > Se linha 1 for 2, preencher com o limiar, caso
 contrário, preencher com 0 (zero)
 * - Linha 03 > Tipo de Gravação na Memória. 1 - Circular,
 2 - Finita, 3 - Infinita (até encher o cartão)
 * - Linha 04 > Modo de Amostragem: 1 - 376kHz Single Channel Single
 Conversion, 2 - 376kHz Single Channel Repeated Conversions,
 3 - 109kHz Single Channel Single Conversions
 * - Linha 05 > Tamanho do Arquivo. 1 - Restrição por Minutos,
 2 - Restrição por número de aquisições (Ex: Se a restricao for 7500
 aquisicoes, o tamanho do arquivo será 4k vezes esse valor, logo 30MB)
 * - Linha 06 > Tamanho do Arquivo. Preencher com a limitação.
```

Ex: 1: 1 aquisição, 2: 2 aquisições. Restricao por minutos:
desenvolvimento futuro.

- * - Linha 07 > Intervalo entre Aquisicoes. 0 - Medição Ininterrputa, X - X minutos entre as aquisicoes
- * - Linha 08 > Ganho dos Amplificadores
- * - Linha 09 > Frequencias de Corte
- * - Linha 10 > Número de Medicoes (arquivos) ex: 15 arquivos, 20 arquivos.
- * - Linha 11 > Ao digitar o comando da linha 10, pular linha e deixar a linha 11 em branco.

*
*
* Created on: 17/01/2017
* Last Update on: 08/02/2017
* Author: William Barbosa de Macedo
*
*/

B.2 Arquivo de Configuração (cfg.txt)

1
1
2
2
2
2500
0
1
1
10

Apêndice C

Códigos em C

C.1 Programa Principal (main.c)

```
/*
 * Universidade Federal do Rio de Janeiro
 * Laboratório de Instrumentação Oceanográfica
 * LIOc/COPPE/UFRJ
 *
 * Projeto: Datalogger para Bioacústica Submarina
 *
 * Created on: 10/01/2017
 * Last Update on: 11/07/2017
 * Author: William Barbosa de Macedo
 *
 * Obs.: Comentários originais dos códigos da Texas Instruments em
 * inglês. Comentários do autor em português.
 */

/* Includes do Sistema */
#include <stdio.h> /* Biblioteca padrão de I/O */
#include <stdlib.h> /*
    Biblioteca padrão */
#include <string.h> /*
    Manipulação de strings */

/* Meus includes */
#include "Conversor AD/adc.h" /* Referências do ADC criadas
    */
#include "driverlib.h" /* Biblioteca do Microcontrolador
    MSP430 com funções para mais fácil acesso */
#include "funcoes.h" /* Funções criadas para esse
    programa */
#include "Cartao SD/funcoes.h" /* Redundância criada
    automaticamente pelo CCS */
#include "ff.h" /* Funções da fatFS
    para manipulação do cartão SD */
#include "Cartao SD/ff.h" /* Redundância
    criada automaticamente pelo CCS */

/* Declaração das funções principais com base no fluxograma */
int preparacao(void);
int pre_aquisicao(int *novoArquivo);
int aquisicao(void);
```

```

int finalizacao(int *cartaoCheio);

/* Funções auxiliares */
int arquivoAtual(char*); /* atualiza o nome do
    arquivo atual. Ex: dados23 */

int main(void)
{
    /* Desativa o watchdog (padrão) */
    WDTCIL = WDIPW+WDIHOLD; /* Stop watchdog
        timer */

    GPIO_setAsOutputPin(GPIO_PORT_P4,GPIO_PIN7); /* Configurando GPIO
        para oscilar na frequência de amostragem (Fórum e2e – Texas
        Instruments) */
    GPIO_setOutputLowOnPin(GPIO_PORT_P4,GPIO_PIN7); /* Inicializando a
        porta GPIO em low state */

    //GPIO_setAsOutputPin(GPIO_PORT_P1,GPIO_PIN0); /* Configurando GPIO
        para oscilar na frequência de amostragem (Fórum e2e – Texas
        Instruments) */
    //GPIO_setOutputLowOnPin(GPIO_PORT_P1,GPIO_PIN0); /* Inicializando a
        porta GPIO em low state */

    numArquivoDados = 0; /* inicializando variável */
    int novoArquivo = 0, cartaoCheio; /* se
        novoArquivo=0, o software está abrindo o seu primeiro arquivo */

    //pot();
    preparacao();

    while (!(novoArquivo))
    {
        /* se pre_aquisicao retornar 3 (escolhido), significa que o cartão
            está cheio, logo, não devo realizar aquisição. O parâmetro
            novoArquivo informa a pre_aquisicao,
            se o software está abrindo o seu primeiro arquivo, necessitando
            ou não de configurações iniciais do Conversor AD */
        if((pre_aquisicao(&novoArquivo)) != 3)
            aquisicao();
        else
            cartaoCheio = 1;
        if(finalizacao(&cartaoCheio) == 1)
            novoArquivo = 0;
        else
            novoArquivo = 1; /* se finalizacao retornar 1, significa que não há
                mais medições a serem feitas, seja porque foi alcançado o
                objetivo da configuração, ou porque o cartão encheu 100%. */
    }
    GPIO_setOutputLowOnPin(GPIO_PORT_P4,GPIO_PIN7);
    return 0;

    __bis_SR_register(LPM0_bits + GIE);
} /* fim da main */

int preparacao(void)
{

```

```

/* inicio da rotina 'inicializacao' */
int result=1;
unsigned int cont; /* contador
*/
BYTE buffer[50], buffer2[10]; /* Buffer para
receber os dados do arquivo de configuração. Buffer2: variável
auxiliar na captura de param de varios digitos */
UINT *bytesRead; /* necessário em f_read.
retorna número de bytes lidos */

initCLK(); /* Inicia
os Clocks – Todos no máximo. */

__enable_interrupt(); /* enabling
interrupts */
errCode = FR_NOT_READY; /* Variável de resultado
para as funções fatFS. Setada inicialmente como NOT READY */

while (errCode != FR_OK)
{
//go until f_open returns FR_OK (function successful)
while (errCode != FR_OK)
{
errCode = f_mount(0, &fatfs); //mount
drive number 0 – cartão montado
errCode = f_open(&file, "cfg.txt", FA_READ); //abre
arquivo de configuração. Somente leitura
errCode = f_sync(&file); //f_sync no arquivo de
configuração (opcional. garante mais segurança na
abertura do arquivo)
}
if(errCode == FR_OK)
{
//GPIO_setOutputHighOnPin(GPIO_PORT_P1,GPIO_PIN0);
GPIO_setOutputHighOnPin(GPIO_PORT_P4,GPIO_PIN7);

}

for(cont=0;cont<50;cont++) /* clearing
the buffer vector, avoiding mistakes within old entries */
{
buffer[cont] = '\0';
}

for(cont=0;cont<10;cont++)
{
buffer2[cont] = '\0'; /* clearing the auxiliary
buffer vector */
}

/* aqui entrarão as rotinas de carregamento dos dados do
arquivo de configuração. Ler do cfg.txt, armazenar em
variáveis locais ou globais e FECHAR o arquivo
posteriormente */
f_read(&file, buffer, sizeof(buffer), bytesRead);

/* Nas linhas a seguir, fazemos a transição dos dados advindos do

```

```

    arquivo de cfg para as variáveis do sistema, efetivamente.
    Fazemos então a conversão de tipo de char para int */
tipoAquisicao = buffer[0]-48; /* Conversão simples de
    char para int (subtraindo 48 do caractere) */
unsigned short int i=3,j=0; /* indexador do
    buffer para detectar fim de linha e conseqüente fim do
    parâmetro de mais de um dígito */
char limiar_str[10];

while(buffer[i] != '\n') /* procura pelo
    \n no buffer que contém todos os dados */
{
    buffer2[j] = buffer[i]; /* preenche um
        buffer auxiliar com os dígitos da variável em questão */
    i++;
    j++;
}

strncpy(limiar_str, buffer2, j+1); /* preenche outro
    buffer auxiliar com os dígitos da variável em questão */

limiar = atoi(limiar_str); /* converte de string para
    inteiro */
i++;
tipoGravacao = buffer[i]-48;
modoAmostragem = buffer[i+3]-48;
modoAmostragem = 2; /* PARA DEBUG. RETIRAR
    !!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!! */
restricao = buffer[i+6]-48;
i=15; j=0; /* indexador do buffer para
    detectar fim de linha e conseqüente fim do parâmetro de mais de
    um dígito */

char numeroAquisicoes_str[10], intervaloAquisicoes_str[10],
    numeroMedicoes_str[10]; /* variável auxiliar para receber
    parâmetro de vários dígitos*/
char *ptr, *ptr2; /* necessário
    em strtol */

for(cont=0;cont<10;cont++)
{
    buffer2[cont] = '\0'; /* clearing the auxiliary
        buffer vector */
}

while(buffer[i] != '\n') /* procura pelo \n no
    buffer que contém todos os dados */
{
    buffer2[j] = buffer[i]; /* preenche um buffer
        auxiliar com os dígitos da variável em questão */
    i++;
    j++;
}

strncpy(numeroAquisicoes_str, buffer2, j+1); /* preenche
    outro buffer auxiliar com os dígitos da variável em questão */
numeroAquisicoes = strtol(numeroAquisicoes_str, &ptr, 10); /*
    converte de string para long */

```

```

i++;
j=0;
for (cont=0;cont <10;cont++)
{
    buffer2[cont] = '\0';           /* clearing the auxiliary
        buffer vector */
}

while (buffer[i] != '\n')          /* análogo à busca acima */
{
    buffer2[j] = buffer[i];
    i++;
    j++;
}

strncpy(intervaloAquisicoes_str ,buffer2 ,j+1);
intervaloAquisicoes = atoi(intervaloAquisicoes_str);
i++;
ganhoAmp = buffer[i]-48;
freqCorte = buffer[i+3]-48;
i=i+6;                             /* reposicionando o índice do vetor.
    Para entender melhor: observar a composição de buffer */
j=0;

for (cont=0;cont <10;cont++)
{
    buffer2[cont] = '\0';           /* clearing the auxiliary
        buffer vector */
}

while (buffer[i] != '\n')          /* análogo à busca acima */
{
    buffer2[j] = buffer[i];
    i++;
    j++;
}
strncpy(numeroMedicoes_str ,buffer2 ,j+1);
numeroMedicoes = strtol(numeroMedicoes_str , &ptr2,10);
//numeroMedicoes = 20; /* forçando encher o cartão */

/* Os parâmetros são separados por 2 bytes ENTRE SI. Isto decorre
    pois são separados por \n\c no arquivo .txt. Arquivo Dos\
    Windows */
/* Parâmetros de mais de um dígito (ex: 15, 150) passam por uma
    lógica de procura ao \n, para ser indexado na variável inteira
    do código e ser manipulado */

errCode = f_close(&file);          /* fechando arquivo de
    configuração */

    if (errCode != FR_OK)
        result=0;                    //used as a
        debugging flag
}

/* fim da inicializacao */

return 0;

```

```

} /* fim da preparação */

int pre_aquisicao(int *novoArquivo)
{
    unsigned long int resultArmazenamento;
    int result=1;

    maxAquisicoes = 100000;                /* a ser determinado! */

    if(!(*novoArquivo))
    {
        initCLK();                        /* Inicia os Clocks – Todos no
            máximo. */
        /* inicio config. aquisicao */

        /* Configurando parâmetros de aquisicao, conforme o modo de
            aquisição (taxa de amostragem, tempo de hold, clock, ...)
            especificado em cfg.txt */
        if(modosAmostragem)
        {
            adc_init1();
        }

        if(modosAmostragem==2)
        {
            adc_init2();
        }

        if(modosAmostragem==3)
        {
            adc_init3();
        }
    }

    /* Aqui deverá entrar o teste de memória no cartão */
    /* if(naotemmemoria): return 3; propagar os returns até chegar em set
        clock normal e fim. */
    /* Usar f_getfree ou fazer a conta? Analisar desempenho */
    resultArmazenamento = numeroAquisicoes * numArquivoDados;
    if((resultArmazenamento) > 1500000) /* Resultado verdadeiro significa
        que foram preenchidos 6GB. Valor de segurança para um cartão de
        8GB. Cada aquisição tem 4KB */
        return 3; /* CARTÃO CHEIO */

    /* Se tipo2: loop de teste de limiar. Desenvolvimento futuro:
        implementação com interrupção */
    if(tipoAquisicao==2)
    {
        if(modosAmostragem==1)
        {
            do
            {
                get_adc1();
            } while(vetorResultados[1000] < limiar); /* Teste de limiar
                com uma das amostras. Posição 1000 das 2048 entradas. */
        }
        if(modosAmostragem==1)
    }
}

```

```

    {
        do
        {
            get_adc2();
        } while (vetorResultados[1000] < limiar); /* Teste de limiar
            com uma das amostras. Posição 1000 das 2048 entradas. */
    }
    if (modoAmostragem==1)
    {
        do
        {
            get_adc3();
        } while (vetorResultados[1000] < limiar); /* Teste de limiar
            com uma das amostras. Posição 1000 das 2048 entradas. */
    }
}

/* fim config. aquisicao */

errCode = FR_NOT_READY;
arquivoAtual(nomedoarquivo); /* atualizando nome do arquivo de
    dados atual */

/* abrindo arquivo de dados */
while (errCode != FR_OK)
{
    //go until
    f_open returns FR_OK (function successful)
    errCode = f_open(&file, nomedoarquivo, FA_OPEN_ALWAYS | FA_WRITE)
    ; //abre arquivo de dados, para escrita
    errCode = f_sync(&file);
    if (errCode != FR_OK)
        result=0;
        //used as a debugging flag
}
return 0;
} // Fim da pré-aquisição

int aquisicao(void)
{
    unsigned long int contador=0;
    unsigned int int_size; /* Variável
        para guardar tamanho da amostra a ser gravada */
    int_size = sizeof(vetorResultados);

    /* Cada vez que a função get_adcX é executada, ela preenche a
        variável vetorResultados com 2048 amostras. Logo em seguida, se
        faz necessário o armazenamento no microSD */

    if (modoAmostragem==1)
    {
        while ((numeroAquisicoes > contador) && (maxAquisicoes > contador))
        {
            get_adc1();
            f_write(&file, (void*) vetorResultados, int_size, bytesWritten
                );
            contador++; /* sinaliza o fim de uma aquisição */
        }
    }
}

```

```

    }
}
if(modoAmostragem==2)
{
    while((numeroAquisicoes > contador) && (maxAquisicoes > contador))
    {
        get_adc2();
        f_write(&file, (void*) vetorResultados, int_size, bytesWritten);
        contador++; /* sinaliza o fim de uma aquisição */
    }
}
if(modoAmostragem==3)
{
    while((numeroAquisicoes > contador) && (maxAquisicoes > contador))
    {
        get_adc3();
        f_write(&file, (void*) vetorResultados, int_size, bytesWritten);
        contador++; /* sinaliza o fim de uma aquisição */
    }
}

//if(contador==1000 || contador==10000 || contador==30000 ||
//    contador ==50000) // TESTE
//    contador = contador; // debug
return 0;
} /* Fim da aquisição */

int finalizacao(int *cartaoCheio)
{
    if((*cartaoCheio) !=1){
        errCode = f_close(&file); /* close the file */
        if(numArquivoDados < numeroMedicoes) /* Retorna para preAquisicao
            se ainda faltam arquivos a serem gravados. Caso contrário,
            desmonta cartão. Falta Desenvolvimento abaixo */
            return 1;
    }
    /* aqui deverá entrar a rotina de 'set clock normal' */
    /* início da rotina 'fim' */

    /* check erros */
    /* escreve no arquivo de log de erros. Escrever ao longo do programa
        ou ao final? */

    errCode = f_mount(0,0); /*
        desmonta o cartão SD */
    return 0;
} /* Fim da finalização */

int arquivoAtual(char nomedoarquivo[20]) /* atualiza o nome do arquivo
    atual. Ex: dados23 */
{
    numArquivoDados++;
    sprintf(nomedoarquivo, "dados%d", numArquivoDados);
    return 0;}

```

C.2 Funções Auxiliares (funcoes.c e funcoes.h)

```
/*
 * Universidade Federal do Rio de Janeiro
 * Laboratório de Instrumentação Oceanográfica
 * LIOc/COPPE/UFRJ
 *
 * Projeto: Datalogger para Bioacústica Submarina
 *
 * Created on: 15/12/2015
 * Author: William Barbosa de Macedo
 *
 * funcoes.c – Arquivo com algumas funções necessárias à main
 */
#include "../Cartao SD/funcoes.h"
#include "ff.h"
#include "driverlib.h"
#include "../Cartao SD/ff.h"

unsigned char MST_Data,SLV_Data;
BYTE buffer[32];
int result=1;

/*
*****
*/
void fat_init (void)
{
    errCode = FR_NOT_READY;
    while (errCode != FR_OK)
    {
        //go until f_open returns FR_OK (
        function successful)
        errCode = f_mount(0, &fatfs); //mount
        drive number 0
        //errCode = f_opendir(&dir, "/"); //root directory
        errCode = f_open(&file, nomedoarquivo, FA_OPEN_ALWAYS |
        FA_WRITE);
        errCode = f_sync(&file);
        if(errCode != FR_OK)
            result=0; //used as a
            debugging flag
    }
}

/*
*****
*/

/* FUNÇÃO QUE INICIALIZA O CLOCK DO SISTEMA. FEITA COM REGISTRADORES.
TESTAR COM DRIVERLIB */

void initCLK(void)
{
    volatile unsigned int i;

    // Increase Vcore setting to level3 to support fsystem=25MHz – UP TO
    3.3 V
}
```

```

// NOTE: Change core voltage one level at a time..
SetVcoreUp (0x01);
SetVcoreUp (0x02);
SetVcoreUp (0x03);

UCSCTL3 = SELREF_2; // Set DCO FLL reference =
    REFO /* REFO = Reference for the DCO – Digitally Controlled
    Oscillator */
UCSCTL4 |= SELA_2; // Set ACLK = REFO /* ACLK
    = Auxiliary Clock */

__bis_SR_register(SCG0); // Disable the FLL control
    loop /* FLL = Frequency Locked Loop */
UCSCTL0 = 0x0000; // Set lowest possible DCOx
    , MODx
UCSCTL1 = DCORSEL_7; // Select DCO range 50MHz
    operation
UCSCTL2 = FLLD_1 + 762; // Set DCO Multiplier for
    25MHz
// (N + 1) * FLLRef = Fdco
// (762 + 1) * 32768 = 25
    MHz
// Set FLL Div = fDCOCLK/2
__bic_SR_register(SCG0); // Enable the FLL control
    loop

// Worst-case settling time for the DCO when the DCO range bits have
    been
// changed is n x 32 x 32 x f_MCLK / f_FLL_reference. See UCS chapter
    in 5xx
// UG for optimization.
// 32 x 32 x 25 MHz / 32,768 Hz ~ 780k MCLK cycles for DCO to settle
__delay_cycles(782000);

// Loop until XT1,XT2 & DCO stabilizes – In this case only DCO has to
    stabilize
do
{
    UCSCTL7 &= ~(XT2OFFG + XT1LFOFFG + DCOFFG); // Clear XT2,XT1,
        DCO fault flags /* XT – eXternal oscillators */
    SFRIFG1 &= ~OFIFG; // Clear fault
        flags
}while (SFRIFG1&OFIFG); // Test oscillator
    fault flag
}

/*
    *****
    */

/* FUNÇÃO QUE ELEVA O NÍVEL DO VCORE DO SISTEMA */

void SetVcoreUp (unsigned int level)
{
    // Open PMM registers for write /* Power Management Module */
    PMMCTL0.H = PMMPWH;
    // Set SVS/SVM high side new level /* SVS Means Supervision */
    SVSMHCTL = SVSHE + SVSHRVL0 * level + SVMHE + SVSMHRRLO * level;
}

```

```

// Set SVM low side to new level
SVSMCTL = SVSLE + SVMLE + SVSMLRRL0 * level;
// Wait till SVM is settled
while ((PMMIFG & SVSMLDLYIFG) == 0);
// Clear already set flags
PMMIFG &= ~(SVMLVLRIFG + SVMLIFG);
// Set VCore to new level /* Core Voltage */
PMMCTL0L = PMMCOREV0 * level;
// Wait till new level reached
if ((PMMIFG & SVMLIFG))
    while ((PMMIFG & SVMLVLRIFG) == 0);
// Set SVS/SVM low side to new level
SVSMCTL = SVSLE + SVSLRVL0 * level + SVMLE + SVSMLRRL0 * level;
// Lock PMM registers for write access
PMMCTL0H = 0x00;
}
/*
*****
*/

/*Função que inicia o Timer de 10 segundos da Main*/
void iniciarTimer(void)
{
    Timer_A_initContinuousModeParam initContParam = {0};

    initContParam.clockSource = TIMER_A_CLOCKSOURCE_ACLK;
    initContParam.clockSourceDivider = TIMER_A_CLOCKSOURCE_DIVIDER_5;
    initContParam.timerInterruptEnable_TAIE =
        TIMER_A_TAIE_INTERRUPT_ENABLE;
    initContParam.timerClear = TIMER_A_DO_CLEAR;
    initContParam.startTimer = false;

    Timer_A_initContinuousMode(TIMER_A0_BASE, &initContParam);

    Timer_A_clearTimerInterrupt(TIMER_A0_BASE);

    Timer_A_startCounter(TIMER_A0_BASE, TIMER_A_CONTINUOUS_MODE);
}
/*
*****
*/

/* Função que implementa o timer de medição do período de amostragem do
ADC */
void TimerADC(void)
{
    Timer_A_initContinuousModeParam initContParam = {0};

    initContParam.clockSource = TIMER_A_CLOCKSOURCE_ACLK;
    initContParam.clockSourceDivider = TIMER_A_CLOCKSOURCE_DIVIDER_5;
    initContParam.timerInterruptEnable_TAIE =
        TIMER_A_TAIE_INTERRUPT_ENABLE;
    initContParam.timerClear = TIMER_A_DO_CLEAR;
    initContParam.startTimer = false;

    Timer_A_initContinuousMode(TIMER_A1_BASE, &initContParam);

    Timer_A_initCaptureModeParam initCapParam = {0};

```

```
initCapParam.captureRegister = TIMER_A_CAPTURECOMPARE_REGISTER_0;
initCapParam.captureMode = TIMER_A_CAPTUREMODE_RISING_EDGE;
initCapParam.captureInputSelect =
initCapParam.synchronizeCaptureSource =
initCapParam.captureInterruptEnable =
initCapParam.captureOutputMode =
}
*/
```

```

/*
 * Universidade Federal do Rio de Janeiro
 * Laboratório de Instrumentação Oceanográfica
 * LIOc/COPPE/UFRJ
 *
 * Projeto: Datalogger para Bioacústica Submarina
 *
 * Created on: 15/12/2015
 * Author: William Barbosa de Macedo
 *
 * funcoes.h – arquivo header de funcoes.c
 */

#ifdef FUNCOES_H
#define FUNCOES_H
#include "../Cartao SD/ff.h"
#include "driverlib.h"

FIL file; /* Opened file
  object */
FRESULT res; /* Result
  object */
UINT bytesRead; /* Bytes read
  object */
UINT read; /* Comentar caso for usar Printf
  Read bytes object */

DIRS dir; /* Directory
  object */
FATFS fatfs; /* File system
  object */
FRESULT errCode, errCode1, errCode2, errCode3, errCode4;
/* Error code objects */
unsigned int *bytesWritten; /* Ponteiro
  para número de bytes escritos */
char nomedoarquivo[20]; /* Variável que
  contém o nome do arquivo de dados */
unsigned int tempo;

/* Declaração de Variáveis Globais
 * tipoAquisicao: 1–Contínua / 2–Trigger Manual Programado
 * limiar: tensao de disparo do sistema, caso tipoAquisicao=2
 * tipoGravacao: 1–Circular(futuro), 2– Finita, 3 – Infinita (até
  encher o cartão)
 * modoAmostragem: 1–Modo1, 2–Modo2, 3–Modo3. Detalhados no modelo de
  cfg.txt
 * restricao: 1– Restricao por minutos (futuro), 2 – Restricao por
  Numero de Aquisicoes
 * numeroAquisicoes: numero de aquisicoes a serem realizadas
 * intervaloAquisicoes: tempo em minutos entre as aquisicoes
 * numeroMedicoes: numero de medicoes a serem realizadas
 * ganhoAmp: desenvolvimento futuro
 * FreqCorte: desenvolvimento futuro
 * numArquivoDados: contagem do número de arquivos criados
 * maxAquisicoes: numero maximo de aquisicoes por arquivo. Depende do
  modo de amostragem.
 */

```

```

unsigned short int tipoAquisicao , limiar , tipoGravacao , modoAmostragem ,
    restricao , intervaloAquisicoes , ganhoAmp , freqCorte ,
    numArquivoDados;
unsigned long int maxAquisicoes , numeroAquisicoes , numeroMedicoes;

void initCLK(void);
void SetVcoreUp (unsigned int level);
FRESULT WriteFile(char*, char*, WORD);
void fat_init(void);
void USBHAL_initClocks(uint32_t mclkFreq);
void iniciarTimer(void);
void pot(void);

#endif /* FUNCOES_H */

```

C.3 Conversor A/D (adc.c e adc.h)

```

/*
 * Universidade Federal do Rio de Janeiro
 * Laboratório de Instrumentação Oceanográfica
 * LIOc/COPPE/UFRJ
 *
 * Projeto: Datalogger para Bioacústica Submarina
 *
 * – Módulo ADC – 12 Bits – F5529
 * Aquisição e Conversão Digital de sinal analógico da porta 6.0 (
 * porta A0) e, posteriormente, A0, A1 e A2.
 *
 * Created on: 03/06/2016
 * Last Update on: 31/05/2017
 * Author: William Barbosa de Macedo
 */

#include <stdio.h> /* Biblioteca padrão de I/O */

#include "funcoes.h" /* Funções criadas para esse
    programa */
#include <adc.h> /* Referências do ADC criadas */

unsigned short int indiceVetor=0; /* indice para o vetor
    de resultados */

/***** FUNÇÕES DE CONFIGURAÇÃO DE AQUISIÇÃO *****/

/* faz as configurações iniciais para o ADC – Mod01 */
int adc_init1(void)
{
    GPIO_setAsOutputPin(GPIO_PORT_P3,GPIO_PIN7); /* Configurando GPIO
    para oscilar na frequência de amostragem (Fórum e2e – Texas
    Instruments) */
    GPIO_setOutputLowOnPin(GPIO_PORT_P3,GPIO_PIN7); /* Inicializando a
    porta GPIO em low state */

```

```

/* Setting Pin 6.0 as ADC Input */
GPIO_setAsPeripheralModuleFunctionOutputPin(GPIO_PORT_P6, GPIO_PIN0);

// Initialize ADC12 with ADC12s built-in oscillator
ADC12_A_init (ADC12_A_BASE,
ADC12_A.SAMPLEHOLDSOURCE.SC,
ADC12_A.CLOCKSOURCE.ADC12OSC,
ADC12_A.CLOCKDIVIDER.1); /* clock do ADC */

//Switch ON ADC12
ADC12_A_enable(ADC12_A_BASE);

/*
 * Base address of ADC12.A.A Module
 * For memory buffers 0-7 sample/hold for 8 clock cycles
 * For memory buffers 8-15 sample/hold for 8 clock cycles (
   default)
 * Disable Multiple Sampling
 */

ADC12_A_setupSamplingTimer (ADC12_A_BASE,
ADC12_A_CYCLEHOLD.4.CYCLES,
ADC12_A_CYCLEHOLD.4.CYCLES,
ADC12_A_MULTIPLESAMPLESDISABLE); /* atenção. No modo Single
Channel Single Conversion, deve estar setado em DISABLE */

// Configure the Input to the Memory Buffer with the specified
Reference Voltages
ADC12_A_configureMemoryParam param = {0};
param.memoryBufferControlIndex = ADC12_A_MEMORY.0;
param.inputSourceSelect = ADC12_A.INPUT.A0;
param.positiveRefVoltageSourceSelect = ADC12_A_VREFPOS_AVCC;
param.negativeRefVoltageSourceSelect = ADC12_A_VREFNEG_AVSS;
param.endOfSequence = ADC12_A_NOTENDOFSEQUENCE;
ADC12_A_configureMemory(ADC12_A_BASE ,&param);

ADC12_A_clearInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IFG0);
ADC12_A_enableInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IE0);

return 0;
}

/* faz as configurações iniciais para o ADC – Modo2 */
int adc_init2(void)
{
GPIO_setAsOutputPin(GPIO_PORT_P3, GPIO_PIN7);
GPIO_setOutputLowOnPin(GPIO_PORT_P3, GPIO_PIN7);

/* Setting Pin 6.0 as ADC Input */
GPIO_setAsPeripheralModuleFunctionOutputPin(GPIO_PORT_P6, GPIO_PIN0);

// Initialize ADC12 with ADC12s built-in oscillator
ADC12_A_init (ADC12_A_BASE,
ADC12_A.SAMPLEHOLDSOURCE.SC,
ADC12_A.CLOCKSOURCE.ADC12OSC,
ADC12_A.CLOCKDIVIDER.1); /* clock do ADC */

```

```

//Switch ON ADC12
ADC12_A_enable(ADC12_A_BASE);

/*
 * Base address of ADC12.A.A Module
 * For memory buffers 0–7 sample/hold for 8 clock cycles
 * For memory buffers 8–15 sample/hold for 8 clock cycles (
   default)
 * Disable Multiple Sampling
 */

ADC12_A_setupSamplingTimer (ADC12_A_BASE,
    ADC12_A_CYCLEHOLD_4_CYCLES,
    ADC12_A_CYCLEHOLD_4_CYCLES,
    ADC12_A_MULTIPLESAMPLESENABLE); /* atenção */

// Configure the Input to the Memory Buffer with the specified
  Reference Voltages
ADC12_A_configureMemoryParam param = {0};
param.memoryBufferControlIndex = ADC12_A_MEMORY_1;
param.inputSourceSelect = ADC12_A_INPUT_A0;
param.positiveRefVoltageSourceSelect = ADC12_A_VREFPOS_AVCC;
param.negativeRefVoltageSourceSelect = ADC12_A_VREFNEG_AVSS;
param.endOfSequence = ADC12_A_NOTENDOFSEQUENCE;
ADC12_A_configureMemory(ADC12_A_BASE ,&param);

ADC12_A_clearInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IFG1);
ADC12_A_enableInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IE1);

return 0;
}

/* faz as configurações iniciais para o ADC – Modo3 */
int adc_init3(void)
{
    GPIO_setAsOutputPin(GPIO_PORT_P3,GPIO_PIN7);
    GPIO_setOutputLowOnPin(GPIO_PORT_P3,GPIO_PIN7);
    /* Setting Pin 6.0 as ADC Input */
    GPIO_setAsPeripheralModuleFunctionOutputPin(GPIO_PORT_P6, GPIO_PIN0);

    // Initialize ADC12 with ADC12s built-in oscillator
    ADC12_A_init (ADC12_A_BASE,
        ADC12_A_SAMPLEHOLDSOURCE_SC,
        ADC12_A_CLOCKSOURCE_SMCLK,
        ADC12_A_CLOCKDIVIDER_2); /* clock do ADC */

    //Switch ON ADC12
    ADC12_A_enable(ADC12_A_BASE);

    /*
     * Base address of ADC12.A.A Module
     * For memory buffers 0–7 sample/hold for 8 clock cycles
     * For memory buffers 8–15 sample/hold for 8 clock cycles (
       default)
     * Disable Multiple Sampling
     */
}

```

```

ADC12_A_setupSamplingTimer (ADC12_A_BASE,
    ADC12_A_CYCLEHOLD_8_CYCLES,
    ADC12_A_CYCLEHOLD_8_CYCLES,
ADC12_A_MULTIPLESAMPLESDISABLE); /* atenção */

// Configure the Input to the Memory Buffer with the specified
// Reference Voltages
ADC12_A_configureMemoryParam param = {0};
param.memoryBufferControlIndex = ADC12_A_MEMORY_2;
param.inputSourceSelect = ADC12_A_INPUT_A0;
param.positiveRefVoltageSourceSelect = ADC12_A_VREFPOS_AVCC;
param.negativeRefVoltageSourceSelect = ADC12_A_VREFNEG_AVSS;
param.endOfSequence = ADC12_A_NOTENDOFSEQUENCE;
ADC12_A_configureMemory(ADC12_A_BASE ,&param);

ADC12_A_clearInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IFG2);
ADC12_A_enableInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IE2);

return 0;
}

/***** FUNÇÕES DE AQUISIÇÃO *****/

/* realiza a aquisição e guarda na variável global vetorResultados */
int get_adc1 (void)
{
    unsigned short int indiceVetor=0; /* índice para o vetor de
    resultados */
    ADC12_A_clearInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IFG0);
    zerar_vetor(vetorResultados);
    while (1)
    {
        // Start a single conversion, no repeating or sequences.
        ADC12_A_startConversion (ADC12_A_BASE,
            ADC12_A_MEMORY_0,
            ADC12_A_SINGLECHANNEL); /* único canal, várias conversões */

        // Wait for the Interrupt Flag to assert at LPM0
        __bis_SR_register(LPM0_bits + GIE);

        if(indiceVetor < COMPRIMENTO_VETOR_RESULTADOS)
        {
            vetorResultados[indiceVetor] = resultadoGlobal;
            GPIO_toggleOutputOnPin(GPIO_PORT_P3, GPIO_PIN7);
            indiceVetor++;
            if(indiceVetor==COMPRIMENTO_VETOR_RESULTADOS)
            {
                return 0;
            }
        }
        ADC12_A_clearInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IFG0);
    }
}

/* realiza a aquisição e guarda na variável global vetorResultados */
int get_adc2 (void)

```

```

{
    ADC12_A_clearInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IFG1);
    zerar_vetor(vetorResultados);

    // Start a single conversion, no repeating or sequences.
    ADC12_A_startConversion (ADC12_A_BASE,
    ADC12_A_MEMORY_1,
    ADC12_A_REPEATED_SINGLECHANNEL);    /* único canal, várias conversões
        */

    // Wait for the Interrupt Flag to assert at LPM0
    __bis_SR_register(LPM0_bits + GIE);

    ADC12_A_clearInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IFG1);

    return 0;
}

/* realiza a aquisição e guarda na variável global vetorResultados */
int get_adc3 (void)
{
    unsigned short int indiceVetor=0; /* índice para o vetor de
        resultados */
    ADC12_A_clearInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IFG2);
    zerar_vetor(vetorResultados);
    while (1)
    {
        /* colocar zerarvetor aqui? */

        // Start a single conversion, no repeating or sequences.
        ADC12_A_startConversion (ADC12_A_BASE,
            ADC12_A_MEMORY_2,
            ADC12_A_SINGLECHANNEL);    /* único canal, várias conversões */

        // Wait for the Interrupt Flag to assert at LPM0
        __bis_SR_register(LPM0_bits + GIE);

        if(indiceVetor < COMPRIMENTO_VETOR_RESULTADOS)
        {
            vetorResultados[indiceVetor] = resultadoGlobal;
            GPIO_toggleOutputOnPin(GPIO_PORT_P3, GPIO_PIN7);
            indiceVetor++;
            if(indiceVetor==COMPRIMENTO_VETOR_RESULTADOS)
            {
                return 0;
            }
        }
        ADC12_A_clearInterrupt(ADC12_A_BASE, ADC12IFG2);
    }
}

/* Flag ADC12IFG0 gerou a interrupção, indicando que deve ser executada
    ISR ADC_A_ISR */
#pragma vector=ADC12_VECTOR
__interrupt
void ADC12_A_ISR(void) /* Flag ADC12IFG0/ADC12IFG1/
    ADC12IFG2 gerou a interrupção, indicando que deve ser executada ISR

```

```

ADC_A_ISR – case 6/case8/case10 */
{
switch( __even_in_range(ADC12IV,34) )
{
case 0: break;           //Vector 0: No interrupt
case 2: break;           //Vector 2: ADC overflow
case 4: break;           //Vector 4: ADC timing overflow
case 6:                   //Vector 6: ADC12IFG0
    resultadoGlobal = (ADC12_A_getResults(ADC12_A_BASE,
        ADC12_A_MEMORY0)); /* pegando os resultados e colocando
        na variável temporária de resultado */
    GPIO_toggleOutputOnPin(GPIO_PORT_P3,GPIO_PIN7);
    //Exit active CPU
    __bic_SR_register_on_exit(LPM0_bits);
    break;
case 8:                   //Vector 8: ADC12IFG1
    for(indiceVetor=0;indiceVetor<COMPRIENTO_VETOR_RESULTADOS;
        indiceVetor++)
    {
        vetorResultados[indiceVetor] = (ADC12_A_getResults(
            ADC12_A_BASE,ADC12_A_MEMORY1));
        GPIO_toggleOutputOnPin(GPIO_PORT_P3,GPIO_PIN7);
    }
    //tempo = Timer_A_getCounterValue(TIMER_A0_BASE);
    ADC12_A_disableConversions(ADC12_A_BASE,
        ADC12_A_PREEMPTCONVERSION);
    vetorResultados[indiceVetor] = (ADC12_A_getResults(
        ADC12_A_BASE,ADC12_A_MEMORY1));
    //Exit active CPU
    __bic_SR_register_on_exit(LPM0_bits);
    break;

case 10:                  //Vector 10: ADC12IFG2
    resultadoGlobal = (ADC12_A_getResults(ADC12_A_BASE,
        ADC12_A_MEMORY2)); /* pegando os resultados e colocando
        na variável temporária de resultado */
    GPIO_toggleOutputOnPin(GPIO_PORT_P3,GPIO_PIN7);
    //Exit active CPU
    __bic_SR_register_on_exit(LPM0_bits);
    break;

case 12: break;           //Vector 12: ADC12IFG3
case 14: break;           //Vector 14: ADC12IFG4
case 16: break;           //Vector 16: ADC12IFG5
case 18: break;           //Vector 18: ADC12IFG6
case 20: break;           //Vector 20: ADC12IFG7
case 22: break;           //Vector 22: ADC12IFG8
case 24: break;           //Vector 24: ADC12IFG9
case 26: break;           //Vector 26: ADC12IFG10
case 28: break;           //Vector 28: ADC12IFG11
case 30: break;           //Vector 30: ADC12IFG12
case 32: break;           //Vector 32: ADC12IFG13
case 34: break;           //Vector 34: ADC12IFG14
default: break;
}
}

```

```

/* zera o vetor de resultados para uma nova aquisição de 2048
   amostragens */
unsigned int zerar_vetor(short int vetorResultados [
    COMPRIMENTO_VETOR_RESULTADOS])
{
    unsigned short int contador;
    indiceVetor = 0;
    for (contador=0; contador < COMPRIMENTO_VETOR_RESULTADOS; contador++)
    {
        vetorResultados[contador] = 0;
    }
    return 0;
}

/*
 * Universidade Federal do Rio de Janeiro
 * Laboratório de Instrumentação Oceanográfica
 * LIOc/COPPE/UFRJ
 *
 * Projeto: Datalogger para Bioacústica Submarina
 *
 * – Header – Módulo ADC – 12 Bits – F5529
 *
 *     Created on: 03/06/2016
 *     Last Update on: 27/09/2016
 *     Author: William Barbosa de Macedo
 */

#ifndef CONVERSOR_AD_ADC_H_
#define CONVERSOR_AD_ADC_H_

/* Defina quantas amostras irão ser capturadas antes da transmissão ao
   Cartão S/D. Observação: Por enquanto só está programado o envio de
   um único vetor de amostras */
#define COMPRIMENTO_VETOR_RESULTADOS
    2048

#include "driverlib.h"
#include <stdint.h>

short int resultadoGlobal; /* Vetor de resultados. Captura o valor de 0
   a 4095 lido da porta analógica. Para passar um dado da ISR para o
   código normal, a variável deve ser global */
short int vetorResultados[COMPRIMENTO_VETOR_RESULTADOS]; /* ADC:
   vetor de resultados de 0 a COMPRIMENTO_VETOR_RESULTADOS–1. Variável
   global. */

/*
 * amostra dividida em inteiro e decimal para evitar float – consumo de
   memoria
 * typedef struct amostra{
 *     unsigned char inteiro;
 *     int decimal;
 * } partes;
 *
 * partes amostra;

```

```

*/

int  adc_init1(void); /* faz as configurações iniciais para o ADC –
Modo1 */
int  adc_init2(void); /* faz as configurações iniciais para o ADC –
Modo2 */
int  adc_init3(void); /* faz as configurações iniciais para o ADC –
Modo3 */

int  get_adc1(void); /* realiza a aquisição e guarda na variável
global vetorResultados */
int  get_adc2(void); /* realiza a aquisição e guarda na variável
global vetorResultados */
int  get_adc3(void); /* realiza a aquisição e guarda na variável
global vetorResultados */

unsigned int  zerar_vetor(short int  vetorResultados [
    COMPRIMENTO_VETOR_RESULTADOS]); /* zera o vetor de resultados para
uma nova aquisição de 2048 amostragens */

#endif /* CONVERSADOR_AD_ADC_H */

```

Apêndice D

Checklist do Ensaio no LIOc

Checklist - Ensaio LIOc - 15/06/2017

Preparação

- Desligar tudo que for possível da Oficina, inclusive ar condicionado e lâmpadas, deixando apenas o que for estritamente necessário (equipamentos de medição em uso)

Ajuste inicial das frequências de corte

- Com sinal Multi-Tone 1Vpp, ganho confortável no pré, colocar 1k e 10k para os limites do passa-banda
- Variar Q e G do filtro, verificar alterações
- Medir:
 - RQ =
 - RG =
 - RF1 =
 - RF2 =
- A frequência está ajustada (Fotos e txt da saída do filtro, somente)
 - LP
 - BP
 - HP

Somente placa de Instrumentação

Ruído (GND)

- Medição com NI9205, Conferência com Fluke 45
- Colocar sinal senoidal, 1V, 5kHz no NI9269
- Colocar Ganho mínimo ($1+49.4/100 = \sim 1.5$) em todos os amplificadores
- Medir R
 - RES_PRE =
 - RES_LP =
 - RES_BP =
 - RES_HP =

- Aterrar entrada**
- Medir Tensão nos 3 estágios de saída
- Fotos e dados em txt, tempo (DC, RMS, etc.) e frequência
 - VLP_AI
 - VBP_AI
 - VHP_AI
- Conferir nível com Fluke45
 - Medir RMS e DC de todos, ver se bate e qual a forma do ruído em frequência
- Manter ganho mínimo no Pré, variar os outros estágios e perceber o que acontece com o ruído (entrada ainda está aterrada)
- Medir R
 - RES_PRE = Anterior
 - RES_LP =
 - RES_BP =
 - RES_HP =
- Medir Tensão nos 3 estágios de saída
- Conferir nível com Fluke45
 - Medir RMS e DC de todos, ver se bate e qual a forma do ruído em frequência
- Voltar amplificadores para ganho mínimo
- Variar ganho do pré e perceber o que acontece com o ruído (entrada ainda está aterrada)

- Medir R
 - RES_PRE =
 - RES_LP = Anterior
 - RES_BP = Anterior
 - RES_HP = Anterior
- Medir Tensão nos 3 estágios de saída
- Fotos e dados em txt
 - VLP_AI
 - VBP_AI
 - VHP_AI
- Conferir nível com Fluke45
 - Medir RMS e DC de todos
- Escolher melhor par de ganhos**
 - Tentar ganho maior no pré e menor no segundo estágio com melhor compromisso com o ruído
 - RES_PRE =
 - RES_LP =
 - RES_BP =
 - RES_HP =

- Obtive todos os valores de ruído
- Ganhos fixos em mínimo
- Ganho fixo no pré, variável no 2º estágio
- Ganho fixo no 2º estágio, variável no pré
- Defini o ganho “ideal” (máximo) para os ensaios posteriores

THD

- Medir com NI9205, conferir com Osciloscópio
- Sinais de Entrada (NI9269): Senoides de (100, 5k, 50k) Hz, amplitude de 10x o ruído médio medido.
- Fazer amplitude baixa com divisor resistivo e sinal de entrada bem formado (1V talvez)
 - R1 entre Vin+ e H+
 - R2 entre Vin+ e H-
 - ou GND? acho que não...
- Comparar amplitude baixa com **divisor resistivo** com a **gerada diretamente** pelo NI9269
- Escolher a melhor: _____
- Ganho ideal escolhido no ensaio Ruído.

- Medir, conferir, gravar txt e foto do sinal no tempo e frequência:
 - 100 Hz
 - Vin
 - VLP_AI
 - 5 kHz
 - Vin
 - VBP_AI
 - 50 kHz
 - Vin
 - VHP_AI

- Sinal de entrada com pouca distorção
- Harmônicos aparecendo nas respostas em frequência
- Mesma ordem de grandeza nas fundamentais da entrada e saída para comparativo equivalente

SNR

- Medir com NI9205, conferir com Fluke45 (Vrms)
- Sinais de Entrada (NI9269): Senoides de (100, 5k, 50k) Hz, amplitude variável, respeitando 10x o ruído medido
- Usar ganho ideal definido anteriormente
- Para um ganho fixo, qual o menor e maior sinal que posso colocar?
- Medir, conferir, gravar txt e foto do sinal no tempo:
 - 100 Hz
 - Vin minimo
 - VLP_AI minimo
 - Vin máximo
 - VLP_AI máximo
 - 5 kHz
 - Vin minimo
 - VBP_AI minimo
 - Vin máximo
 - VBP_AI máximo
 - 50 kHz
 - Vin minimo
 - VHP_AI minimo
 - Vin máximo
 - VHP_AI máximo
- Tenho um sinal de saída de qualidade, mesmo com sinais de entrada de baixa ou alta amplitude

Banda Passante

- Medir com NI9205, conferir com Osciloscópio
 - Sinal de Entrada: Multi-tone, amplitude mínima, 100kHz, step de 2.5Hz
 - Variar ganhos para melhor resposta
 - Foto e txt
 - Sinal de entrada
 - VLP_AI
 - VBP_AI
 - VHP_AI
 - Variar banda em seguida (ganho fixo do ensaio de ruído ou o anterior)
 - Foto e txt
 - VLP_AI
 - VBP_AI
 - VHP_AI
- Duas boas respostas em frequência para funcionamento do circuito.

Circuito COMPLETO (Placa + MSP + SD) em FUNCIONAMENTO

Repetir procedimentos anteriores. Relatar caso haja discrepância considerável ou se não há.

- Ruído (GND)
 - Nível aumenta? Há algo diferente?

- THD
 - Há distorção inserida pelo MSP?

- SNR
 - Sinal de saída piorou?

- Banda passante
 - Apareceu alguma componente frequencial?

- TUDO salvo no Google Drive
- TUDO salvo em pendrive
- Religar Oficina

Apêndice E

Checklists dos Equipamentos e do Ensaio no IPqM

Checklist de Equipamentos para levar ao IPqM

- Notebook Asus
 - Fonte
 - Mouse
 - Projeto Signal Express configurado
 - Arquivo de configuração para os microSDs
 - Código do MSP430
- Chassi USB NI 9171
 - Módulo NI-9205 + 2 fios
 - (x2) Cabo USB
- Data Logger
 - Placa Principal
 - Caixa metálica
 - 4+1 parafusos
 - 4 porcas
 - (x3) Launchpad MSP430F5529
 - Código rodando em todos
 - (x3) Slot para cartão microSD
 - Cartão microSD + Adaptador SD
 - 16 GB
 - (x2) 8 GB
 - Arquivo de configuração igual em todos
 - 2500 Aquisições (Linha 6)
 - 10 Arquivos (Linha 10)
 - (x5) Baterias 9V
- Hidrofones (Mala Preta)
 - (2x) T49
 - T50
 - T136
 - D/70/H + Cabo + Fonte
- Ferramentas
 - Chave NI branca
 - Chave NI preta
 - Alicates de corte
 - Alicates de bico pequeno azul
 - Saco com fios e conectores extras
 - Componentes extras
 - Adaptador microSD/Pendrive
 - Pendrives (Vazios)
 - 16 GB
 - 64 GB
 - Adaptador de Tomada (3 para 2 pinos)
 - Caderno
 - Caneta

MSc Rafael Mazza - Ensaio Data Logger MSP no IPqM

Data: 19/07/2017

LIOc

- Frequência central do filtro: _____
- Frequências de corte: _____
- Conferir todo material antes de sair do LIOc (Checklist)

IPqM

Preparação

- Hidrofone Escolhido: T50 S/N _____

Somente NI-9205 - SEM MSP430

- Montagem do sistema
 - Notebook
 - Ligado na tomada
 - NI-9205
 - Conectado pelo MAX
 - Signal Express com projeto IPqM aberto
 - Baterias
 - Hidrofone na água
 - Hidrofone ATERRADO NA PLACA
 - Ajustar saturação de todos os estágios sem sinal de entrada
 - PRE
 - LP
 - BP
 - HP
 - Caixa Fechada
- Medição preliminar
 - Sistema medindo **sinal do IPqM** sem saturar
 - PRE
 - LP
 - BP
 - HP

- Gravação com Signal Express
 - Tempo de Gravação: _____
 - LP
 - BP
 - HP
- Coletar dados do sistema do IPqM

Somente MSP430 - SEM NI-9205

- Desconectar equipamento NI
- Trocar baterias
- Caixa fechada
- Se necessário, alterar arquivo de configuração do cartão
 - Configuração:
 -
 -
 -
 -
- Gravação com MSP (somente BP)
 - Tempo de gravação: _____
- Coletar dados do sistema do IPqM, se forem diferentes do ensaio com NI

Apêndice F

Organização do Acervo de Documentos/Arquivos

De modo a perpetuar o conhecimento adquirido na construção do presente trabalho, foi organizado um acervo contendo todos os documentos e arquivos utilizados durante a construção deste trabalho. Desta forma, objetiva-se que todo o material gerado esteja disponível para consulta, evitando que, desnecessariamente, alguma etapa deva ser refeita ou se perca.

O acervo se encontra hospedado no servidor do LIOc e seu acesso deve ser solicitado através do e-mail rafaelmazza@poli.ufrj.br, preferencialmente com o campo assunto preenchido da seguinte forma: **MSc Rafael Mazza Buchmann - Acesso ao Acervo de Documentos/Arquivos**.

No diretório principal, os subdiretórios são dispostos da seguinte forma e com o seguinte conteúdo:

Dados de Hidrofonos: Todos os dados de hidrofonos disponíveis nos seguintes locais:

- Tanque de ondas do Laboratório de Ondas e Correntes (LOC/COPPE/UFRJ);
- Tanque de correntes do LOC;
- Tanque de ondas do LabOceano;
- Tanque de calibração de hidrofonos do IPqM.

Dissertação: Versões intermediárias, revisões e versão final desta dissertação de mestrado;

MATLAB: Rotinas e dados processados;

Outros Trabalhos: Documentos e arquivos referentes a trabalhos paralelos à dissertação;

Referências Bibliográficas: Livros, artigos, manuais, apostilas, *datasheets* e outros documentos auxiliares.