



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Christophe Leite Barardo

Comunicação Subaquática:

**Modem Acústico de Comunicação de Banda Larga
sem Fios**

Dissertação de Mestrado

Mestrado em Engenharia Eletrónica Industrial e
Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do
Professor Doutor Marcos Silva Martins

Setembro de 2017

DECLARAÇÃO

Nome: Christophe Leite Barardo

Endereço eletrónico: Christophe.barardo@gmail.com Telefone: 917246728

Bilhete de Identidade/Cartão do Cidadão: 12504863

Título da dissertação: Comunicação Subaquática: Modem Acústico de Comunicação de Banda Larga sem Fios

Orientadores:

Professor Doutor Marcos Silva Martins

Ano de conclusão: 2017

Mestrado em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA DISSERTAÇÃO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE.

Universidade do Minho, ____/____/_____

Assinatura:

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao Professor Doutor Marcos Martins por me ter endereçado este desafio. Por toda a disponibilidade demonstrada, e pelas críticas e sugestões durante a orientação.

Ao Professor Doutor Luís Gonçalves pelo seu apoio, paciência e transmissão de conhecimento ao longo de todo este projeto.

Ao colega neste projeto Tiago André pelo apoio prestado nos últimos meses de trabalho e pela sua boa disposição permanente.

Aos meus pais por toda ajuda e compreensão nos momentos mais difíceis. Agradeço acima de tudo, todos esforços e sacrifícios suportados para concluir esta etapa da minha vida.

Por último, à minha namorada Helena Soares, manifesto o meu profundo agradecimento pelo seu incansável companheirismo, paciência, compreensão e incentivo ao longo deste período.

Obrigado a todos.



Este trabalho foi suportado pelo projeto “Next-Sea: Next generation monitoring of coastal ecosystems in a scenario of global change”, NORTE-01-0145-FEDER-000032, financiado pelo Fundo Europeu de Desenvolvimento Regional (FEDER) e Programa Operacional Regional do Norte (NORTE2020)

This work was supported by the project “Next-Sea: Next generation monitoring of coastal ecosystems in a scenario of global change”, NORTE-01-0145-FEDER-000032, co-funded by Fundo Europeu de Desenvolvimento Regional (FEDER), with Programa Operacional Regional do Norte (NORTE2020)



RESUMO

Com o aumento da exploração das áreas submarinas cresce a necessidade de haver sistemas de comunicação subaquática rápidos e eficazes. Até ao momento, apenas existem três tipos de comunicações sem fios para ambientes subaquáticos: Rádio Frequência, Óticas e Acústicas.

Hoje em dia, as comunicações sem fios são um meio de comunicação indispensável, não só pela ausência de cabelagem, mas também pela redução da manutenção das redes fixas, sendo assim possível uma redução de custos significativa, principalmente em zonas mais remotas, onde a instalação de uma rede fixa pode tornar-se inviável.

Os principais problemas nas comunicações subaquáticas são os fatores que afetam a propagação das ondas acústicas no meio, como por exemplo: a atenuação do sinal ao longo do percurso, a reduzida velocidade do som (1500 m/s), efeitos por *multipath* e o efeito *Doppler*.

A escolha da comunicação acústica deveu-se ao facto de ser a mais robusta para longas distâncias, uma vez que o principal objetivo deste trabalho passa pela criação de um *modem* acústico para comunicação de banda larga sem fios em ambientes subaquáticos. O instrumento a desenvolver deve ser de fácil utilização e ter um consumo energético reduzido, pois o fornecimento de energia dos sistemas subaquáticos normalmente depende de baterias.

O sistema desenvolvido pode ser dividido em dois subsistemas: o emissor e o recetor. O subsistema do emissor contém a FPGA, o DAC, o amplificador de saída e o transdutor de emissão, ao passo que o subsistema do recetor inclui o transdutor de receção, o filtro, o ADC e a FPGA. Apesar destes dois subsistemas estarem interligados entre si, eles podem trabalhar separadamente.

Na FPGA foi desenvolvida uma modulação e desmodulação. A modulação para a qual foram feitos os testes, foi baseada na técnica de modulação QFSK, usando as frequências portadoras de 100 kHz, de 400 kHz, 700 kHz e 1 MHz.

Foram realizados testes em laboratório, num aquário de 100*50*40 cm, e numa piscina de 10*5 metros para uma aproximação de uma situação real, conseguindo que o sistema fosse capaz de imitar sinais modulados e, processar a desmodulação dos mesmos a uma distância de 10 metros.

Palavras-Chave: Comunicação Subaquática, Modem Acústico Subaquático, Taxa de Transmissão, Baixo Consumo Energético

ABSTRACT

With the increasing exploitation of undersea areas there is a need for fast and effective underwater communication systems. Until now, only three types of wireless communications are used for underwater environments: Radio Frequency, Optic and Acoustic. The selection of acoustic communications was supported in the fact of the performance for over long distances.

Nowadays, wireless communications are an indispensable mean of communication, not only due to the absence of cables, but also through the reduction of maintenance, thus making possible a significant cost reduction especially in remote areas where the installation of a fixed network may become impracticable.

The main problem in underwater communications is the factors that affect the acoustic wave's propagation in the water, such as: signal attenuation along the path, low sound velocity (1500 m/s), multipath effects and Doppler Effect.

The main objective of this work is to create an acoustic *modem* for wireless broadband communications to underwater environments. The device must be user friendly and reduced energy consumption, since the power supply of this system usually depends on batteries.

The developed system can be divided in two subsystems, the emitter and the receiver. The emitter subsystem includes the FPGA, DAC, Power Amplifier and the emitter transducer. The receiver subsystem includes the receiver transducer, filter, ADC and FPGA. Although these two subsystems are interconnected, they can work separately.

The modulation and demodulation were developed in the FPGA. The modulation for which the tests were performed was based on QFSQ technique using the 100 kHz, 400 kHz, 700 kHz and 1 MHz.

Laboratory tests were performed in a 100*500*40cm aquarium and in a 10*5m pool to approximate a real situation. The system was able to emit modulated signals and process its demodulation to a distance of 10 meters.

Keywords: underwater communications, underwater acoustic modem, transmission rate, low energy consumption

ÍNDICE

Agradecimentos	iii
Resumo.....	v
Abstract.....	vii
Lista de Figuras.....	xiii
Lista de Tabelas.....	xix
Lista de Abreviaturas, Siglas e Acrónimos	XX
1. Introdução.....	23
1.1. Motivação.....	23
1.2. Objetivos	24
1.3. Aplicações	24
1.4. Organização da tese.....	25
2. Estado da arte.....	27
2.1. Sistemas de Rádio Frequência	27
2.2. Sistemas Óticos.....	28
2.3. Sistemas Acústicos.....	29
2.3.1. Caraterização do Meio Aquático	30
2.3.2. Propagação Acústica	32
2.3.3. Sistemas Acústicos Subaquáticos Existentes.....	37
2.4. <i>Modems</i> Comerciais.....	37
2.5. Soluções Propostas por Projetos de Investigação	39
2.6. Conclusões.....	41
3. Análise do Sistema.....	43
3.1. Requisitos do sistema	43
3.1.1. Requisitos funcionais.....	43
3.1.2. Requisitos não funcionais.....	44
3.1.3. Estrutura do sistema	44
3.2. Diagrama de Interligação.....	44
3.2.1. Camada de Aplicação.....	45
3.2.2. Camada de <i>Hardware</i>	46
3.2.3. Camada Física	47

3.3.	Considerações de Desenvolvimento	47
3.3.1.	Considerações da FPGA	48
3.3.2.	Considerações do Transdutor	48
3.3.3.	Considerações de Aquisição de Sinal do Hidrofone	49
3.3.4.	Considerações do Cabo.....	50
3.3.5.	Considerações relativas ao ruído	51
3.3.6.	Considerações da Instrumentação	51
3.3.7.	Considerações ADC.....	51
3.3.8.	Considerações do Desmodulador	52
3.3.9.	Considerações do Modulador	52
3.3.10.	Considerações do DAC	52
3.3.11.	Considerações do Amplificador de potência	52
3.3.12.	Considerações sobre eletrônica de potência em alta frequência	53
3.3.13.	Considerações do sistema lógico.....	54
3.3.14.	Considerações sobre o nível de aplicação	54
3.4.	Considerações de energia	55
4.	Design do Sistema	57
4.1.	Design de Envio.....	58
4.1.1.	Módulo FPGA	58
4.1.2.	DAC.....	59
4.1.3.	Reguladores de tensão	61
4.1.4.	Amplificador de potência	62
4.1.5.	Seleção do Transdutor emissor	64
4.2.	Design de Recepção.....	65
4.2.1.	Filtro e Amplificação de entrada	65
4.2.2.	ADC.....	67
4.2.3.	Seleção do Hidrofone	67
4.3.	Design do sistema lógico.....	68
4.3.1.	Modulador	69
4.3.2.	Desmodulação	71
5.	Implementação do Sistema.....	77
5.1.	Prototipagem de módulos individuais	78

5.1.1. Protótipo do filtro.....	78
5.1.2. Protótipo do ADC.....	79
5.1.3. Protótipo do DAC.....	82
5.1.4. Protótipo do amplificador com transístores	84
5.1.5. Protótipo do amplificador com amplificador operacional	86
5.2. Primeiro protótipo do sistema	87
5.2.1. Filtro/Amplificador, ADC e DAC.....	88
5.2.2. Amplificador do sinal à saída com transístores.....	88
5.3. Segundo protótipo do sistema	89
5.3.1. Amplificador do sinal à saída com amplificadores operacionais	90
5.3.2. Alteração do DAC	91
5.3.3. Circuito de ligar e desligar os AmpOps.....	92
5.4. Invólucro do sistema	93
6. Resultados	97
6.1. Ferramentas de Teste	97
6.2. Teste dos Módulos	99
6.2.1. Filtro.....	99
6.2.2. ADC e DAC.....	101
6.2.3. Amplificador	102
6.2.4. Filtros Digitais.....	104
6.3. Teste em aquário	107
6.4. Teste em Piscina.....	112
7. Conclusões.....	121
Bibliografia.....	123

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Propagação RF no meio aquático usando vários caminhos.....	28
Figura 2 - Sistema de Comunicação Ótico.....	29
Figura 3 - Exemplo de transdutores acústicos subaquáticos.	30
Figura 4 - Relação entre os perfis de temperatura e velocidade do som para águas profundas.	31
Figura 5 - Escala prática de salinidade da água.	31
Figura 6 - Coeficiente de absorção acústica em água doce (S=0.5 ppt) em função da frequência da onda.....	34
Figura 7 - Coeficiente de absorção acústica em água salgada (S=35 ppt) em função da frequência da onda.....	35
Figura 8 - Perdas acústicas por espalhamento em função da frequência da onda na água.	35
Figura 9 – Diagrama de Interligação.	45
Figura 10 - Diagrama da Camada de Aplicação.	46
Figura 11 - Diagrama da Camada de Hardware.	46
Figura 12 - Diagrama da Camada Física.	47
Figura 13 – Hidrofone.....	50
Figura 14 - Cabo de ligação ao hidrofone.....	50
Figura 15 - Consumo de corrente em relação à frequência.....	54
Figura 16 – Diagrama do Sistema.	57
Figura 17 - Diagrama do módulo de envio.	58
Figura 18 - FPGA Neso Artix 7.....	58
Figura 19 - Diagrama de blocos funcionais.	59
Figura 20 - Configuração do AD9708 usando um Transformador à saída.....	60
Figura 21 - Família TTW da Coilcraft.	61
Figura 22 - Resposta em frequência do TTW2010.	61
Figura 23 - Configuração do LM317.....	62
Figura 24 - Ganho dos Transístores MJE15030 e MJE15031.....	63
Figura 25 – exemplo de uma Ponte H com transístores.	63
Figura 26 – Transdutor cerâmico piezoelétrico	64
Figura 27 - Diagrama do módulo de recepção.	65

Figura 28 - Filtro BPF usando um AmpOp.....	65
Figura 29 - Diagrama de Bode de um BPF.....	66
Figura 30 - Ligações do AD9057.....	67
Figura 31 – Hidrofone utilizado no projeto.	67
Figura 32 - Configurações de compilação.	69
Figura 33 - Configurações de cronograma.	69
Figura 34 – Todo o código utilizado pelo modulador utilizando o software simulink.....	70
Figura 35 – Sinais à saída da modulação em simulação. Na esquerda as quatro frequências com o delay entre ciclos, na direita um zoom às frequências.	70
Figura 36 – Todo o código utilizado pelo desmodulador utilizando o software simulink.	71
Figura 37 - Ajuste dos filtros digitais. Esquerda cima o de 100 kHz, direita cima 400 kHz, esquerda baixo o de 700 kHz e direita baixo o de 1 MHz.	72
Figura 38 - Sinais filtrados às frequências pretendidas em simulação. No primeiro gráfico a frequência de 100 kHz, no segundo a de 400 kHz, no terceiro a frequência de 700 kHz, quarto a frequência de 1 MHz e no quinto o sinal de entrada nos filtros com as quatro frequências.	73
Figura 39 – Filtro de frequências superiores à frequência de transmissão.....	73
Figura 40 - Ondas filtradas e colocadas a positivo para o ajuste do threshold. No primeiro gráfico a frequência de 100 kHz, no segundo a de 400 kHz, no terceiro a frequência de 700 kHz, quarto a frequência de 1 MHz e no quinto o sinal de entrada nos filtros com as quatro frequências.	74
Figura 41 - Thershold ajustado às frequências utilizadas. No primeiro gráfico a frequência de 100 kHz, no segundo a de 400 kHz, no terceiro a frequência de 700 kHz, quarto a frequência de 1 MHz e no quinto o sinal de entrada nos filtros com as quatro frequências.....	74
Figura 42 - Esquemático do Filtro/Amplificador protótipo.	78
Figura 43 - Desenho da PCB Filtro/Amplificador protótipo (top layer a vermelho e bottom a azul).	79
Figura 44 - Filtro/Amplificador protótipo.	79
Figura 45 - Esquemático do ADC protótipo.	80
Figura 46 - PCB do ADC protótipo (top layer a vermelho e bottom a azul)	81
Figura 47 – ADC protótipo.	81
Figura 48 - Esquemáticos das duas abordagens ao DAC.	82
Figura 49 - Layout das PCBs dos DACs protótipos (top layer a vermelho e bottom a azul). À esquerda a PCB com o AmpOP e à direita a PCB com o Transformador RF.	83

Figura 50 - DACs protótipos. À esquerda a PCB com o AmpOP e à direita a PCB com o Transformador RF.....	83
Figura 51 - Esquemático do protótipo Amplificador de Potência com Transístores.....	84
Figura 52- PCB do protótipo Amplificador de Potência com Transístores (top layer a vermelho e bottom a azul).....	85
Figura 53 - Protótipo do Amplificador de potência com transístores.....	85
Figura 54 - Esquemático do protótipo Amplificador de Potência com AmpOp.....	86
Figura 55 - PCB do protótipo Amplificador de Potência com AmpOp (top layer a vermelho e bottom a azul).....	86
Figura 56 - Protótipo do Amplificador de potência com AmpOp.....	87
Figura 57 – Primeiro Sistema e todos os seus módulos inseridos.....	87
Figura 58 - PCBs finais do filtro/amplificador, ADC e DAC.....	88
Figura 59 - Esquemático do Amplificador de Potência com Transístores.....	89
Figura 60 - Amplificador de potência com transístores.....	89
Figura 61 – Segundo Sistema como todos os subsistemas interligados.....	90
Figura 62 - Esquemático do Amplificador de Potência com AmpOp.....	90
Figura 63 - Amplificador de potência com AmpOps.....	91
Figura 64 – Os dois DACs utilizados pelo modem.....	92
Figura 65 - Esquemático para ligar e desligar ADA4870.....	92
Figura 66 – Conectores do modem.....	93
Figura 67 – Aspeto final do modem como todos os componentes inseridos.....	94
Figura 68- Imagem 3D da caixa.....	94
Figura 69- Caixa com as furações pretendidas.....	94
Figura 70 – Imagem 3D da tampa.....	95
Figura 71 - Tampa do modem.....	95
Figura 72 – Imagem 3D dos suportes.....	95
Figura 73 - Suportes de fixação da tampa.....	95
Figura 74 - Gerador de Sinais DS4062 da Rigol onde foi gerado os sinais para simulação do modulador.....	97
Figura 75 – Osciloscópio DS1054 da Rigol utilizado para retirar as imagens de todos os testes efetuados.....	98
Figura 76 - Fonte de alimentação utilizada ao longo de todos os testes.....	98

Figura 77 – Baterias utilizadas em teste.	99
Figura 78 - Ilustração de como foi feito o teste ao teste do filtro.	100
Figura 79 - Sinais sinusoidais de 500 kHz (esquerda) e de 1 MHz (direita).	100
Figura 80 - Sinais sinusoidais de 2 kHz (esquerda) e de 3 MHz (direita).....	101
Figura 81 – Ilustração de como foi feito o teste ao teste do ADC e DAC.	101
Figura 82 – Código representativo do Teste ADC e DAC.	102
Figura 83 - Entrada do ADC (amarelo) e saída do DAC (azul).....	102
Figura 84 – Ilustração de como foi feito o teste ao Amplificador.	103
Figura 85 – Sinais da amplificação. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador do canal não inversor, a lilás a tensão à saída do amplificador do canal inversor e a roxo o somatório dos dois canais do amplificador de potência.	103
Figura 86 - Filtros digitais à frequência de 40kHz (cima esquerda), 200kHz (cima direita) e 100kHz (baixo).....	104
Figura 87 - Filtros digitais à frequência de 300kHz (cima esquerda), 500kHz (cima direita) e 400kHz (baixo).....	105
Figura 88 - Filtros digitais à frequência de 600kHz (cima esquerda), 800kHz (cima direita) e 700kHz (baixo).....	106
Figura 89 - Filtros digitais à frequência de 900kHz (cima esquerda), 1.1MHz (cima direita) e 1MHz (baixo).....	106
Figura 90 - Aquário de teste.....	107
Figura 91 – Envio delay 300µs. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.....	108
Figura 92 - Envio delay 5ms. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.....	109
Figura 93 - Envio com filtro. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.....	109
Figura 94 - Envio com baterias. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.....	110
Figura 95 - Envio delay 40ms. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.....	110

Figura 96 - Analisando as frequências recebidas. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação, com um zoom nas frequências recebidas.	111
Figura 97 - Envio com transdutores na diagonal. Amarelo a tensão à saída do amplificador de potência e o azul o sinal de entrada após filtragem e amplificação.	112
Figura 98 - Bancada de testes na piscina.	113
Figura 99 - Distância de 1 metro entre o emissor e o recetor na piscina.	113
Figura 100- Envio e recepção dos sinais a 1 metro de distância. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.	114
Figura 101 - Envio e recepção dos sinais a 2 metros de distância. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.....	114
Figura 102 - Distância de 6 metros entre o emissor e recetor na piscina.....	115
Figura 103 - Envio e recepção dos sinais a 6 metros de distância. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.....	115
Figura 104 - Distância de 10 metros entre o emissor e recetor na piscina.....	116
Figura 105 - Envio e recepção dos sinais a 10 metros de distância. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.....	117
Figura 106 - Envio e recepção dos sinais a 10 metros de distância, com os dois canais. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.....	117
Figura 107 - Alteração das amplitudes no modulador. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação, onde a imagem da esquerda é o sinal no momento da emissão e a imagem da direita o momento em que o sinal é recebido pelo modem.	118
Figura 108 - Ajuste do threshold no desmodulador. Amarelo o sinal de entrada, azul do lado esquerdo a frequência de 100 kHz, do lado direito 700 kHz e a roxo do lado esquerdo 400 kHz e do lado direito 1 MHz.	118

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações dos vários modems acústicos subaquáticos comerciais.	39
Tabela 2 - Especificações dos vários modems acústicos subaquáticos propostos em trabalho de investigação.	41
Tabela 3 - Caracterização de comunicações sem fios em ambiente subaquáticos.	42
Tabela 4 - Entrada em bits vs saída em corrente.	60

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÓNIMOS

A

ADC Analog-to-digital converter

AmpOp Amplificador Operacional

AUV Autonomous underwater vehicle

B

BER Bit Error Ratio

BNC Bayonet Neill Concelman

BPF Band-Pass Filter

C

CSM Conta Satélite do Mar

D

DAC Digital-to-Analog Converter

DC Direct Current

DIP Dual In-line Package

DSP Digital Signal Processor

F

FPGA Field-Programmable Gate Array

FSK Frequency-shift keying

FTDI Future Technology Devices International

H

HPF High-Pass Filter

I

IC Integrated Circuit

L

LASER Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation

LPF Low-Pass Filter

M

MAC Media Access Control

MIMO Multiple-Input and Multiple-Output

N

NTD Nondestructive Testing

NPN Negative-Positive-Negative

O

OFDM Orthogonal frequency-division multiplexing

OSI Open Systems Interconnection

P

PCB Printed Circuit Board

PDVF Polyvinylidene fluoride

PLA Polylactic acid

PNP Positive-Negative-Positive

PSK Phase-shift keying

Q

QPSK Quadrature Phase Shift Keying

QFSK Quadrature Frequency Shift Keying

R

RF Radio Frequency

RMS Root Mean Square

ROV Remotely Operated Vehicles

S

SNUSE Sensor Networks for Undersea Seismic Experimentation

SPI Serial Peripheral Interface

T

TL Transmission loss

TVR Transmitting Voltage Response

U

UUV Unmanned underwater vehicles

USB Universal Serial Bus

V

VNA Vector Network Analyz

W

WHOI Woods Hole Oceanographic Institution

1. INTRODUÇÃO

Os oceanos têm demonstrado enorme importância e impacto nas nossas vidas. Assim, a necessidade de monitorização e proteção dos oceanos tem crescido exponencialmente nos últimos anos. Com isso os sistemas de comunicação subaquática sem fios estão a tornar-se uma prioridade em termos de pesquisa e desenvolvimento tecnológico devido à demanda crescente na exploração dos oceanos em áreas como a farmacêutica, petrolífera, minerais, meio ambiente e biodiversidade. Devido a esses fatores, a exploração de alguns sistemas de processamento de sinais inovadores que possam contribuir para uma adequada comunicação subaquática em tempo real e com uma elevada taxa de transmissão de dados constitui um tópico de pesquisa valioso e desafiador.

Portugal ocupa a 3^a posição a nível Europeu, e a 11^o posição a nível Mundial, entre os países com a maior área de zona económica exclusiva, ficando mesmo à frente de países como a Indonésia e China. Na atualidade, Portugal tem uma zona económica exclusiva de 3.9 milhões de km² o que significa que o país tem 97% de mar [1]. No âmbito da CSM (Conta Satélite do Mar) foram identificadas aproximadamente 60 mil entidades, cuja atividade representou, em média, 3,1% do VAB (Valor Acrescentado Bruto) e 3,6% do emprego da economia portuguesa, no período 2010-2013. A remuneração média na CSM excedeu em cerca de 3% a remuneração média nacional [2].

O mar português é um ativo no contexto económico e na criação de emprego.

1.1. Motivação

Atualmente, existem mais dificuldade na transmissão de dados sem fios através da água, do que pelo ar. As tecnologias existentes que utilizam ondas eletromagnéticas ou LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) não são muito eficientes devido à grande atenuação no meio aquático. Por outro lado, a tecnologia baseada em ultrassons revela uma menor atenuação, sendo maioritariamente utilizada em comunicações subaquáticas de longa distância. Para elevadas taxas de transmissão de dados e aplicações em tempo real é necessário usar frequências na faixa de MHz, limitando a distância de comunicação para centenas de metros com um atraso de milissegundos [3].

Posto isto, este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de um *modem* acústico subaquático, utilizando modulações digitais através de uma FPGA (Field-Programmable Gate Array), de modo a conseguir uma elevada taxa de transmissão de dados (na ordem dos MHz), com o menor consumo possível e ainda uma reduzida BER (Bit Error Ratio).

1. Introdução

1.2. Objetivos

O objetivo da presente dissertação baseia-se na implementação de um *modem* de comunicação subaquática acústico com uma elevada taxa de transmissão de dados, um baixo consumo energético e uma grande robustez, para que seja possível a sua utilização em tempo real. Pretende-se que esse *modem* seja constituído por um módulo emissor e um módulo recetor. O módulo emissor será composto por um modulador baseado em uma FPGA, um conversor digital-analógico, um amplificador de sinal e um transdutor acústico. Para o módulo recetor será necessária a utilização de uma instrumentação de entrada de sinal analógico, um conversor de analógico para digital, um demodulador baseado em uma FPGA e uma interface gráfica para visualização dos dados recolhidos. Será implementada uma modulação QFSK, de modo a averiguar o funcionamento e desempenho do *modem*.

Numa fase posterior, pretende-se realizar testes em ambientes reais e simulações com recurso a ferramentas de *software*, que permitam otimizar o sistema e poupar tempo e recursos nos testes em ambientes reais.

1.3. Aplicações

Apesar da capacidade de comunicação do sistema em desenvolvimento, o mesmo sistema poderia ser aplicado numa variedade de aplicações diferentes, tais como:

- Audição da vida marinha (sonares passivos);
- Mapeamento oceânico;
- Comunicações dos mergulhadores (mergulhador para mergulhador ou mergulhador para o exterior);
- Intercâmbio de informações (Internet subaquática através de nós de sensor subaquático);
- Aplicações de vigilância subaquática;
- Transmissão de vídeo sem fio subaquática;
- Navegação assistida ou autónoma (veículos submarinos não tripulados, UUV (Unmanned underwater vehicles) ou veículos subaquáticos autónomos, AUV (Autonomous underwater vehicle)).

A pesquisa de oceanos que está a ser feita hoje em dia requer veículos subaquáticos autónomos (UAVs) para alcançar os lugares mais extremos, perigosos e profundos do mar. Portanto, esses

veículos precisam ser controlados remotamente e também recuperar os dados coletados em tempo real.

As redes de sensores para a indústria são outras aplicações para este sistema. A exploração de recursos industriais pode usar redes de sensores para monitorizar as plataformas e as suas máquinas no mar. Os mergulhadores, geralmente, precisam de comunicar entre si para minimizar o risco e para poder trocar informações debaixo de água. Outras aplicações podem incluir transmissão de vídeo e áudio [4].

1.4. Organização da tese

Para fins de documentação, o documento está estruturado em sete capítulos. No capítulo 2 é realizada uma introdução ao estudo de três tipos de comunicação: Rádio Frequência, Ótico e Acústico. São apresentadas, de forma introdutória, as bases desta matéria, bem como os problemas fundamentais que lhe estão associados, tal como, a apresentação das principais arquiteturas dos sistemas de posicionamento acústico e as tendências de evolução.

No 3º capítulo, encontra-se a Análise do Sistema tem como finalidade a realização de estudos de processos, a fim de encontrar o melhor caminho racional para que a informação possa ser processada.

No capítulo 4, sendo Design do Sistema, pode-se encontrar todo o planeamento da instrução e a elaboração dos materiais utilizados no sistema.

No capítulo 5, está representada a Implementação do Sistema, onde está todas as implementações que foram efetuadas para este *modem*, desde placas de circuito impresso, bem como a caixa final.

No capítulo 6, são apresentados e analisados os resultados dos testes efetuados. Foram realizados testes aos módulos separadamente e, também, ao sistema como emissor e recetor.

Finalmente, o Capítulo 7 apresenta as conclusões decorrentes da análise dos resultados obtidos, apontando direções de trabalho que pode ser desenvolvido futuramente.

2. ESTADO DA ARTE

Neste capítulo serão abordados os principais tipos de comunicações subaquáticas, podendo estas ser divididas em três grandes grupos: Rádio Frequência, Óticas e Acústicas. Serão apresentadas de uma forma introdutória as bases deste tema, os problemas fundamentais associados e alguns tipos de sistemas acústicos subaquáticos existentes, tendo sempre em conta que será abordado de uma forma mais aprofundada a comunicação acústica, devido a esta ser a utilizada neste trabalho.

2.1. Sistemas de Rádio Frequência

A propagação das ondas eletromagnéticas tem comportamentos diferentes no ar e na água. As ondas eletromagnéticas propagam-se transformando ciclicamente a energia de um campo elétrico num magnético. No caso de uma onda eletromagnética plana a atenuação é aumentada através da frequência. Passando a barreira dos 10 kHz os sinais eletromagnéticos propagam-se a uma velocidade até 200 mil vezes superior em relação às ondas acústicas, sendo a velocidade de uma onda acústica por volta dos 1500 m/s. Com esta propriedade é possível retirar vantagens importantes para conseguir controlar a latência e protocolos de rede onde é necessária uma taxa de transmissão de dados elevada. Um outro aspeto é o encurtamento do comprimento de onda com o aumento da frequência no meio subaquático, por exemplo, para uma onda de frequência de 10 Hz o seu comprimento de onda no ar é de 3000 km e na água do mar é de 176 metros [5].

Uma das grandes vantagens da comunicação eletromagnética é a possibilidade da comunicação entre uma estação submersa e a costa, ou mesmo entre duas estações submersas a baixa profundidade, sem a necessidade de boias repetidoras à superfície. Esta comunicação é possível devido ao ângulo de refração produzido pela elevada permitividade da água que lança o sinal praticamente de uma forma paralela com a superfície da água. Existe um efeito semelhante no leito do mar, uma vez que este tem uma condutividade inferior em relação à água.

A Figura 1 ilustra os vários caminhos possíveis da propagação das ondas eletromagnéticas no meio aquático. Na maior parte das aplicações, o caminho com menor resistência será o dominante. O caminho através do ar ou do leito do mar podem ser utilizados para alcançar longas distâncias e para distâncias mais curtas utilizar o meio aquático.

Com a possibilidade de utilizar estes dois meios, a comunicação eletromagnética tem uma maior vantagem, usando vários caminhos de transmissão de dados em águas pouco profundas [6].

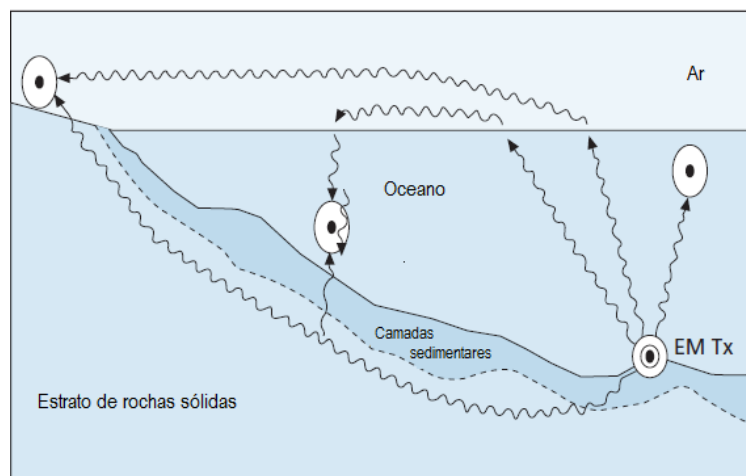


Figura 1 - Propagação RF no meio aquático usando vários caminhos.

2.2. Sistemas Óticos

As ondas óticas fazem parte das ondas eletromagnéticas em que o comprimento de onda é de 400 a 700 nanômetros, correspondendo a frequências altas, muitas vezes superiores a THz. Este tipo de comunicação tem evoluído muito nos últimos tempos no que diz respeito a transmissão de sinais na atmosfera e em fibras óticas. Também tem sido aproveitado essa evolução e pesquisa para desenvolver sistemas de comunicação óticos subaquáticos. Tem sido, inclusive, uma grande alternativa aos sistemas de comunicação acústicos subaquáticos.

A grande vantagem das ondas óticas em relação às ondas acústicas no meio aquoso é o facto das ondas portadoras poderem ter uma frequência muito superior, sendo possível obter taxas de transmissão de dados mais elevadas, podendo mesmo atingir os Gbps. Além da frequência ser mais elevada, a velocidade de propagação das ondas óticas também é superior. No caso de ondas acústicas subaquáticas, a velocidade de propagação do som é de 1500 m/s e, no caso de ondas óticas subaquáticas é de $2.3 \cdot 10^8$ m/s, o que permite ter um tempo de latência reduzido [7].

Os sistemas de comunicação subaquáticos utilizam os comprimentos de onda correspondente à luz azul ou verde, sendo nestas regiões do espectro onde as ondas óticas têm uma menor atenuação.

Existe ainda uma outra desvantagem nos sistemas de comunicação óticos subaquáticos que é o facto de existir a necessidade de haver uma linha de vista entre o transmissor e o recetor. É conveniente ainda ter em conta a dispersão das ondas óticas na água, sabendo que normalmente

estas são superiores às ondas acústicas, criando interferência interssimbólica, existindo assim a necessidade de ter em conta esses fatores no recetor [8].

Devido à grande necessidade de sistemas de comunicação subaquáticos rápidos e eficientes, de tal forma que seja possível uma transferência de uma grande quantidade de dados e com o menor atraso possível, as comunicações óticas subaquáticas começam a ser vistas com bastante interesse.

Na Figura 2, é possível observar um exemplo de um transmissor e recetor. Esta amostra foi retirada à empresa *SA Photonics*, que desenvolve sistemas de comunicação óticos subaquáticos. No exemplo da figura, o sistema é capaz de transmitir a uma distância até 200 metros a uma taxa de transmissão capaz de atingir os 250 Mbps [9].

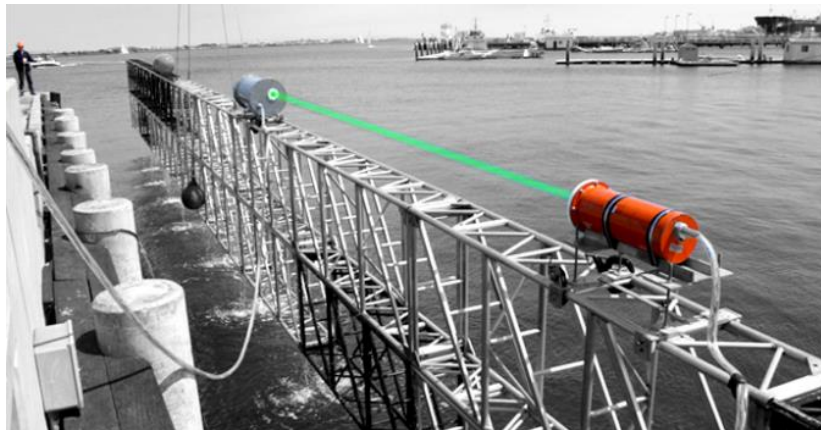


Figura 2 - Sistema de Comunicação Ótico.

2.3. Sistemas Acústicos

Enquanto as ondas eletromagnéticas estão relacionadas com os movimentos oscilatórios de cargas elétricas, as ondas acústicas estão relacionadas aos movimentos vibratórios das partículas do meio líquido, gerado por uma fonte sonora. Essa energia é transferida para o meio sob a forma de energia acústica. As ondas acústicas viajam 4 a 5 vezes mais rapidamente na água (1500 m/s) do que no ar.

A água apresenta-se como um meio extremamente complexo para a propagação do som. Uma onda acústica que atravesse o meio aquático irá sofrer fenómenos de atraso, distorção e atenuação. As atenuações de propagação representam o enfraquecimento da onda acústica à medida que se afasta do emissor, enquanto as perdas por atenuação incluem efeitos de absorção, espalhamento e fuga dos canais sonoros. Mesmo com estes problemas todos, o nível de atenuação que sobra poderá atingir distâncias significativas [10].

Na Figura 3 [11] está representado um exemplo de um transdutor de comunicação acústica subaquática, um transdutor baseado em materiais piezoelétricos cerâmicos.



Figura 3 - Exemplo de transdutores acústicos subaquáticos.

2.3.1. Caracterização do Meio Aquático

As principais propriedades do meio subaquático, que exercem uma maior influência na acústica subaquática, são a temperatura, a salinidade e a densidade, tendo um maior impacto na velocidade do som na água.

Temperatura

A temperatura é uma das grandezas mais importantes, no que diz respeito à propagação do som na água. Esta varia em cada ponto do oceano, a cada instante de tempo e em virtude da dinâmica do ambiente marinho.

Como se verifica na Figura 4, a velocidade do som na água está extremamente dependente do perfil de temperatura [12].

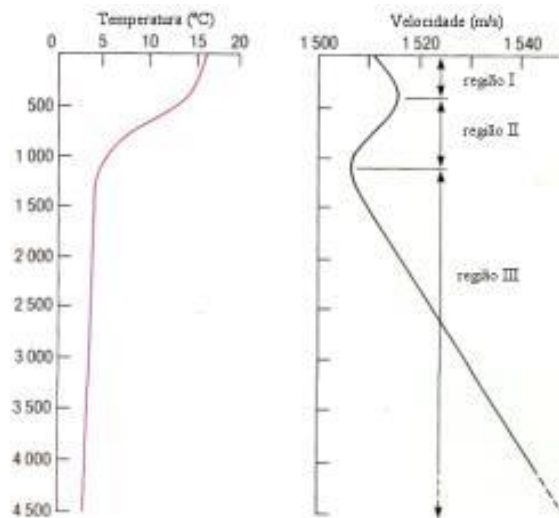


Figura 4 - Relação entre os perfis de temperatura e velocidade do som para águas profundas.

Salinidade

A salinidade, que se traduz na quantidade de sais que estão dissolvidos na água, é outra grandeza que provoca a variação da velocidade do som no meio aquoso onde é afetada a compressibilidade, e com isso, a velocidade de propagação do som, o índice de refração e o ponto de congelamento.

Como se observa na Figura 5 [13], a água dos oceanos tem uma salinidade aproximadamente de 35 ppt (1 ppt corresponde a 1 grama por litro), a água salobra (água doce misturada com água salgada, como exemplo as rias) tem uma salinidade entre 0.5 ppt e 30 ppt e a água doce pode conter uma salinidade entre 0 ppt e 0.5 ppt.

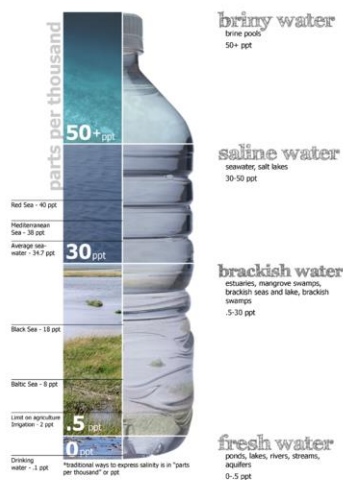


Figura 5 - Escala prática de salinidade da água.

Densidade

Outra grandeza na qual é preciso ter em conta para a velocidade de propagação do som na água é a densidade, na qual mede o grau de concentração de massa em determinado volume. Quanto maior a densidade, menor será a velocidade de propagação do som. A densidade da água é cerca de 1000 vezes maior que a do ar [13].

2.3.2. Propagação Acústica

Intensidade Acústica

A intensidade acústica é a percepção da amplitude da onda sonora, usualmente chamada de volume ou nível de pressão sonora. A relação entre a velocidade dessas partículas e a pressão é dada por:

$$p = \rho c \mu \text{ [Pa]}, \quad 1)$$

onde p é a pressão, dada em pascal (Pa), ρ a densidade, em kg/m^3 , c a velocidade do som e μ a velocidade da partícula, as duas unidades em m/s.

A constante de proporcionalidade ρc é a chamada impedância acústica específica ou característica, ela é dada em ohm, e é uma propriedade do meio onde a onda se propaga.

A intensidade acústica média é definida como o fluxo médio de energia, através de uma área unitária, orientada na direção normal à propagação, expressa por:

$$I = \frac{P}{A} = \frac{p_{rms}^2}{\rho c} \text{ [W/m}^2\text{]}, \quad 2)$$

onde P é a potência do sinal acústico, dado em watt (W), A é a área, em m^2 , p_{rms} é a pressão média quadrática, em Pa, ρ a densidade, em kg/m^3 e c a velocidade do som, em m/s.

Nível do Sinal na Fonte

Existe ainda o nível do sinal da fonte, que se refere à intensidade do sinal I_s , que tem como dependência da potência de transmissão acústica P_t [14]. Tendo os dados da potência é possível obter a intensidade de sinal subaquático transmitido através de:

$$I_t = \frac{P_t}{2\pi \times 1m \times H} [W/m^2], \quad 3)$$

onde H é a profundidade, em metros.

Através da equação 4, é possível obter o nível de sinal da fonte em relação a uma intensidade de referência, de 1 μ Pa na água, equivalente a 6.7×10^{-19} W/m², [14].

$$SL = 10 \log\left(\frac{I_t}{6.7 \times 10^{-19}}\right) [dB \text{ re } 1 \mu Pa @ 1m], \quad 4)$$

Atenuação de Percurso

As perdas de transmissão, conhecidas por TL (Transmission loss), representam a atenuação sonora ao longo do seu percurso. Pelo Ainslie & McColm model [15], as perdas de propagação do sinal acústico em águas pouco profundas são dadas por:

$$TL = 10 \times \mu \times \log(D) + \alpha(f) \times D [dB], \quad 5)$$

onde D é a distância, em km, entre a fonte e o receptor, α o coeficiente de absorção do meio (dependente da frequência), em dB/km e μ é o coeficiente entre 1 e 2 que tem com dependência o tipo de espalhamento. Além deste modelo, Ainslie & McColm model, existe ainda mais dois modelos, o Thorp model e o Fisher & Simmons model. O Ainslie & McColm model é o modelo mais usado para frequências elevadas.

As ondas acústicas ao serem absorvidas na água têm como dependência a temperatura, profundidade, salinidade, acidez da água e a frequência da onda. O coeficiente de absorção da água do mar com a frequência f (kHz) é dada por:

$$\alpha(f) = \frac{A_1 p_1 f_1 f^2}{f_1^2 + f^2} + \frac{A_2 p_2 f_2 f^2}{f_2^2 + f^2} + A_3 p_3 f^2 [dB/km], \quad 6)$$

onde a primeira divisão representa a contribuição do ácido bórico e f_1 é a sua frequência de relaxação, a segunda divisão representa a contribuição do sulfato de magnésio e f_2 é a sua frequência de relaxação e a terceira divisão é a contribuição da molécula H₂O. As dependências de pressão são dadas por p_1 , p_2 e p_3 , já as constantes são representadas por A_1 , A_2 e A_3 [16]. Onde f_1 e f_2 podem ser calculados a partir de:

$$f1 = 0.78 \sqrt{\frac{S}{35}} e^{\frac{T}{26}} \text{ [kHz]}, \quad 7)$$

$$f2 = 42 e^{\frac{T}{17}} \text{ [kHz]}, \quad 8)$$

Tanto a expressão 7 e 8 dependem da temperatura T (°C), ter em conta que apenas f₁, que representa o ácido bórico, depende significativamente da salinidade, S (ppt). A expressão para as constantes A_k que estão associadas aos dois termos de relaxação química somados à componente responsável pela absorção da água pura [15], resulta em:

$$\alpha = 0.106 \frac{f_1 f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} e^{\frac{pH}{0.56}} + 0.52 \left(1 + \frac{T}{43}\right) \left(\frac{S}{35}\right) \frac{f_2 f_2^2}{f_2^2 + f_2^2} e^{\frac{-D}{6}} + 0.00049 f_2 e^{-\left(\frac{T}{27} + \frac{D}{17}\right)} \text{ [dB/km]}, \quad 9)$$

Na Figura 6 e na Figura 7 estão representados dois exemplos, o de coeficientes de absorção para água doce e o outro para água salgada. Os parâmetros que foram introduzidos foram pH = 7.1, T = 20° e D = 100 metros. Ter em conta que a absorção é só uma pequena parte referente as perdas de transmissão, por norma a maior parte das perdas é devido ao espalhamento da onda ao afastamento da fonte.

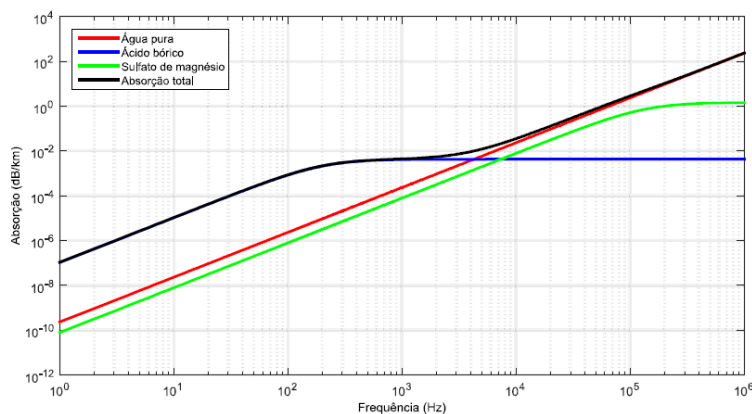


Figura 6 - Coeficiente de absorção acústica em água doce (S=0.5 ppt) em função da frequência da onda.

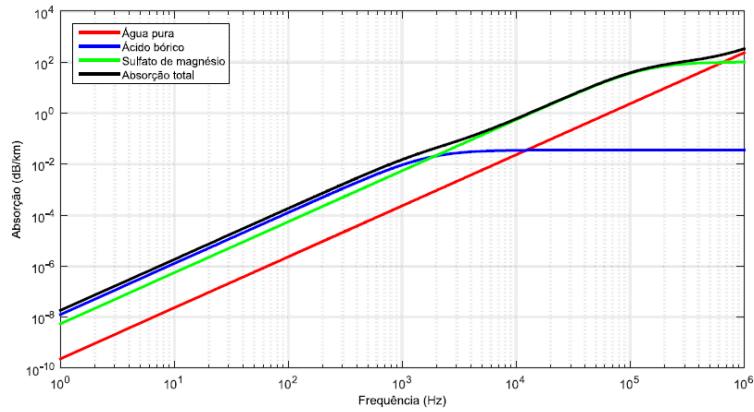


Figura 7 - Coeficiente de absorção acústica em água salgada ($S=35$ ppt) em função da frequência da onda.

Em ambiente homogêneos, as perdas por espalhamento são dadas por:

$$10\log(D^\mu) \text{ [dB]}, \quad 10)$$

onde D é a distância desde a fonte ao recetor, em metros, e μ é o coeficiente que se situa entre 1 para propagações cilíndricas e 2 para propagações esféricas.

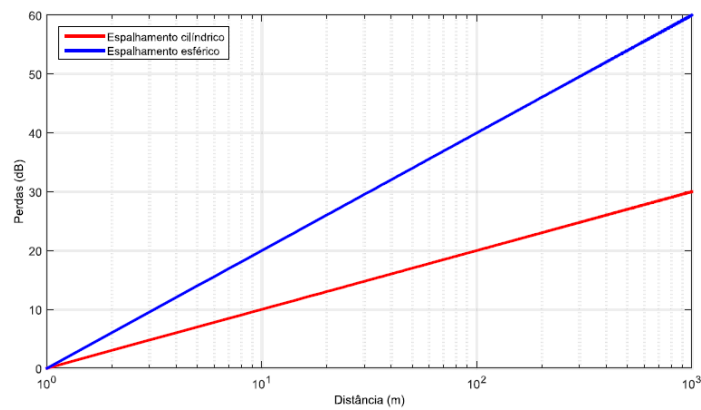


Figura 8 - Perdas acústicas por espalhamento em função da frequência da onda na água.

Numa situação em que o meio não seja homogêneo, as trajetórias vão depender da velocidade do som e da geometria do meio entre a fonte e o recetor, como ilustra a Figura 8.

Desvanecimento por Multi-Percurso

Um dos grandes problemas da comunicação acústica subaquática é o multi-percurso que deriva de dois fatores: o da reflexão da onda à superfície, no fundo ou em qualquer objeto que obstrua a sua passagem, e a existência de refração do som na água (lei de Snell [17]). O problema da variação na velocidade de propagação e de interferências inter-simbólicas é provocada em grande parte pela diferente temperatura e diferentes correntes nos vários pontos por onde a onda acústica passa desde a fonte até ao recetor. A colisão das ondas sonoras com a superfície e o fundo alteram as trajetórias das mesmas, uma parte da energia é refletida em várias direções e, a outra parte passa para o meio contíguo por refração.

Ruído

Outro problema existente na comunicação acústica subaquática é o ruído [17]. O ruído acústico, no meio subaquático está sempre presente, podendo surgir proveniente de uma variedade enorme de fontes naturais, ou mesmo causado pelo ser humano, esse impacto é notado na frequência do sinal recebido pelo recetor, o ruído é somado a frequência do sinal transmitido pela fonte.

Nos portos e baías o principal motivo de ruído é o tráfego marítimo, enquanto em rios a principal fonte de ruído é as correntes de água.

Podem ser consideradas quatro fontes de ruído principais: a turbulência, o transporte marítimo, a ondulação e o ruído térmico. Estes são descritos como sendo do tipo gaussiano e apresentam uma densidade espectral de potência constante ao longo da frequência. No caso do ruído causado pela turbulência [18], que afeta os sinais com frequências abaixo de 10 Hz, pode ser calculado por:

$$10\log N_t(f) = 17 - 30\log(f) \text{ [dB]}, \quad 11)$$

O ruído causado por embarcações [19], afeta os sinais com frequências no intervalo entre 10 Hz e 100 Hz e é apresentado por:

$$10\log N_s(f) = 40 + 20(s - 0.5) + 26\log(f) - 60\log(f + 0.03) \text{ [dB]}, \quad 12)$$

onde s é o fator de transporte, entre 0 e 1.

O ruído que causa as ondas marítimas [19] afeta os sinais com frequências no intervalo entre 100 Hz e 100 kHz e é apresentado por:

$$10\log N_v(f) = 50 + 7.5\omega^{\frac{1}{2}} + 20\log(f) - 40\log(f + 0.4) \text{ [dB]}, \quad 13)$$

onde v é a velocidade do vento, em m/s.

Já o ruído térmico [18] que é causado pela agitação molecular, afeta os sinais com frequências superiores a 100 kHz, sendo dada por:

$$10\log N_{th}(f) = 15 + 20\log(f) \text{ [dB]}, \quad 14)$$

Depois de calcular todos os ruídos é possível saber a densidade espectral de potência do ruído através da fórmula $N_i(f) + N_s(f) + N_v(f) + N_{th}(f)$ dado serem considerados independentes entre si.

2.3.3. Sistemas Acústicos Subaquáticos Existentes

Comparando com outras tecnologias, a comunicação acústica é a mais utilizada em sistemas de comunicações subaquáticos, devido à sua baixa atenuação no meio aquático.

2.4. Modems Comerciais

A maior parte dos *modems* acústicos subaquáticos comerciais são utilizados na grande indústria, como por exemplo, as companhias petrolíferas, agências governamentais e universidades. Serão abordados alguns dos *modems* existentes no mercado.

A *LinkQuest* comercializa *modems* de curto e longo alcance. Tem um *modem*, o UW M1000, que é utilizado preferencialmente em baixas profundidades com uma potência muito reduzida, cerca de 1 W de transmissão e 0.75 W de recepção, sendo capaz de comunicar a uma distância máxima de 350 metros a uma taxa de transmissão de dados de 17,8 Kbps. A *LinkQuest* possui ainda outro *modem* para maiores profundidades, o UW M10000, com um consumo de transmissão de 40 W e de recepção de 0.8 W e que uma capacidade de comunicação até 10 km a uma taxa de transmissão de dados de 2.5 a 5 Kbps [20].

A *Teledyne Benthos* está mais direcionada para a comunicação subaquática em grandes profundidades e com a arquitetura ponto-a-ponto, por exemplo, do fundo do oceano estabelecer uma comunicação diretamente com a superfície. Um dos seus maiores utilizadores é a Marinha Norte Americana para as suas redes de sensores subaquáticas. Estes *modems* tem a capacidade de

comunicar a uma distância de 1 km a, aproximadamente, com uma taxa de transmissão de 10 Kbps e isento de erros em situações ideais. Porém, devido a essas condições no oceano serem praticamente impossíveis, as típicas taxas de transmissão de dados são de 2.4 Kbps, com uma potência entre os 20 e 84 W no emissor e de 0.7 W na recepção [21].

A *TriTech Internacional* desenvolveu o *Micron Data Modem* para pequenos veículos controlados remotamente, ROV (Remotely Operated Vehicles). Este *modem* acústico subaquático é o mais leve do mercado, ideal para utilizações onde o tamanho e o peso são requisitos importantes. Apesar do seu tamanho reduzido, consegue uma distância de 500 metros de comunicação subaquática a uma taxa de transmissão de dados de 40 bps e uma potência de transmissão de 8 W e de recepção de 0.7 W [22].

A *Aquatec* é outra empresa que desenvolve *modems* para comunicação acústica subaquática. Os *modems* produzidos por eles, tem uma comunicação de longo alcance, até 5 km, e consegue uma velocidade de transmissão de dados de 100 a 2000 bps. Não foi possível encontrar informação sobre a potência de transmissão e recepção [22].

A *EvoLogics* tem ao seu dispor seis *modems* de comunicação acústica subaquática. A linha de *modems* S2C foi concebida para tentar imitar ao máximo o padrão dos sons emitidos pelos golfinhos e espalhar continuamente a energia do sinal por uma grande variedade de frequências, tentando minimizar ao máximo a componente de multi-percurso para que não interfira no sinal. Os *modems* da *EvoLogics* podem ser divididos em dois grupos, o grupo de *modems* que um tem uma maior utilidade para uma pequena/média distância, até 1 km, com uma maior taxa de transmissão de dados de 31 Kbps em águas rasas e o outro grupo que são *modems* para distâncias mais longas, até 8 km, com uma taxa de transmissão de dados menor, cerca de 6.9 Kbps e para águas mais profundas [23].

A *DSPComm* disponibiliza um *modem*, *AquaComm*, com um conceito diferente de todos os que foram descritos até agora. Desenvolveram um *modem* capaz de fornecer ao utilizador a possibilidade de se alterar a potência de transmissão e recepção de dados. Desta forma, é possível ajustar a potência adequada, facilitando a redução do consumo de energia. Esta possibilidade é ideal para pequenas/médias distâncias, até 3 km, e uma taxa de transmissão de dados entre 100 a 480 bps [24].

A *WHOI* (Woods Hole Oceanographic Institution) desenvolveu o *modem* chamado MicroModem, que é uma arquitetura *open source* alternativa para soluções comerciais. Deste modo, torna-se assim num *modem* programável pelo utilizador e com a capacidade de suportar vários instrumentos. Na atualidade este *modem* é utilizado na sua maioria para a comunicação e navegação de veículos

autónomos subaquáticos e também em boias com sensores. Este *modem* utiliza dois tipos de modulação na camada física, podendo ser o FSK (Frequency-shift keying) ou o PSK (Phase-shift keying). A sua taxa de transmissão de dados poderá chegar aos 5.4 Kbps no caso de ser PSK [25].

A Tabela 1 sintetiza-se e compara-se os vários tipos de *modems* das empresas anteriormente mencionadas. Através dos dados disponibilizados foi possível comparar os campos de frequência de operação, potência de transmissão e receção, taxa de transmissão de dados em bps, o alcance em km e o seu custo em euros. Para dados não especificados na literatura denota-se por “NS”. Todos os *modems* usam transdutores comerciais que só por si custam alguns milhares de euros, fazendo assim com que os *modems* tenham um custo elevado.

Tabela 1 - Especificações dos vários modems acústicos subaquáticos comerciais.

Modem		Frequência (kHz)		Potência (W)		Taxa de Transmissão	Alcance	Custo
Empresa	Modelo	Média	Largura de Banda	Tx	Rx	(bps)	(km)	(€)
LinkQuest	UW M1000	35,7	17,9	1	0,75	17800	0,35	
	UW M2000	35,7	17,9	2	0,8	17800	1,5	
	UW M200H	35,7	17,9	2	0,8	17800	1,5	
	UW M2200	71,4	35,7	6	1	35700	1	> 6000
	UW M3000	10	5	12	0,8	5000	3	
	UW M3000H	10	5	12	0,8	5000	3	
	UW M4000	17	8,5	7	0,8	8500	4	
	UW M10000	10	5	40	0,8	5000	10	
Teledyne Benthos	ATM9XX (PSK)	11,5/18,5/24,5	5	20	0,7	2400	6	
	ATM9XX (MFSK)	11,5/18,5/24,5	5	20	0,7	15360	6	> 6500
	ATM885	18,5	5	84	0,7	15360	0,7	
TriTech	Micron Modem	22	4	8	0,7	40	0,5	> 3000
Aquatec	AQUA Modem 500	29	4	NS	NS	100	0,25	> 7000
	AQUA Modem 1000	9,7	4,5	20	0,6	2000	5	
EvoLogics	S2CR 48/78	63	30	18	1,1	31200	1	
	S2CR 40/80	51	26	40	1,1	27700	1	
	S2CR 18/34	26	16	35	1,3	13900	3,5	> 10 000
	S2CR 12/24	18,5	11	15	1,1	9200	6	
	S2CR 7/17	12	10	40	1,1	6900	8	
DSPComm	AquaComm Marlin	23	14	1,8	0,3	480	1	
	AquaComm Mako	23	14	1,8	0,3	240	1	> 5300
	AquaComm Orca	23	14	1,8	0,3	100	3	
WHOI	Micron Modem (FSK)	25	4	100	0,2	80	2	> 6000
	Micron Modem (PSK)	25	4	100	2,2	5400	2	

2.5. Soluções Propostas por Projetos de Investigação

Com o aumento da procura por *modems* de comunicação acústica por parte da indústria têm surgido muita pesquisa sobre os mesmos, com o objetivo da redução de consumo e custos de fabrico. Um dos principais pontos de pesquisa é dos algoritmos, fazendo com que os *modems* tenham uma maior taxa de transmissão de dados e melhorar o desempenho do dispositivo quando colocado em ambiente adversos. Serão apresentados alguns *modems* fabricados por universidades e grupos de investigação.

O Instituto de Ciências da Informação da Universidade do Sul da Califórnia desenvolveu um *modem* para o projeto SNUSE (Sensor Networks for Undersea Seismic Experimentation). O projeto tinha como principal objetivo a construção de um *modem* de baixa potência e de custos reduzidos, e com uma distância de comunicação de 50 a 500 metros para a monitorização sísmicas. Para a realização desse *modem*, foi adquirido um recetor barato e de baixa potência com um consumo de apenas 500 μW , foi ainda utilizado um microcontrolador e um esquema de modulação baseado em FSK. O protótipo desenvolvido custou menos de 90€, com uma potência máxima de transmissão de 2 W e de receção de 500 μW a 25 mW em *stand-by*, sendo que só foram efetuadas experiências na transmissão pelo ar [26].

Por sua vez, a Universidade da Califórnia em Irvine desenvolveu *modems* acústicos feitos através de altifalantes e microfones genéricos para estabelecer uma comunicação acústica subaquática entre redes de sensores. Este *modem* tem um alcance de 10 metros e a uma taxa de transmissão de dados a volta de 48 bps. O objetivo do trabalho foi para mostrar que com um *modem* de *hardware* simplificado, o seu custo pode ser bastante reduzido [27].

A Universidade da Califórnia em Santa Barbara desenvolveu o *modem* AquaModem, a sua conceção teve como objetivo a construção de um *modem* para aplicações de curto alcance, até 1000 metros, e em águas rasas. Foi testado numa zona com bastantes corais e obtiveram como resultados uma distância até 440 metros e com uma taxa de transmissão de dados de 133 bps e ainda com uma taxa de erro inferior a 1% [28].

Já na Coreia do Sul, a Universidade Kookmin desenvolveu um *modem* acústico subaquático que utiliza quatro pequenos transdutores que comunicam entre si e um quinto transdutor para comunicar com a superfície. O *modem* utiliza um microcontrolador ATmega128 para fazer a interface com o processador PXA270 Arm para a camada MAC (Media Access Control). Opera a uma frequência de 30 kHz e com uma taxa de transmissão de dados a 5 Kbps a uma distância máxima de 30 metros [29].

Vasilescu, mais um grupo de investigadores, desenvolveu um *modem* ao qual deram o nome de AquaNode. O que distingue este *modem* dos outros é ele dois tipos de comunicação subaquática, um por via ótica para transmissão ponto-a-ponto, a curta distância com uma transmissão de dados de 330 Kbps e para longas distâncias uma comunicação acústica com uma taxa de transmissão de 300 bps [30].

Na Universidade de Connecticut desenvolveram um *modem* acústico subaquático baseado na técnica de modulação OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing), utilizando um TMS320C6713 DSP (Digital Signal Processor) com o objetivo de conseguir uma maior taxa de

transmissão de dados em relação a outros *modems* já investigados. Através da técnica de modulação QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) foi conseguido uma taxa de transmissão de 3.1 Kbps e com uma frequência de 5.5 kHz. Esse mesmo *modem* foi testado num tanque de água, e nunca foi testado em situação real [31].

Sozer e Stojanovic criaram um *modem* acústico subaquático com a capacidade de ser reconfigurável, ao qual chamaram de rModem. Com ele, foram desenvolvidas numerosas pesquisas conseguindo testar vários algoritmos de comunicação, usando como *layout* um *laptop* e *hardware* comprado para realizar testes em água, com implementações baseadas em técnicas de modulação OFDM e em MIMO (Multiple-Input and Multiple-Output). Com este *modem* é possível testar várias técnicas de modulação com o mesmo *hardware*, e com isso tirar algumas conclusões de qual será a melhor para os objetivos propostos [32].

Na Tabela 2 é possível observar e comparar alguns dos *modems* de investigação anteriormente descritos. Os pontos no qual se podem comparar os diversos *modems* são: o nome ao qual deram aos seus *modems*, a plataforma usada, a frequência do sinal de saída, o alcance entre o emissor e o recetor, a taxa de transmissão de dados e ainda o tipo de modulação usado.

Tabela 2 - Especificações dos vários modems acústicos subaquáticos propostos em trabalho de investigação.

Instituição	Modem	Plataforma	Frequência (kHz)	Alcance (km)	Taxa de Transmissão (bps)	Modulação
Universidade do Sul da Califórnia	USC	Atmega128, MCU	18	0,5	600	FSK
Universidade de California, Irvine	UCI	Tmote (MP430 MCU)	1,5	0,01	48	FSK
Universidade de Santa Barbara	AquaModem	TMS320C6713 DSP	24	0,44	133	DSSS
Universidade de Kookmin	Kookmin	Atmega 128 MCU	30	0,03	5000	OOK
Universidade de Santa Barbara	AquaNode	ADBlackfin B544 DSP	30	0,4	300	FSK
Universidade de Connecticut	uConn	TMS320C6713 DSP	12,5	(Lab)	6200	OFDM (QPSK)
Universidade de Massachusetts	rModem	TMS320C6713 DSP	12	0,016	550	QPSK

2.6. Conclusões

Após ser observado o efeito no meio ambiente subaquático das ondas Rádio Frequência, Óticas e Acústicas a Tabela 3 resume as características das diferentes comunicações subaquáticas [33].

Analisando as características dos diferentes tipos de comunicação subaquática podemos concluir que para uma utilização de curto alcance e com uma elevada taxa de transmissão de dados, as melhores comunicações serão a RF (Radio Frequency) ou a Ótica, tendo em conta que existe o problema de estarem sujeitas à atenuação, devido à turbidez da água.

A comunicação acústica subaquática será mais indicada para uma utilização de longo alcance e com uma taxa de transmissão de dados mais reduzida, sabendo sempre que está sujeita aos efeitos de desvanecimento devido ao multipercurso. Para os casos onde a aplicação seja, por exemplo, uma rede de sensores sem fios onde exija uma reduzida taxa de transmissão de dados, a utilização da comunicação acústica subaquática é mais robusta e fiável. Para ter uma taxa de transmissão de dados mais elevada na comunicação acústica subaquática deve-se usar frequências mais elevadas, no entanto, a atenuação do sinal será mais elevada. Por essa razão é necessário verificar caso a caso e ter um compromisso para ver qual é mais importante, se a distância ou a resolução.

Tabela 3 - Caracterização de comunicações sem fios em ambiente subaquáticos.

	RF	Ótica	Acústica
Velocidade da Onda	$1 \times 10^{6.3} - 1 \times 10^{7.2}$ m/s	$\sim 2,254 \times 10^8$ m/s	$\sim 1,5 \times 10^3$ m/s
Taxa de Transmissão	< 10 Mbps	< 1 Gbps	< 1 Mbps
Alcance	~ 1 a 100 m	~ 1 a 100 m	\sim km
Perdas de Potência	~ 28 dB/km/MHz	∞ turbidez	> 0,1 dB/m/Hz
Largura de Banda	MHz - GHz	$\sim 10^{14}$ até 10^{15} Hz	\sim kHz
Principais Dificuldades	potência limitada	ambiente limitado	largura de banda limitada interferências

3. ANÁLISE DO SISTEMA

A análise do sistema visa esclarecer o objetivo do projeto, quais os desafios que se espera enfrentar e decompor o sistema em partes mais simples para simplificar a fase de desenvolvimento.

O objetivo deste trabalho de dissertação é o desenvolvimento de um *modem* acústico para comunicações subaquáticas. Neste projeto está incluído um emissor e recetor de sinais acústicos, emitidos através de transdutores com frequências de 100 kHz a 1 MHz.

3.1. Requisitos do sistema

Os requisitos são divididos em funcionais e não funcionais. Os requisitos funcionais são aqueles que descrevem comportamentos específicos do sistema. Os requisitos não funcionais são requisitos que derivam dos requisitos funcionais e não são específicos do sistema. Por exemplo, se for um requisito funcional para o sistema ser utilizável a bordo, é um requisito não funcional o uso de uma bateria dedicada ou a operação com a tensão de alimentação do barco.

3.1.1. Requisitos funcionais

- O sistema deve ser conectado através de um computador comum, basta para isso ter uma porta USB (Universal Serial Bus);
- O sistema deve emitir sinais sinusoidais para o transdutor com amplitude até $80 V_{pp}$;
- O sinal sinusoidal deve variar em frequências de 100 kHz a 1 MHz;
- O sistema deve ler e amplificar sinais entre 100 kHz e 1 MHz;
- O sistema deve ler e ampliar sinais entre $100 \mu V_{pp}$ e $1 V_{pp}$;
- O sistema deve ser de uma utilização prática e simples;
- O sistema deve ser capaz de trabalhar com várias técnicas de modulação, como por exemplo: ASK, FSK e PSK.

3.1.2. Requisitos não funcionais

- O sistema deve ser alimentado a partir de baterias ou fonte de alimentações;
- O sistema geral deve ser transportado facilmente em um único objeto;
- O sistema deve operar longas horas sem sobreaquecimento;
- O sistema deve ser incluído em um caso inacessível;
- Dois sistemas devem ser capazes de comunicar entre si, um como emissor e outro como recetor;
- Elevada eficiência energética;
- O sistema deve ser *low cost*.

3.1.3. Estrutura do sistema

Do ponto de vista do programador, o sistema é dividido em três camadas principais, são elas: camada de aplicação, camada de *hardware* e camada física.

Na camada de aplicação, o sistema executa a interface do usuário, o processamento de dados e recuperação desses mesmos dados e lida ainda com a comunicação à camada de *hardware*.

A camada de *hardware* responde à camada de aplicação, em um modo escravo. Nesta camada os dados provenientes do aplicativo são decodificados, modulados e amplificados em tensão e corrente para serem enviados para a camada física. Da mesma forma, os dados provenientes da camada física são adquiridos, desmodulados e enviados para o aplicativo.

A camada física é composta por transdutores, o emissor e recetor, e ainda o próprio canal de comunicação, sendo neste caso a água. O emissor, polarizado com um sinal de elétrico, gera uma onda acústica que se propaga através da água até ao hidrofone. No hidrofone a onda mecânica produz um sinal elétrico que é passado para a camada de *hardware*.

3.2. Diagrama de Interligação

A ligação entre as três camadas mencionadas acima é escolhida de acordo com os tipos de dados trocados e a taxa de transmissão esperada. Desta forma, a ligação entre o utilizador e o *modem* onde se encontra implementada a camada de aplicação é a FPGA, que faz parte da camada de *hardware* e é efetuada através da conexão por USB.

A decisão de usar uma conexão USB baseia-se no facto de que este protocolo de conexão permitir alta largura de banda, 480 Mb/s no caso de USB2.0 [34], o que é suficiente para os requisitos deste projeto e apresenta também a vantagem de ser um conector bastante usado em computadores e dispositivos móveis.

A conexão entre a camada de *hardware* e a camada física está dividida em duas conexões. Uma conexão para energia, conectando o amplificador de potência do emissor, é efetuada através de cabos de alimentação padrão, e na segunda conexão conectando os transdutores tanto de emissão como de receção ao *modem*. Essa conexão é feita por um cabo coaxial com um conector BNC (Bayonet Neill Concelman) nas suas extremidades.

A interligação entre as várias camadas pode ser facilmente visualizado na Figura 9.

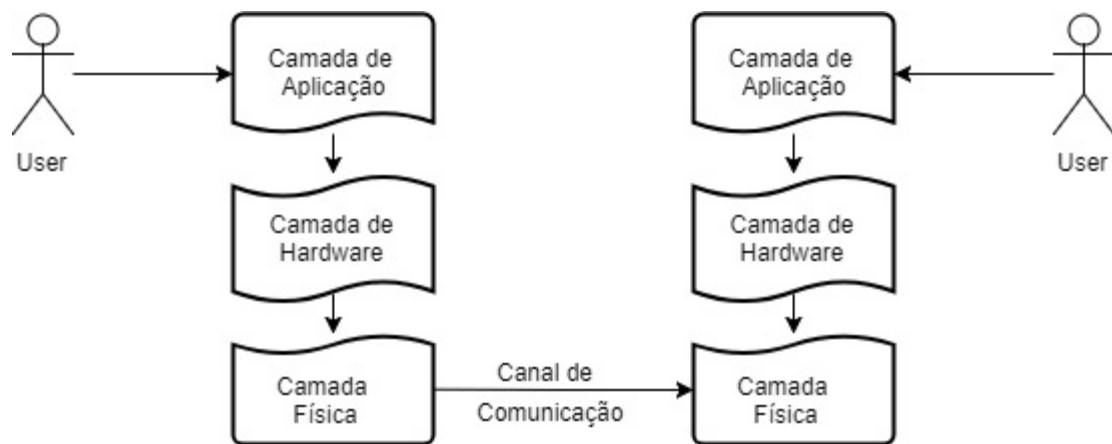


Figura 9 – Diagrama de Interligação.

A camada de aplicação é constituída por uma FPGA. A camada de *hardware* é constituída por um DAC (Digital-to-Analog Converter) e um amplificador de potência para o emissor e para o recetor por um circuito de instrumentação e um ADC (Analog-to-digital converter). Por último, a camada física é constituída por transdutores, quer a emitir como a receber. Entre a emissão e a receção, existe o canal de comunicação que é o meio subaquático.

3.2.1. Camada de Aplicação

Na camada de aplicação o sistema deve executar a interface entre o usuário e as rotinas de modulação e desmodulação. Essas duas tarefas diferentes devem ser tão independentes quanto

3. Análise do Sistema

possível, para fornecer abstração. Consequentemente, o detalhe da modulação não deve interferir com a desmodulação e de forma semelhante, a desmodulação não deve interferir com a modulação.

Idealmente, qualquer uma das camadas anteriores deve ser alterada sem afetar a outra, pois elas devem ser independentes, como sugere o diagrama na Figura 10.

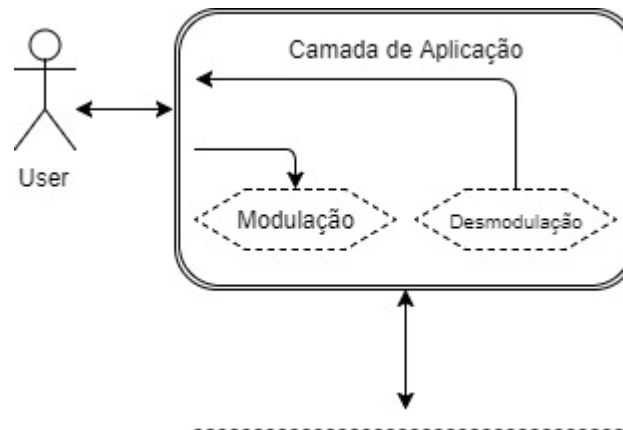


Figura 10 - Diagrama da Camada de Aplicação.

3.2.2. Camada de Hardware

Ao nível da camada de *hardware*, o caminho do sinal é dividido em sinal de saída (modulador) e sinal de entrada (desmodulador). Ambos os sinais existem em forma analógica e digital e são ilustrados na Figura 11.

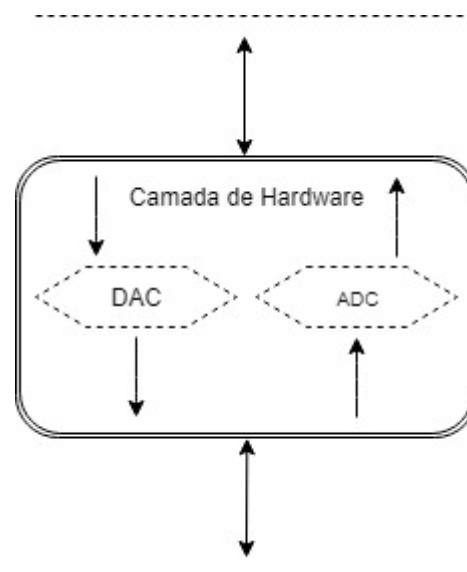


Figura 11 - Diagrama da Camada de Hardware.

O sinal de saída entra na camada de *hardware* através do modulador (implementado na matriz de porta programável de campo (FPGA)). O modulador processa os *bytes* e gera um sinal digital de 8 *bits* para o DAC, fazendo com que o sinal digital de 8 *bits* seja transformado num sinal analógico de 1 V_{pp} . O sinal analógico gerado é então amplificado em tensão e corrente e é aplicado ao emissor.

O sinal de entrada entra na camada de *hardware* através do recetor e é filtrado, amplificado e convertido pelo ADC de analógico para digital.

3.2.3. Camada Física

A camada física é composta pela emissão, receção e o próprio canal de comunicação. O emissor é um dispositivo capacitivo sujeito ao sinal de saída da camada de *hardware* e tem a função de gerar ondas acústicas. O recetor faz a sensorização das ondas acústicas que se propagam na água e gera um sinal elétrico que passa para os circuitos de instrumentação na camada de *hardware*, tal como se pode visualizar na Figura 12.

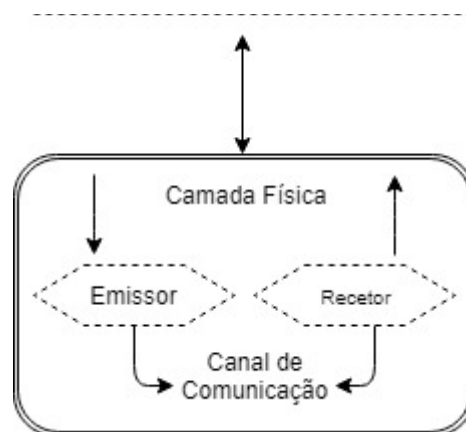


Figura 12 - Diagrama da Camada Física.

3.3. Considerações de Desenvolvimento

Para cumprir os requisitos do sistema, várias restrições em diferentes secções tiveram que ser analisadas. Essas restrições variam do sistema operacional até a camada física. A compreensão dessas restrições foi muito importante, pois foram utilizadas como diretrizes para otimizar o sistema tanto quanto possível no início do projeto.

Na continuação deste capítulo, essas restrições são analisadas e compreendidas uma a uma. No próximo capítulo, na fase de projeto, serão apresentadas as considerações adequadas para superar essas questões.

3.3.1. Considerações da FPGA

A FPGA consiste em arranjos de vários blocos programáveis (blocos lógicos) que estão interligados entre si por blocos de entrada/saída, através de canais de conexão verticais e horizontais com o propósito de implementar as funções necessárias.

A FPGA é composta por quatro tipos de recursos principais: blocos lógicos, blocos de entrada/saída para a conexão com o “exterior”, fios de interconexão e *switches*. Os blocos lógicos estão dispostos numa matriz de duas dimensões e, por outro lado, os fios de interligação são organizados em canais de encaminhamento horizontal e vertical, entre linhas e colunas [35]. Podem ainda ser configurados para realizar funções complexas e, na maioria das vezes, incluem elementos de memória que podem ser simples *flip-flops* ou blocos de memória mais complexos. Tipicamente, cada bloco lógico tem um pequeno número de entradas e uma saída.

Para implementar um circuito numa FPGA, os blocos lógicos mencionados são programados para executar funções específicas e os canais de encaminhamento são programados para fazer as interconexões necessárias [36].

A FPGA que será usada para o sistema deste trabalho terá como função o processamento e o controlo. A sua tarefa principal neste sistema é o processamento dos sinais digitais através da implementação do modulador para o módulo de emissão e o desmodulador para o módulo de receção. À parte desta tarefa, também terá a responsabilidade de controlar os circuitos eletrónicos DAC e ADC.

3.3.2. Considerações do Transdutor

O transdutor a ser utilizado neste trabalho será um transdutor piezoelétrico que tem a capacidade de produzir um sinal elétrico à saída, quando excitado mecanicamente. Estes transdutores são também recíprocos, quer isto dizer que ao aplicar uma energia elétrica no transdutor, eles também têm a capacidade de converter em energia mecânica. Graças a estas características estes materiais são muito utilizados na área da biomédica, como por exemplo em: microfones específicos para transdução de sons cardíacos, acelerómetros para medição de tremores, sensores ultrassónicos para cirurgia, etc...

A piezoelectricidade é um fenômeno associado à produção de cargas elétricas em uma superfície de um determinado material, quando a este é aplicado uma certa tensão mecânica. Pode-se então dizer, que a piezoelectricidade é uma maneira de converter energia mecânica em energia elétrica, ou vice-versa.

3.3.3. Considerações de Aquisição de Sinal do Hidrofone

O hidrofone é um transdutor que tem a finalidade de converter sinais mecânicos em sinais elétricos. Assim, neste trabalho, o hidrofone terá a função de receber as ondas sonoras que foram emitidas pelo módulo acústico de transmissão, transformando a vibração emitida num sinal elétrico.

A sensibilidade do recetor de um hidrofone, R_s , expresso em dB , é a relação entre sua resposta e uma resposta padrão. A resposta do hidrofone é a tensão que gera quando submetida à pressão sonora do fluido que a circunda. A resposta padrão para hidrofones, em ambientes subaquáticos é de $1 \mu g/\mu$.

Com base em [37], [38], a sensibilidade do recetor, R_s , pode ser calculada usando a equação 15, onde V_{out} é a resposta do hidrofone no fluido e V_{ref} é a resposta padrão de hidrofones no ambiente subaquático.

$$R_s = 20 \times \log_{10} \left(\frac{V_{out} \left[\frac{V}{\mu Pa} \right]}{V_{ref} \left[\frac{V}{\mu Pa} \right]} \right), \quad 15)$$

Considerando $V_{ref} = 1 [V / \mu Pa]$, resolvendo a equação 15 em ordem a V_{out} , é obtido a equação 16, que expressa V_{out} em $[V / \mu Pa]$ como função da sensibilidade do recetor. Desta forma, a equação 16 permite obter a resposta de um hidrofone particular, conhecendo sua sensibilidade. Assim, para $R_s = -181 dB$, aplicando a equação 16, $V_{out} = 8,91 * 10^{-10} [V / \mu Pa]$.

$$V_{out} = 10^{\frac{R_s}{20}}, \quad 16)$$

Esse valor pode ser convertido em $[V / Pa]$ multiplicando V_{out} por $1 * 10^6$. Portanto, para o hidrofone Cetacean Research™ C304XR, a resposta final é $891 * 10^{-6} [V / Pa]$.

3. Análise do Sistema

A tensão de saída máxima, V_{out_max} , que se espera que seja gerada pelo hidrofone, depende do parâmetro de pressão acústica de sobrecarga de RMS (Root Mean Square), que assume um valor máximo de $202\text{ dB [re } 1\mu\text{Pa}]$. Assim, $V_{out_max} = 8,91E-10\text{ [V } \mu\text{Pa]} * 10^{202/20}\text{ [}\mu\text{Pa]} = 11,222\text{ V}$.

Portanto, este hidrofone tem uma sensibilidade de $8,91 \times 10\text{ }\mu\text{s} / \mu$ ou $891\text{ }\mu\text{V} / \text{Pa}$ e é capaz de gerar um sinal menor ou igual a 11.222 V entre os pinos SignalOut e Gnd. É possível através da Figura 13, observar o hidrofone a ser utilizado.



Figura 13 – Hidrofone.

3.3.4. Considerações do Cabo

Para transmitir o sinal do *modem* ao hidrofone utilizou-se um cabo de 10 metros de comprimento e 10 mm de diâmetro. O cabo, representado na Figura 14, tem quatro fios condutores, uma rede de blindagem externa e revestimento em silicone. A rede de blindagem externa é conectada ao pino *Gnd* do hidrofone. Cada fio do cabo selecionado tem uma resistência de $900\text{ m}\Omega$ e uma capacitância parasita de $2,2\text{ nF}$ entre ele e cada um dos fios próximos.



Figura 14 - Cabo de ligação ao hidrofone.

3.3.5. Considerações relativas ao ruído

Uma vez que é um requisito para o sistema emitir e receber um sinal sinusoidal entre uma faixa de $fL = 100 \text{ KHz}$ e $fH = 1 \text{ MHz}$ e, dado o facto de que o cabo usado atua como um sinal de bloqueio de LPF (low-pass filter) de frequência acima fH , apenas é necessário um filtro HPF (High-Pass Filter) para remover os sinais abaixo de fL .

O HPF exigido bloqueia sinais de frequência abaixo de $fL = 100 \text{ KHz}$ enquanto o LPF implementado pelo cabo rejeita sinais de frequência acima de $fH = 1 \text{ MHz}$. Assim, o HPF e o LPF, em série, formam um filtro BPF (Band-Pass Filter).

3.3.6. Considerações da Instrumentação

A instrumentação utilizada neste trabalho passa por uma filtragem e uma amplificação do sinal recebido no módulo de receção. No filtro serão removidas as frequências indesejadas no sinal, ou seja, o ruído, e após a filtragem o sinal será amplificado. Será utilizado um filtro ativo analógico passa banda, com banda de frequência entre 5kHz e 2MHz.

3.3.7. Considerações ADC

O ADC é um dispositivo eletrónico que converte um sinal contínuo analógico para uma representação de tempo discreto em formato digital. Estes dispositivos podem ser descritos como um bloco de construção chave em recetores de comunicação digital que empregam técnicas de processamento de sinais digitais [39].

Cada ADC pode ser caracterizado por parâmetros, tais como: velocidade, potência e resolução. A resolução associada a um ADC pode ser traduzida no número de valores discretos utilizados para realizar a conversão.

Após a filtragem, o sinal de entrada sofre um offset de 2,5 V, necessário para o sinal ser convertido no ADC, de acordo com suas especificações. O ADC recebe o sinal analógico à entrada e converte em sinal digital de 8 *bits*, necessário para ligar aos pinos digitais da FPGA, onde está implementado o desmodulador.

3.3.8. Considerações do Desmodulador

O desmodulador é um módulo lógico que recebe um byte do ADC, proveniente pelos sinais recebidos do transdutor e, armazena-o para construir uma *array* de amostras. Basicamente, o desmodulador recebe um sinal a uma determinada frequência e vai filtrar esse sinal para saber se representa alguma sequência de *bits*.

3.3.9. Considerações do Modulador

O modulador e o desmodulador executam tarefas inversas. A unidade lógica do modulador recebe um *byte* de um dispositivo externo e gera um sinal digital modulado, a ser convertido em analógico pelo DAC, com base na modulação que está a ser utilizada. No modulador vai ser implementada a técnica de modulação QFSK (Quadrature Frequency Shift Keying). A escolha desta modulação deveu-se aos resultados obtidos num trabalho anteriormente desenvolvido [3].

3.3.10. Considerações do DAC

Um DAC é um dispositivo eletrónico que converte um sinal digital em um sinal analógico. Com isto, o DAC converte um número de precisão finita para uma quantidade física. Como esperado, os erros de quantificação podem ser introduzidos por meio de amostragem digital, que pode ser observado como ruído de baixo nível adicionado ao sinal reconstruído.

Uma vez que no sistema é necessário para gerar um sinal analógico de frequência $f_a = 1$ MHz, com base no teorema de amostragem *Nyquist* a frequência de amostragem do DAC deve ser $f_s \geq N f_a$, onde $N \geq 2$. A f_s tem que ser múltiplo do *clock* principal da FPGA, neste caso de 100 MHz.

Contudo, quanto maior for a frequência de amostragem maior será a aproximação entre o sinal digital e sua versão analógica, onde a escolha normalmente é de $N > 20$. Tendo em conta a um múltiplo da frequência do *clock* principal da FPGA, seleccionou-se $N = 25$ a frequência de amostragem é $f_s = 25$ MHz.

3.3.11. Considerações do Amplificador de potência

O amplificador é um dispositivo eletrónico que tem como funcionalidade o aumento da potência do sinal. A relação entre a entrada e a saída de um amplificador pode ser interpretada de duas formas,

uma pode ser a relação expressa como uma função de frequência, e a outra pode ser expressa em termos de magnitude, conhecida como ganho do amplificador.

Apesar de um amplificador ideal aumentar a potência de um sinal sem alterar a sua forma, no mundo real isso não existe, como tal, os amplificadores práticos apresentam sempre uma distorção finita e um ruído que são, invariavelmente, adicionados ao sinal.

Existem vários tipos de amplificadores que podem ser diferenciados de acordo com vários parâmetros, como por exemplo: o método de operação, eficiência, linearidade e potência de saída.

O amplificador que será usado no trabalho será um amplificador de potência que tem como finalidade a recepção de um sinal à entrada com uma baixa intensidade de potência elétrica (na ordem dos mW) e produzir à saída um sinal com uma intensidade de potência elétrica bastante superior (na ordem dos W). Este processo é fundamental para que os sinais sonoros enviados alcancem maiores distâncias.

3.3.12. Considerações sobre eletrônica de potência em alta frequência

Como a utilização deste *modem* pode ser de vários transdutores, e pode haver alguns parâmetros do transdutor que não são conhecidos, o projeto deve ser independente do transdutor. Assim, deve ser assumido o pior cenário, que é o transdutor com a maior capacitância e a frequência máxima do sinal analógico $f_a = 1 \text{ MHz}$.

A impedância de um emissor pode ser calculada usando a equação 17, que expressa $Z_c [\Omega]$ como função de frequência f .

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C} [\Omega], \quad \omega = 2\pi f, \quad 17)$$

Enquanto, seu consumo atual é dado pela equação 18.

$$I_c(t) = \frac{V_c(t)}{Z_c}, \quad 18)$$

Combinando a equação 17 e a equação 18, pode-se observar que o consumo de corrente em um emissor de ultrassom depende da tensão aplicada e da impedância do transdutor, que por sua vez, depende da frequência f do sinal e da capacitância C do transdutor. Enquanto a tensão aplicada pode ser consertada ao longo da operação do dispositivo, a impedância não.

3. Análise do Sistema

A Figura 15 traça o consumo de corrente do hidrofone de $8 \times 28 \mu\text{m}$ 2 cm , quando submetido a uma onda de transmissão de 30 V de amplitude e de frequências entre 100 kHz e 4 MHz . No mesmo gráfico, pode-se verificar que o consumo aumenta exponencialmente com a frequência. Este resultado representa grandes desafios ao operar em frequências cada vez maiores.

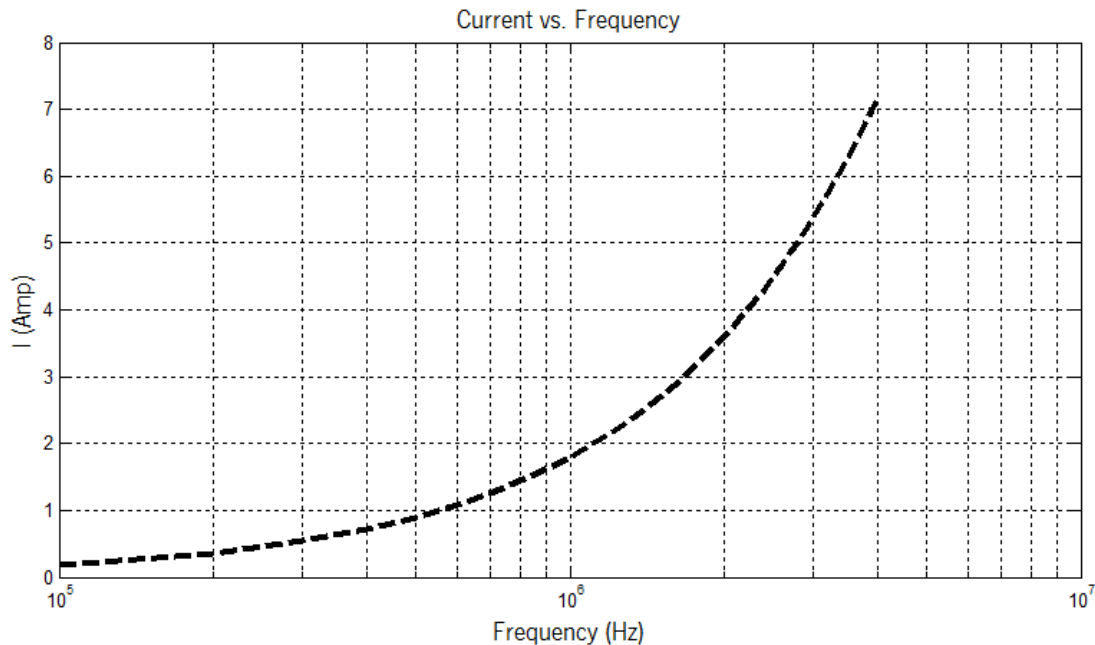


Figura 15 - Consumo de corrente em relação à frequência.

3.3.13. Considerações do sistema lógico

O sistema lógico executado na FPGA implementa o modulador e o desmodulador. O sistema lógico, inclui as lógicas do modulador e o desmodulador, a sua funcionalidade é encaminhar os dados tanto para dentro do *modem*, bem como para fora do mesmo.

3.3.14. Considerações sobre o nível de aplicação

O sistema que foi desenvolvido não é um sistema de comunicação completo, mas sim uma implementação da primeira camada do modelo OSI (Open Systems Interconnection). Portanto, o *software* aplicativo para executar no *host* não é o objetivo principal deste trabalho de dissertação. No entanto, foi desenvolvido uma pequena modulação, baseada na técnica de modulação QFSK, capaz de enviar 4 frequências seguidas, entre 100 kHz e 1 MHz , e um desmodulador capaz de receber e filtrar as frequências recebidas, de modo a provar que o princípio de funcionamento do *modem*. Para

aumentar a velocidade de transmissão numa modulação baseada na técnica FSK, é necessário aumentar o número de frequências portadoras considerando a razão 2^N , onde N representa o número de bits do símbolo transmitido. Desta forma, modulações, desmodulações e aplicações mais complexas podem ser desenvolvidas no futuro.

3.4. Considerações de energia

Conforme descrito nos requisitos funcionais, o sistema deve ser alimentado a partir de uma fonte de alimentação ou baterias para permitir o seu transporte. Esses requisitos implicam que o amplificador de potência de sinal, a FPGA e a instrumentação do recetor, devam ser capazes de funcionar quando conectados a uma fonte de alimentação ou a uma bateria comum.

O sistema pode ser alimentado até 36V, seja pela fonte de alimentação bem como de baterias. Essa alimentação pode ser ajustada consoante a potência desejada para o emissor. Tanto a alimentação dos AmpOps (Amplificador Operacional) do circuito de potência, como a potência do sinal a ser enviado, podem ser ajustados através de potenciômetros que se encontram no sistema.

Para fornecer energia ao *modem* a partir de uma fonte de alimentação ou baterias, nenhuma precaução especial deve ser levada em consideração, porque funciona corretamente com tensões entre 7 V e 36 V.

4. DESIGN DO SISTEMA

Para uma abordagem adequada, garantindo a qualidade e correção do *hardware* e *software*, é necessário a utilização de técnicas de validação como simulação e testes. A aplicação destas técnicas assegura a relação correta entre uma especificação e a implementação correspondente.

O capítulo anterior, que descreveu a fase de análise, destinava-se a decompor o sistema em pequenos subsistemas e permitir analisá-los independentemente uns dos outros. Esse objetivo foi realizado e, a partir deste capítulo até a fase de integração, o sistema será tratado como um grupo de subsistemas. Desta forma, o nível de complexidade diminuiu significativamente.

O Capítulo 4, que abrange a fase de projeto do sistema, tem como objetivo começar com os problemas discutidos na fase de análise, apresentando uma solução. As respostas para os desafios descritos na fase de análise deverão ser conhecidas no final deste capítulo. Para que isso seja realizado, as soluções propostas foram simuladas e validadas.

A Figura 16 representa o sistema desenvolvido.

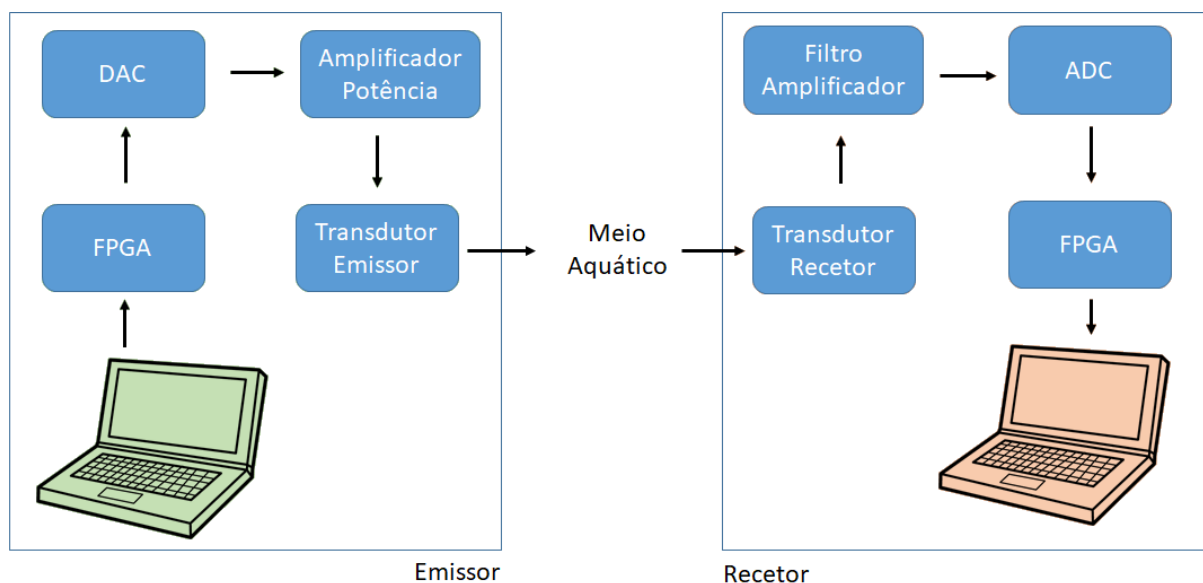


Figura 16 – Diagrama do Sistema.

O Sistema é dividido em dois grandes subsistemas, o subsistema da emissão e o subsistema da receção. O subsistema da emissão e da receção possuem ainda quatro módulos cada. No caso do subsistema da emissão existe os módulos da FPGA, do DAC, do Amplificador de Potência e o

4. Design do Sistema

Transdutor de emissão. No subsistema da recepção tem os módulos do transdutor da recepção, do filtro/amplificador, do ADC e da FPGA.

4.1. Design de Envio

O Design de envio é o *hardware* envolvido na geração do sinal de atuação, amplificação e envio do sinal ao transdutor. Esses estágios de *hardware* foram divididos em vários módulos, conforme descrito no capítulo 3; FPGA, DAC e amplificador. Ilustração na Figura 17.

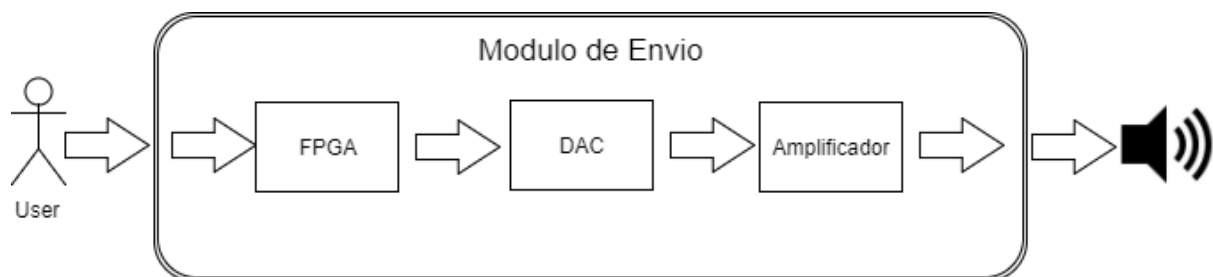


Figura 17 - Diagrama do módulo de envio.

4.1.1. Módulo FPGA

A FPGA escolhida para o qual obtivesse todos os requisitos pretendidos, foi a Neso, ilustrada na Figura 18. A Neso é uma placa de desenvolvimento fácil de usar, possui uma FPGA Artix 7.

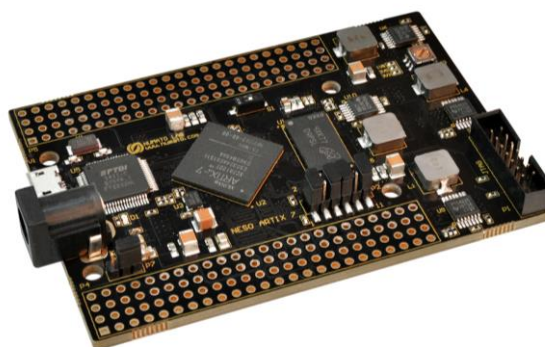


Figura 18 - FPGA Neso Artix 7.

A Neso Artix 7 é especialmente concebida para o desenvolvimento e integração de recursos acelerados baseados em FPGA. Esta placa de desenvolvimento apresenta um IC da Xilinx, o

XC7A100T, e contém o dispositivo USB FT2232H Dual-Channel da FTDI (Future Technology Devices International). A sua interface USB 2.0 de alta velocidade fornece um download rápido e de fácil configuração para a *flash* SPI (Serial Peripheral Interface) que se encontra integrado. Não necessita de nenhum cabo em específico para a passagem do programa para a placa.

4.1.2. DAC

Para gerar um sinal analógico utilizou-se um DAC. Como o sinal analógico deve ser amostrado em $f_s = 25 \text{ MHz}$, o DAC selecionado deve ser capaz de operar a essa frequência. Um DAC que atende a esta condição é o AD9708 da Analog Devices, com o esquema de ligações na Figura 19.

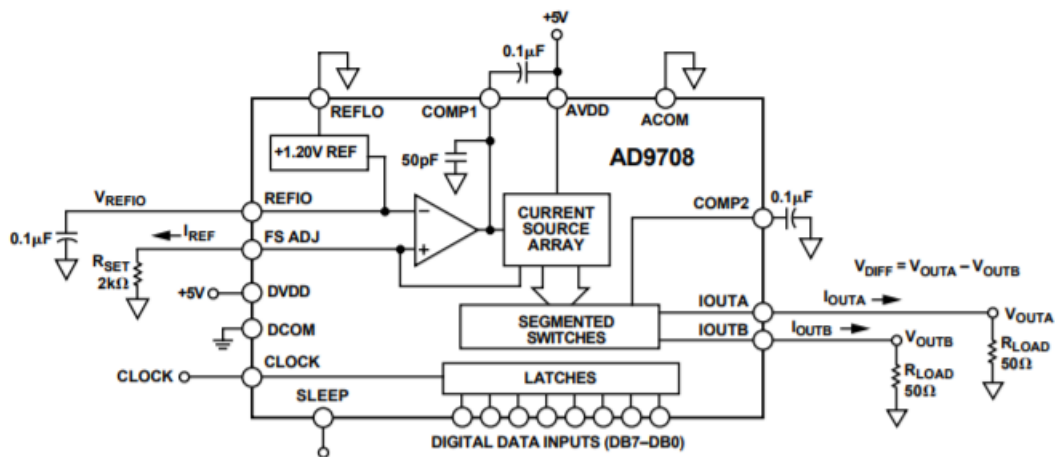


Figura 19 - Diagrama de blocos funcionais.

O AD9708 é um DAC de resolução de 8 *bits* e com um máximo de 125 MSPS que gera um sinal analógico de corrente com amplitude de 20 *mA* e - 20 *mA* e opera a tensões de +3 V ou +5 V. Em operação não contínua o modo de *sleep* pode ser ativado, resultando em um consumo de energia de apenas 45 mW.

Saída analógica

A saída analógica do DAC é a diferença, na corrente, entre I_{out} e I_{out} , dependendo do código de entrada enviado ao IC, através do barramento de dados, conforme expresso na Tabela 4.

Tabela 4 - Entrada em bits vs saída em corrente.

Input Code (D7-D0)	I_{out}	I_{out}	ΔI
1111 1111	20 mA	0 mA	20 mA
1000 0000	10 mA	10 mA	0 mA
0000 0000	0 mA	20 mA	-20 mA

O transformador de RF (Figura 20) fornece uma maneira conveniente de converter o sinal de saída, em corrente, em um sinal de tensão com o mínimo de componentes.

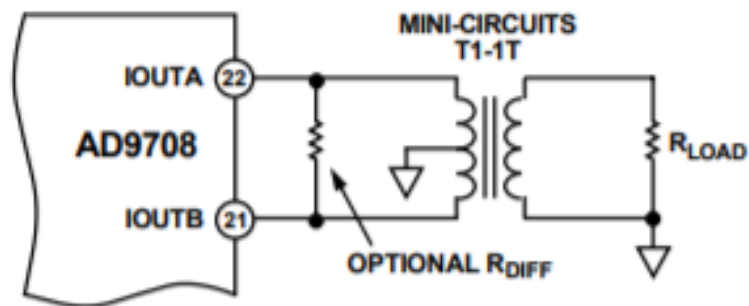


Figura 20 - Configuração do AD9708 usando um Transformador à saída.

Transformador de RF

Dentro dos transformadores de RF, para transformar a corrente de saída do DAC em tensão, foi necessário escolher um que tenha em conta a passagem de sinais de frequências entre os 100 kHz e 1 MHz, sem atenuações no sinal. A família do transformador TTWB da Coilcraft, iguais aos da Figura 21, atende aos requisitos deste sistema e, portanto, foi usado o TTWB2010L_.

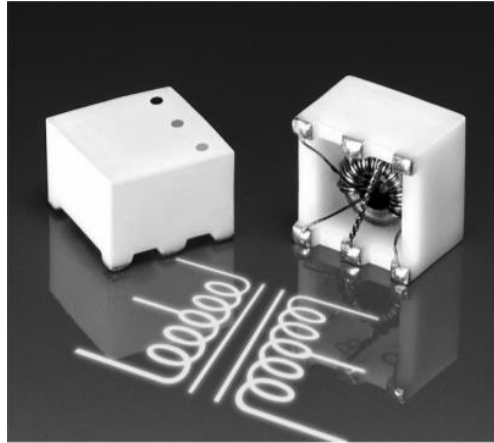


Figura 21 - Família TTW da Coilcraft.

O TTWB2010L_ é um transformador de banda larga, de montagem em superfície que possui um isolamento de 400 V, uma corrente de potência máxima de 250 mA, uma relação de impedância de 1:1 e largura de banda a 0 dB é de 20 kHz a 30 MHz (Figura 22).

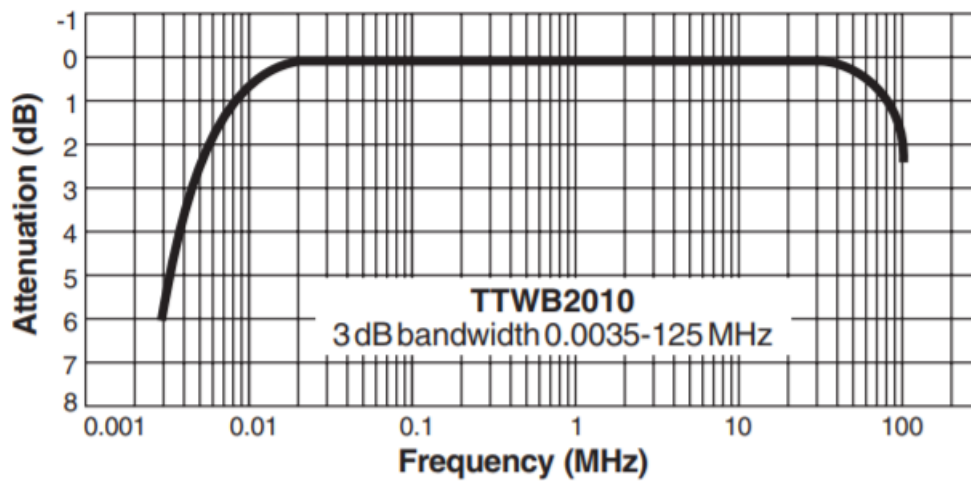


Figura 22 - Resposta em frequência do TTW2010.

4.1.3. Reguladores de tensão

O fornecimento de tensão necessária para o circuito de instrumentação e para o ADC é de 5 V. O regulador de tensão escolhido para a alimentação destes dois circuitos foi o LM317, devido à sua fácil montagem.

Observando a Figura 23, é possível verificar que para modificar a tensão de saída apenas é necessário alterar duas resistências.

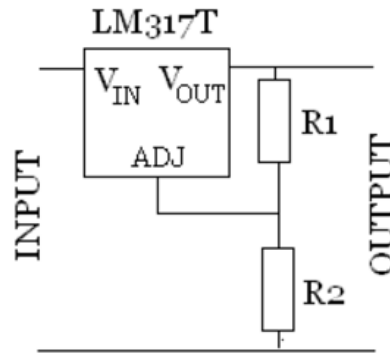


Figura 23 - Configuração do LM317.

Com a equação 21, facilmente se chega a tensão de saída do regulador. Tendo sempre em conta, que para o caso do LM317 a tensão de entrada tem de ser entre 1,25 V e 37 V.

$$V_{out} = 1,25 \times \left(1 + \frac{R2}{R1}\right), \quad 21)$$

Como o amplificador necessita de alimentação positiva e negativa foi ainda colocado um inversor de tensão (ICL7660). Escolheu-se um inversor de tensão e não um regulador para tensões negativas para a possibilidade de querer utilizar o sistema só como recetor, e, nesse caso, não é necessária alimentação externa negativa. Assim, basta alimentar com 12 V, caso tivesse um regulador de tensões negativas era preciso alimentar o *modem* com 12V e -12 V.

Para a alimentação do circuito do DAC, em que a sua alimentação também é de 5 V, foi escolhido o mesmo regulador de tensão. Colocou-se duas alimentações independentes para o caso de querer trabalhar com o sistema só como emissor ou recetor.

Na alimentação do circuito de amplificação de potência, nomeadamente os AmpOps (ADA4870), foi colocado um regulador de tensão LM317 para a alimentação positiva, neste caso com um package diferente devido a corrente máxima de saída ser maior. O regulador de tensão LM337 para a alimentação negativa foi usado na mesma configuração de montagem do LM317.

4.1.4. Amplificador de potência

Devido ao sinal analógico a saída do ADC ter uma amplitude de 1 V_{pp}, e sabendo que quanto maior for a potência de saída maior será a distância alcançada, existiu a necessidade de criar um

amplificador de potência para o sinal de saída. Esta foi a tarefa mais complicada do projeto devido à necessidade de ter um amplificador de potência com uma tensão superior a 60 V, corrente de 1 A e uma resposta em frequência superior a 1 MHz com a menor atenuação possível.

A primeira escolha passou pela utilização de amplificadores operacionais e transistores de potência. Os transistores escolhidos foram, o MJE15030G para o NPN (Negative-Positive-Negative) e o MJE15031G para o PNP (Positive-Negative-Positive). Considerando que para estes transistores é possível aplicar um ganho máximo de 25 a 30, como se verifica na Figura 24, colocou-se dois transistores em série de maneira a formar um transistor *Darlington*, desse modo é possível fornecer uma corrente superior.

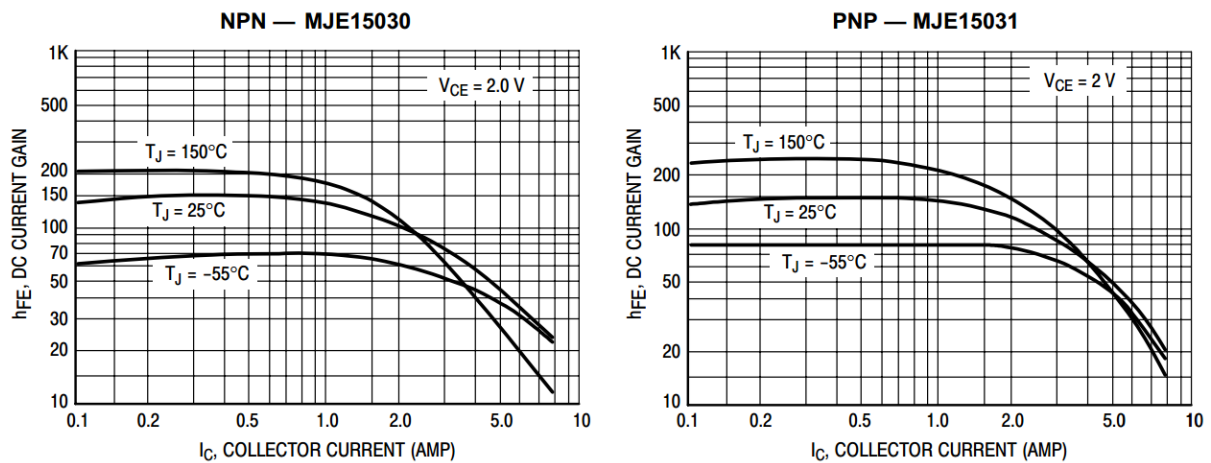


Figura 24 - Ganho dos Transistores MJE15030 e MJE15031.

Estes transistores foram ainda usados com a configuração em ponte H, como ilustra a Figura 25. Assim, era possível obter uma maior potência à saída.

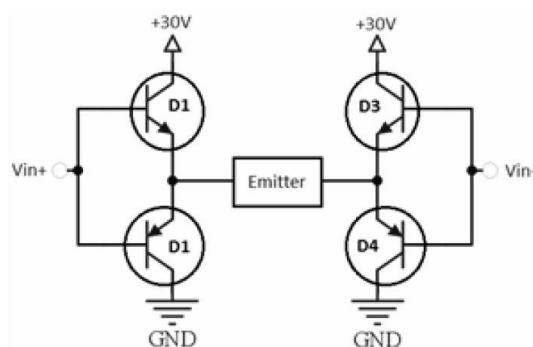


Figura 25 – exemplo de uma Ponte H com transistores.

4. Design do Sistema

Esta configuração permitiu obter um sinal sinusoidal até $60 V_{pp}$ e uma corrente de 8 A.

Apesar dos testes terem sido positivos no protótipo, ao juntar com o módulo do DAC surgiram problemas de atenuação do sinal. Após várias tentativas e vários testes chegou-se a conclusão que não era possível continuar com esta configuração. Foram feitos bastantes testes, nomeadamente a troca de alguns componentes na esperança de melhores resultados.

Visto que as tentativas foram todas falhadas, e que o sinal continuava a ser atenuado, foi feita uma nova abordagem. Depois de bastante estudo e tentativa de perceber qual a melhor maneira de amplificar o sinal, desenvolveu-se um pequeno protótipo, que continha um amplificador operacional com as características desejadas. O AmpOp escolhido foi o ADA4870 da Analog Devices, tendo como principais características a tensão máxima de $40 V_{pp}$ de saída, uma corrente máxima de saída de 1 A, sinais com frequências até 52 MHz e um *slew rate* de $2500 V/\mu s$. Após validação do protótipo foi desenvolvida uma placa com dois desses AmpOps.

4.1.5. Seleção do Transdutor Emissor

Para a emissão do sinal acústico do *modem*, utilizou-se um transdutor do tipo pistão com um elemento cerâmico piezoelétrico PTZ-5H [40], representado na Figura 26.

O transdutor tem 2 mm de espessura e 2 cm de diâmetro. Na frequência de ressonância de 1,06MHz produz um TVR (Transmitting Voltage Response) de 165 (dB re uPa/V @ 1m) com um ângulo de divergência de 9° graus.



Figura 26 – Transdutor cerâmico piezoelétrico.

4.2. Design de Recepção

O Design de recepção é o *hardware* envolvido na aquisição, filtragem, amplificação e amostragem do sinal do hidrofone. Esses estágios de *hardware* foram divididos em vários módulos, conforme descrito no capítulo 3; filtro passa banda, amplificador, ADC e FPGA. Ilustração na Figura 27.

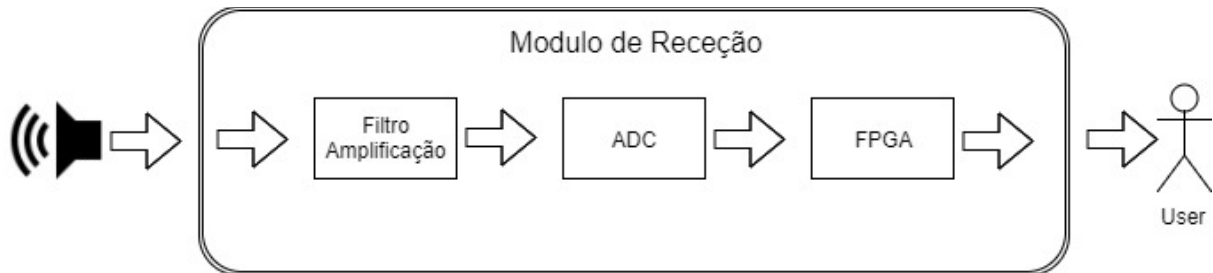


Figura 27 - Diagrama do módulo de recepção.

4.2.1. Filtro e Amplificação de entrada

Antes de o sinal entrar no ADC, um BPF (Figura 28) é usado para remover os sinais de frequências abaixo de 5 *kHz* e superiores a 2 MHz, atenuando quaisquer ruídos que venha interferir no sinal. Além de filtrar o sinal, também amplifica. Como o sinal de entrada tem uma amplitude baixa, na casa dos mV, existe a necessidade de ser amplificado. Para tal, foi desenvolvido um amplificador de ganho 2.

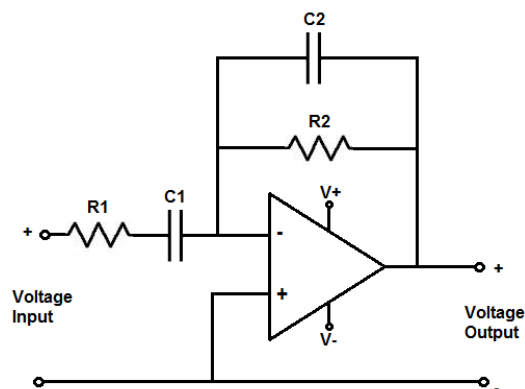


Figura 28 - Filtro BPF usando um AmpOp.

4. Design do Sistema

Como não havia requisitos restritos nas frequências de corte f_c , foi decidido fazer $f_{c1} = 5 \text{ kHz}$ e $f_{c2} = 2 \text{ MHz}$, garantindo, assim, que algum desvio nos parâmetros dos circuitos reais, resistências e condensadores não afetassem as frequências que são desejadas passar.

A função de transferência do BPF é dada pela equação 19.

$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega R_1 C_1 + 1} \times \frac{j\omega R_2 C_2}{j\omega R_2 C_2 + 1} \quad 19)$$

A sua frequência de corte f_c é representada pela equação 20, fazendo assim o cálculo para um $R_1 = 4 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 8.2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 8.2 \text{ nF}$ e $C_2 = 10 \text{ pF}$, temos um $f_{c1} = 6672 \text{ Hz}$ e um $f_{c2} = 1.94 \text{ MHz}$.

O BPF possui $f_{c1} = 6672 \text{ Hz}$ e um $f_{c2} = 1.94 \text{ MHz}$, quer isto dizer, que o BPF só deixa passar as frequências entre f_{c1} e f_{c2} , as restantes frequências serão filtradas.

$$f_c(\text{Hz}) = \frac{1}{2\pi RC'} \quad 20)$$

A Figura 29 está apresentada o diagrama de bode da função de transferência do BPF.

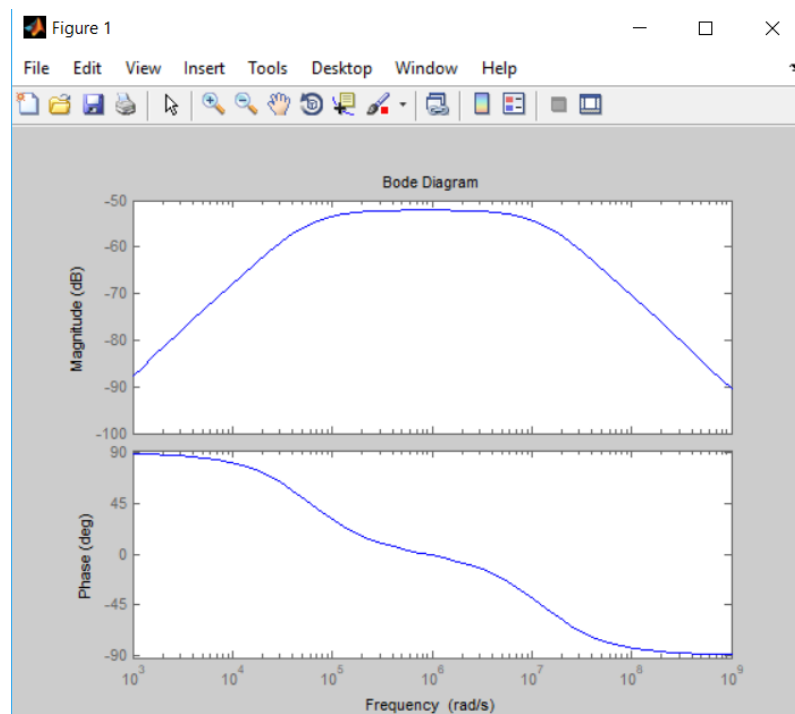


Figura 29 - Diagrama de Bode de um BPF.

4.2.2. ADC

O ADC selecionado foi o AD9057 da Analog Devices. Este IC (Integrated Circuit) foi selecionado devido ao seu baixo custo e por atender a todos os requisitos necessários para o projeto: 8 *bits* em 40 MSPS, baixa potência, 300 mW a 40 MSPS, 1V_{pp} de máximo na entrada. A alimentação, bem como os pinos digitais de saída do componente, são de 5 V.

O ADC consegue ler sinais de 1V_{pp}, centrados em torno da referência (2.5V), onde se pode visualizar na Figura 30. Este circuito coloca um *offset* de 2.5V no sinal de entrada, apesar de inverter o sinal de entrada. É recomendado no *datasheet* do AD9057.

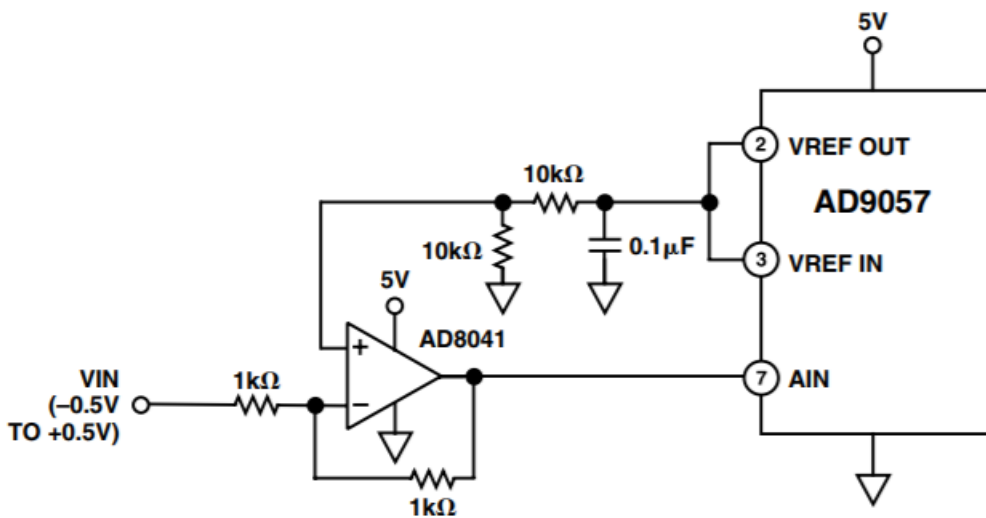


Figura 30 - Ligações do AD9057.

4.2.3. Seleção do Hidrofone

O hidrofone selecionado, o C304XR ilustrado na Figura 31, possui uma impedância de saída de 10 Ω e um pré-amplificador que amplifica o sinal. Essas características tornam possível ligar o hidrofone diretamente ao BPF.



Figura 31 – Hidrofone utilizado no projeto.

Outros hidrofones piezoelétricos simples, sem pré-amplificador interno, funcionam em regime passivo, não têm nenhum valor de deslocamento nem são capazes de fornecer corrente para conduzir o BPF.

4.3. Design do sistema lógico

O sistema lógico é implementado na FPGA e é dividido em dois módulos. O módulo do modulador e o módulo do desmodulador.

O módulo do modulador inclui toda a lógica de modulação, sendo a sua funcionalidade o envio dos dados pretendidos para o emissor. Do lado contrário, o módulo de desmodulação recebe o sinal e efetua o tratamento dos dados. Os detalhes das unidades moduladoras e desmoduladoras foram um assunto pouco estudado nesta dissertação, com isso, a sua implementação foi muito simples, uma modulação baseada na técnica de modulação QFSK, somente para comprovar que o *modem* funciona para o envio e recepção do sinal. Assim, os módulos foram deixados em aberto para um desenvolvimento futuro.

Para desenvolver o sistema lógico foi utilizado o *System Generator* da *Xilinx*, que está incluído no *Matlab*. Assim, foi criado um modelo *Simulink* contendo o módulo de modulação e o módulo de desmodulação.

Para sintetizar o arquivo x.bit de destino a implantar na FPGA, algumas configurações apropriadas devem ser efetuadas no bloco do *System Generator*, onde deve estar incluído no projeto *Matlab*.

Existem configurações de compilação (Figura 32) e configurações de cronograma (Figura 33). Nas configurações de compilação deve ser especificado a FPGA destino e nas configurações de cronograma o período de *clock* da FPGA.

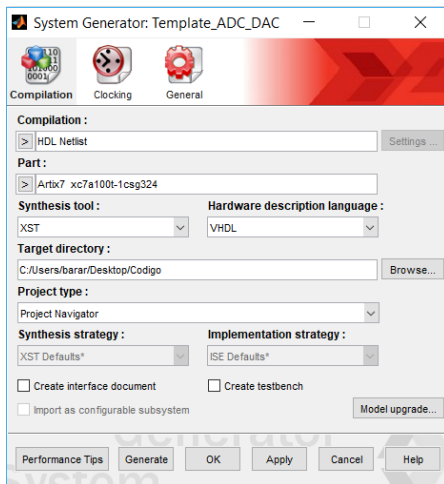


Figura 32 - Configurações de compilação.

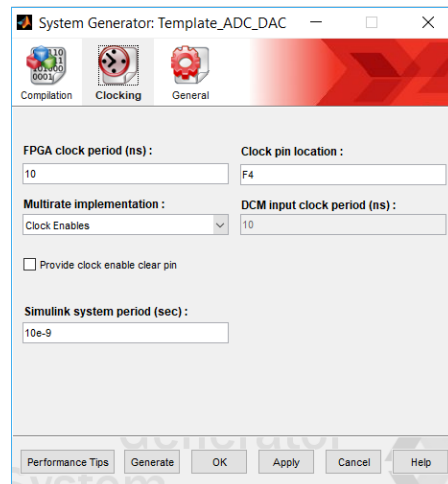


Figura 33 - Configurações de cronograma.

Como a FPGA usa um *clock* externo de 100 MHz conectado ao pino F4, o período é de 1 ns.

4.3.1. Modulador

O modulador criado foi concebido apenas para provar que o *modem* funciona para os requisitos propostos. Na Figura 34 é possível observar o modulador utilizado, baseado na técnica de modulação QFSK.

Foi criada uma sequência de quatro frequências diferentes 100 kHz, 400 kHz, 700 kHz e 1 MHz - de ondas sinusoidais com amplitudes e períodos iguais. A escolha das frequências passou pelo critério de utilizar toda a banda de frequências proposta, desde o início os 100 kHz até ao 1 MHz, sendo que as outras duas foram escolhidas de maneira a ficarem uniformemente separadas. Para aumentar a velocidade de transmissão numa modulação baseada na técnica FSK, torna-se necessário aumentar o número de frequências portadores considerando a razão 2^N , onde N representa o número de bits do símbolo transmitido. A mudança destas frequências, feita no bloco do *Mux*, com ajuda do seletor do bloco *Counter1*, quando este chega ao valor programado muda de canal. Diminuindo o tempo de transmissão de cada símbolo é possível aumentar a velocidade de transmissão, mas esta diminuição está limitada pela atuação dos filtros digitais que introduzem atrasos na resposta do sinal.

Devido à amplitude das frequências variar entre 1 e -1, e como à saída é necessário um sinal de 8 bits, ou seja, de 0 a 255, existe a necessidade de somar 1 com a ajuda dos blocos *Constant* e *AssSub* e logo de seguida multiplicar por 128 com os blocos *Constant1* e *Mult*.

4. Design do Sistema

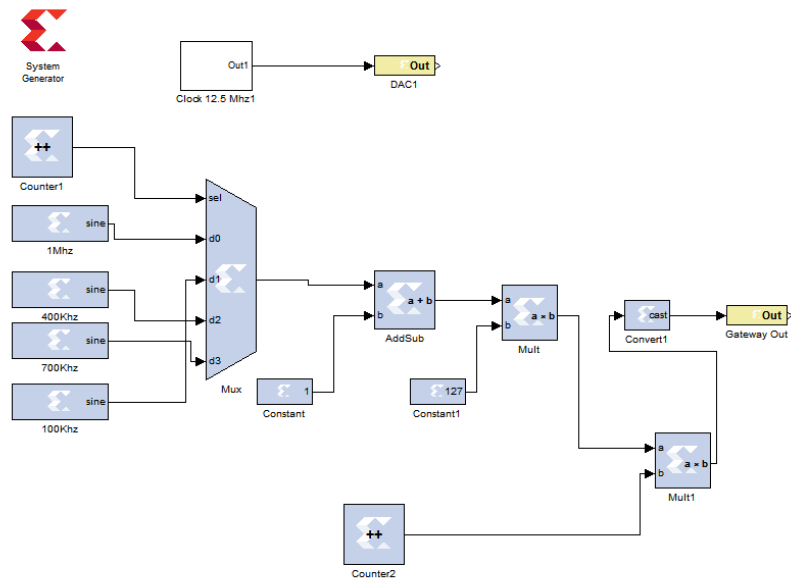


Figura 34 – Todo o código utilizado pelo modulador utilizando o software simulink.

Pelo facto de existirem quatro sinais é possível uma combinação de dois *bits*. A onda sinusoidal de 100 kHz representa a combinação de 00, a de 400 kHz é a combinação 01, a de 700 kHz tem a combinação de 10 e a de 1 MHz a combinação 11. Para testes foram apenas utilizadas quatro frequências, mas é possível a utilização de um maior número e com isso, mais *bits*.

Dentro do módulo de modulação são utilizados dois blocos para efetuar um atraso, o *Counter2* e o *Mult1*, para que em testes seja possível visualizar o envio e a receção. Como o envio é por sinais acústicos, existe sempre um atraso de propagação, e, se não houvesse este atraso na modulação, não era possível visualizar o envio e a receção.

Após todo o tratamento das ondas sinusoidais, estas são convertidas em sinais digitais de 8 *bits*, com o bloco *Convert1*, e enviadas para o DAC, como é possível visualizar a simulação da saída do modulador na Figura 35.

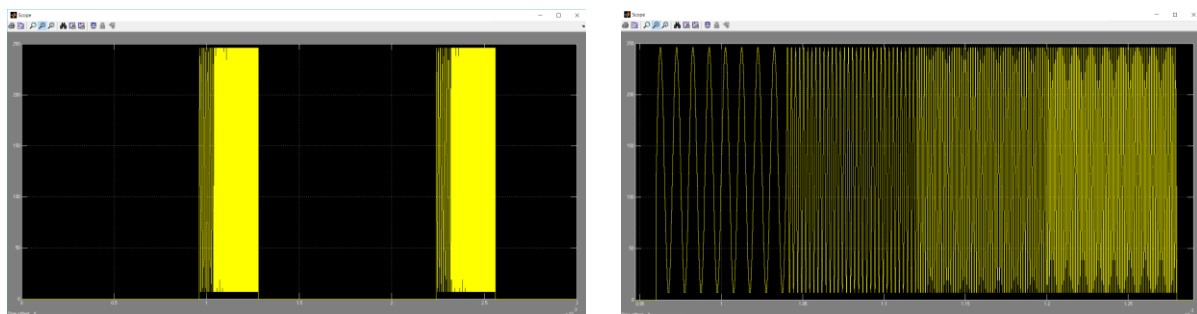


Figura 35 – Sinais à saída da modulação em simulação. Na esquerda as quatro frequências com o delay entre ciclos, na direita um zoom às frequências.

Existe ainda um pino externo ligado ao *clock* do DAC, configurável através do bloco *Clock e com uma frequência de 12.5 MHz*. Sempre que esse pino é ativo, os 8 *bits* de entrada do DAC são convertidos para sinal analógico.

4.3.2. Desmodulação

A função do desmodulador, ilustrado na Figura 36, é o oposto da do modulador. Pretende-se decodificar os sinais recebidos e determinar o seu significado. Mais uma vez, como anteriormente foi dito, também o desmodulador foi criado para demonstrar que o *modem* funciona.

Após o sinal passar pelo ADC, passa de 0 a 255 para -128 a 128 através dos blocos *AddSub2* e *Constant3*. Esta necessidade existe para uma melhor abordagem nas filtrações. De seguida, o sinal é convertido para um sinal digital com o bloco *Convert5* e, para uma diminuição dos recursos da FPGA, é feita uma redução do tempo de amostragem do sinal. Para isso, foi utilizado o bloco *Down Sample* reduzindo o tempo de amostragem para 3.25 MHz.

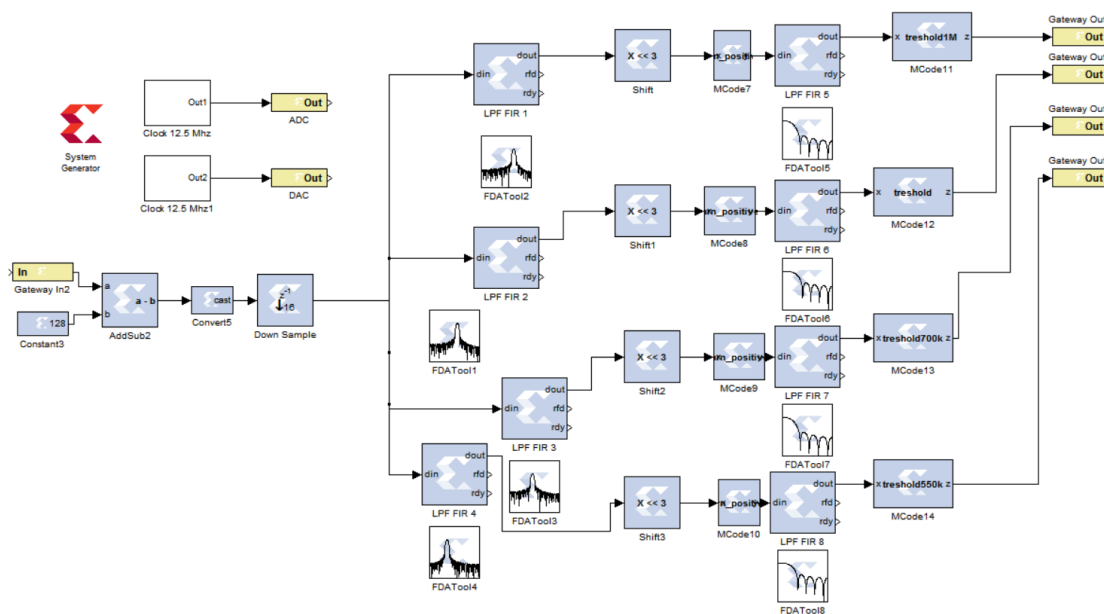


Figura 36 – Todo o código utilizado pelo desmodulador utilizando o software simulink.

De seguida, o sinal foi dividido em quatro filtros, como ilustra a Figura 37. Essa filtração serve para saber se o sinal recebido é um sinal sinusoidal com uma frequência representativa da combinação de dois *bits* ou se é ruído. Utilizou-se filtros FIR *Least Squares* com uma ordem de 50.

4. Design do Sistema

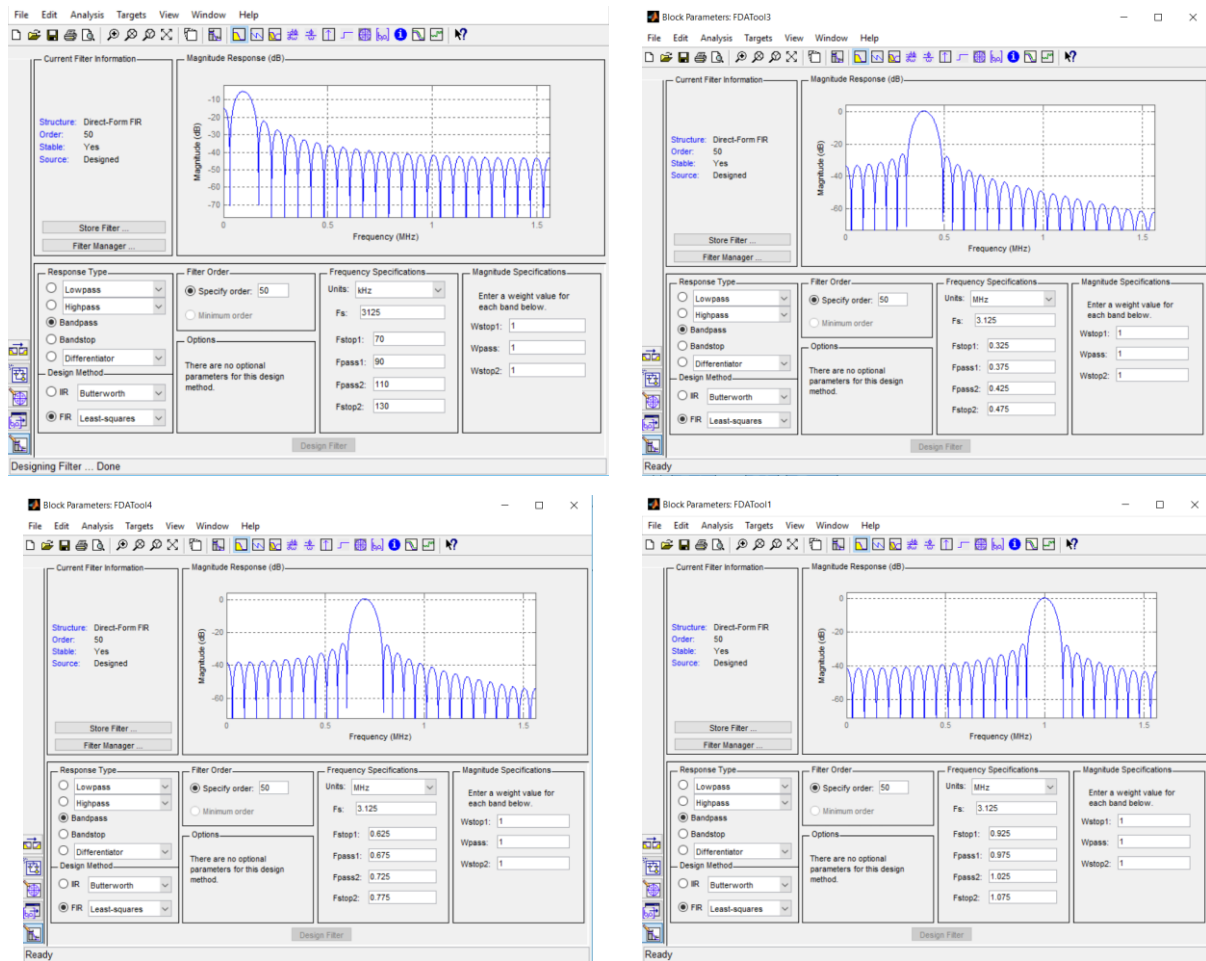


Figura 37 - Ajuste dos filtros digitais. Esquerda cima o de 100 kHz, direita cima 400 kHz, esquerda baixo o de 700 kHz e direita baixo o de 1 MHz.

Na modulação foram usadas quatro frequências diferentes, de 100 kHz, de 400 kHz, de 700 kHz e de 1 MHz. A desmodulação verifica se o sinal recebido é uma onda sinusoidal com alguma destas frequências.

Na Figura 38 é possível visualizar a simulação dos sinais após a filtragem digital. O sinal entra com as quatro frequências utilizadas e cada filtro filtra a frequência para a qual foi ajustada. Assim, é possível saber se a frequência é uma frequência esperada ou se é ruído.

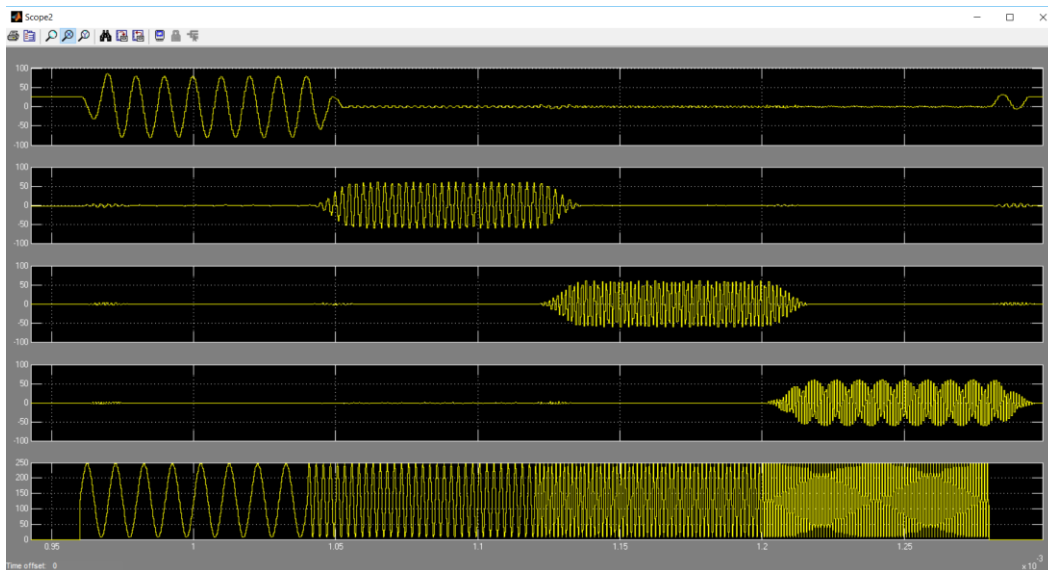


Figura 38 - Sinais filtrados às frequências pretendidas em simulação. No primeiro gráfico a frequência de 100 kHz, no segundo a de 400 kHz, no terceiro a frequência de 700 kHz, quarto a frequência de 1 MHz e no quinto o sinal de entrada nos filtros com as quatro frequências.

Como o sinal à saída dos filtros sofre uma atenuação, surgiu a necessidade de aumentar a amplitude do sinal. Para isso utilizou-se o bloco *Shift*, em que deslocando o bit três vezes para a esquerda a amplitude do sinal aumenta oito vezes.

Após a filtragem, e de modo a que seja possível colocar o sinal recebido em *bits*, é colocado o sinal todo positivo. Este processo é feito nos blocos do *MCode7* a *MCode10*.

De modo a ter a certeza que o sinal recebido, mesmo que seja a frequência esperada, não é ruído, colocou-se um último filtro para eliminar frequências superiores à velocidade de transmissão. Como é possível visualizar na Figura 39, colocou-se um filtro passa baixo com uma frequência de corte de 100 kHz, visto a velocidade de transmissão ser 20 kB/s o filtro não corta a comunicação, mas em casa de ruído corta. Esta filtragem é feita pelos blocos de *LPF FIR5* a *LPF FIR8*.

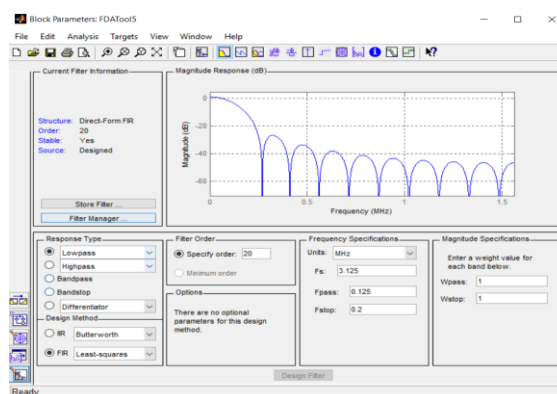


Figura 39 – Filtro de frequências superiores à frequência de transmissão.

4. Design do Sistema

É possível visualizar na Figura 40 o sinal à saída de cada um destes filtros. De modo a criar os bits para cada frequência, observa-se as amplitudes do sinal e é feita a escolha do momento em que se pretende que o bit vá a 1 ou a 0.

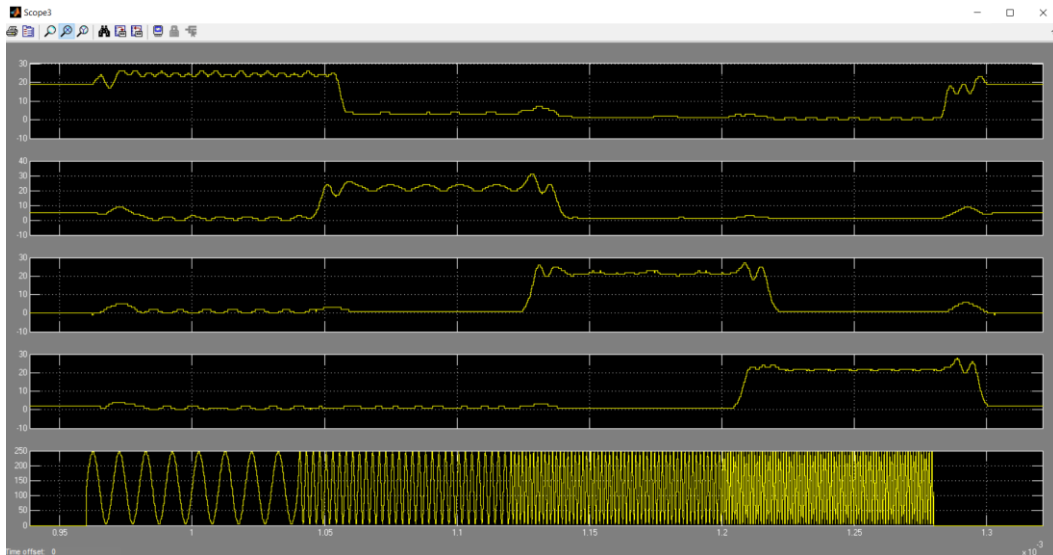


Figura 40 - Ondas filtradas e colocadas a positivo para o ajuste do *threshold*. No primeiro gráfico a frequência de 100 kHz, no segundo a de 400 kHz, no terceiro a frequência de 700 kHz, quarto a frequência de 1 MHz e no quinto o sinal de entrada nos filtros com as quatro frequências.

Após a escolha das amplitudes é feito um ajuste do *threshold* nos blocos de *MCode11* a *MCode14*, de modo a escolher o início e fim de cada bit. Esse processo pode ser visualizado na Figura 41. É ainda possível verificar que na frequência de 100 kHz existe um pequeno pico no início do bit, onde pode ser ainda melhorado, bastando para isso um ajuste no *software*.

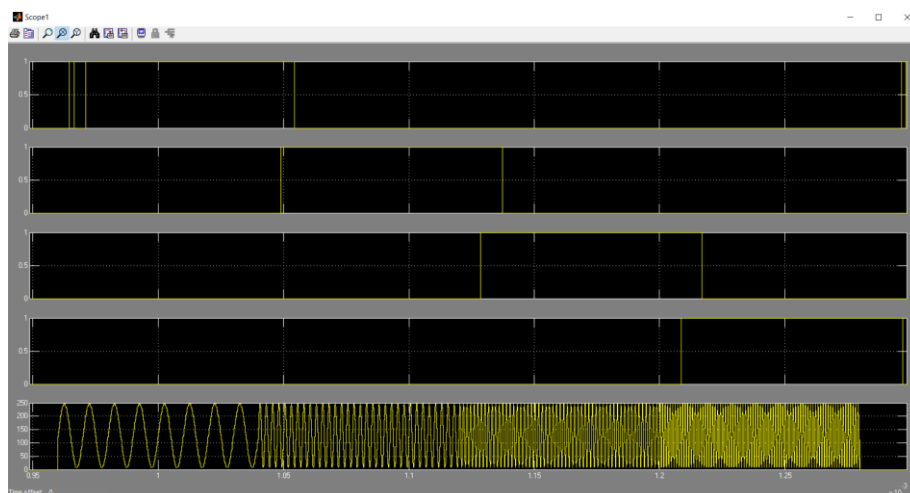


Figura 41 - *Thershold* ajustado às frequências utilizadas. No primeiro gráfico a frequência de 100 kHz, no segundo a de 400 kHz, no terceiro a frequência de 700 kHz, quarto a frequência de 1 MHz e no quinto o sinal de entrada nos filtros com as quatro frequências.

No código é ainda possível observar dois blocos de *clock*, eles servem para fornecer o *clock* ao ADC e DAC.

5. IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA

O *software* utilizado para os desenhos dos esquemáticos e as ligações dos circuitos foi o *Altium Designer*. A escolha por este *software* deveu-se ao simples facto de ser um dos mais utilizados no mercado nesta área. Por sua vez, a caixa foi desenhada no *Fusion 360* da *Autodesk* e posteriormente impressa numa impressora 3D.

Para melhor compreensão e facilidade de encontrar eventuais anomalias, o sistema foi desenvolvido em várias etapas. Em primeiro lugar, foram elaboradas placas de circuitos impressos de cada módulo, de maneira a efetuar testes separadamente de cada módulo do *modem*.

Depois de escolher quais os componentes que podiam fazer parte do sistema, foi desenhado e feita a impressão de uma pequena placa de circuito impresso com os componentes principais, nomeadamente o ADC, DAC, filtro de entrada e amplificador de saída. Depois dos protótipos terem sido testados individualmente, foi feita uma segunda placa onde se inseriu todos os outros módulos, podendo-se chamar a essa placa de circuito impresso de base. Nessa base, estaria a parte toda de alimentação e conexão dos vários módulos.

Após a fabricação de todas as placas de circuito impresso, e feito o teste de todo o sistema, foram então detetados alguns problemas que não estariam previstos, sendo o mais crítico a saída no amplificador de potência que estava com uma atenuação no sinal em altas frequências, onde era suposto fazer precisamente o contrário. Após muitos testes e tentativas de alterações que nada deram, foi necessário partir para uma nova abordagem.

Com a utilização desta nova PCB (Printed Circuit Board) do amplificador de potência, surgiu a necessidade de alterar a PCB base por causa dos novos encaixes. Aproveitando esse facto, foram feitas outras alterações que eram necessárias na placa de circuito impresso base.

Por fim, foi feita uma caixa de invólucro ao sistema com todas as conexões que eram necessárias para a sua ligação ao exterior, como por exemplo as alimentações, ligação do transdutor de entrada, do transdutor de saída e ainda o cabo USB de conexão com o computador. Essa caixa foi concebida numa impressora 3D.

5.1. Prototipagem de módulos individuais

Devido às velocidades bastante elevadas do DAC e ADC, foi pensado em fazer os primeiros testes numa placa de circuito impresso protótipo, devido à probabilidade de problemas com os fios em *breadboard* ser bastante elevada.

Foram então concebidos quatro protótipos iniciais: o filtro e amplificador de entrada, o ADC, o DAC e o amplificador de potência.

5.1.1. Protótipo do filtro

Para o protótipo do filtro efetuaram-se os cálculos de modo a obter-se um filtro passa banda. Para tal, recorreu-se à utilização do amplificador operacional LM7171, deixando o filtro passar as frequências entre 5 kHz e os 2 MHz e com uma amplificação de Ganho 2.

Na Figura 42, é possível observar a distribuição dos componentes.

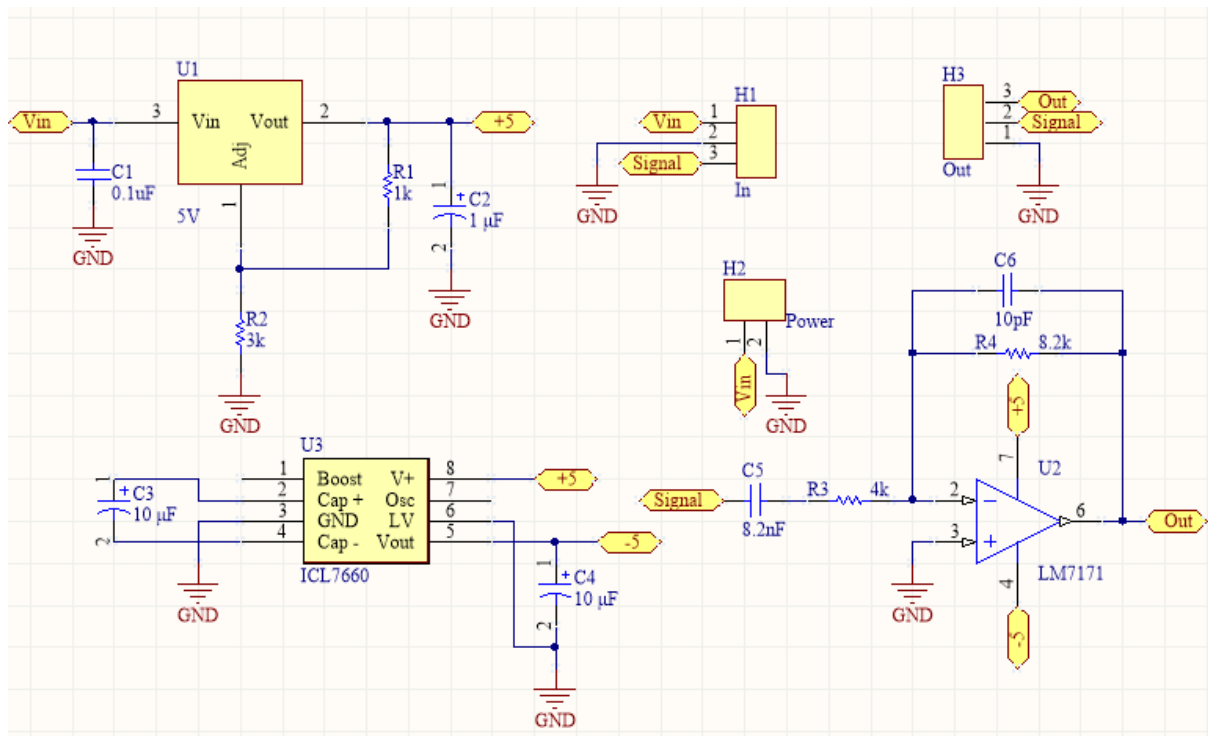


Figura 42 - Esquématico do Filtro/Amplificador protótipo.

Foi ainda aproveitado este protótipo para experimentar alguns componentes: o ICL7660 que é um conversor de tensão positiva para tensão negativa e ainda o regulador de tensão LM317. Foram testados estes dois componentes, porque iriam ser precisos na PCB das alimentações.

Após o desenho do esquemático, é necessário fazer a ligação dos componentes no PCB *layout*, onde se pode observar na Figura 43.

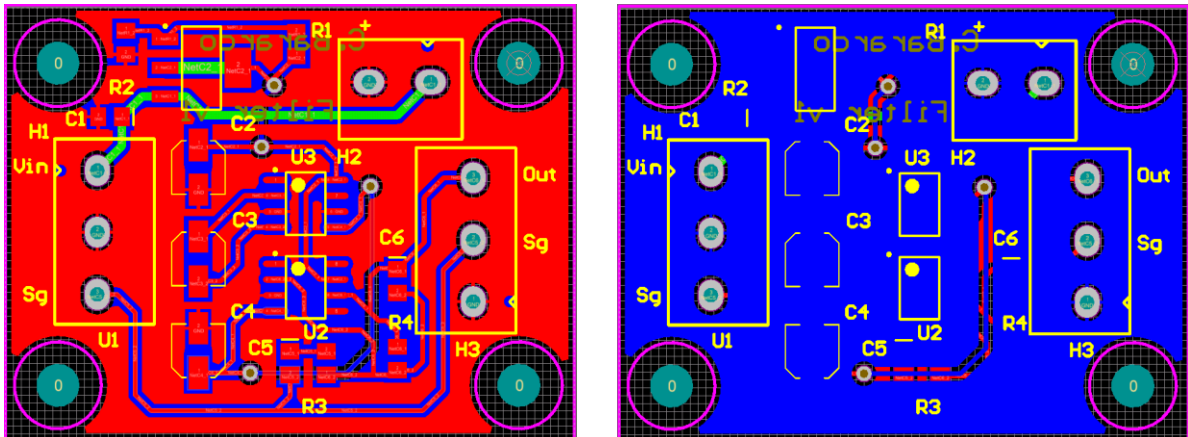


Figura 43 - Desenho da PCB Filtro/Amplificador protótipo (top layer a vermelho e bottom a azul).

Aqui o critério utilizado foi sempre o mesmo, a PCB o mais pequena possível, as pistas o mais curtas possíveis, a menor utilização de vias e ainda plano de massa no *top* e *bottom layer*.

Na Figura 44, é possível observar o resultado final, a PCB impressa com os componentes soldados.

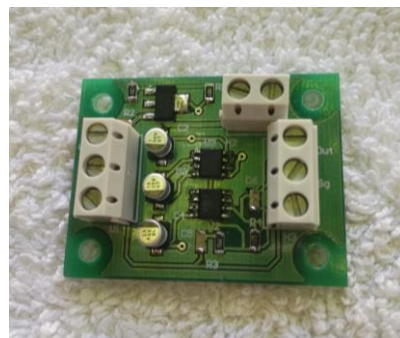


Figura 44 - Filtro/Amplificador protótipo.

5.1.2. Protótipo do ADC

No protótipo do ADC foi então utilizado o AD9057. Como o sinal de entrada neste ADC tem de ser $1 V_{pp}$ e com um offset de 2,5 V foi utilizado um amplificador operacional AD8041 para fazer o acondicionamento de sinal.

Na Figura 45, é possível verificar todos os componentes que foram utilizados. Foram utilizados os que anteriormente foram mencionados, e ainda mais alguns para teste.

5. Implementação do Sistema

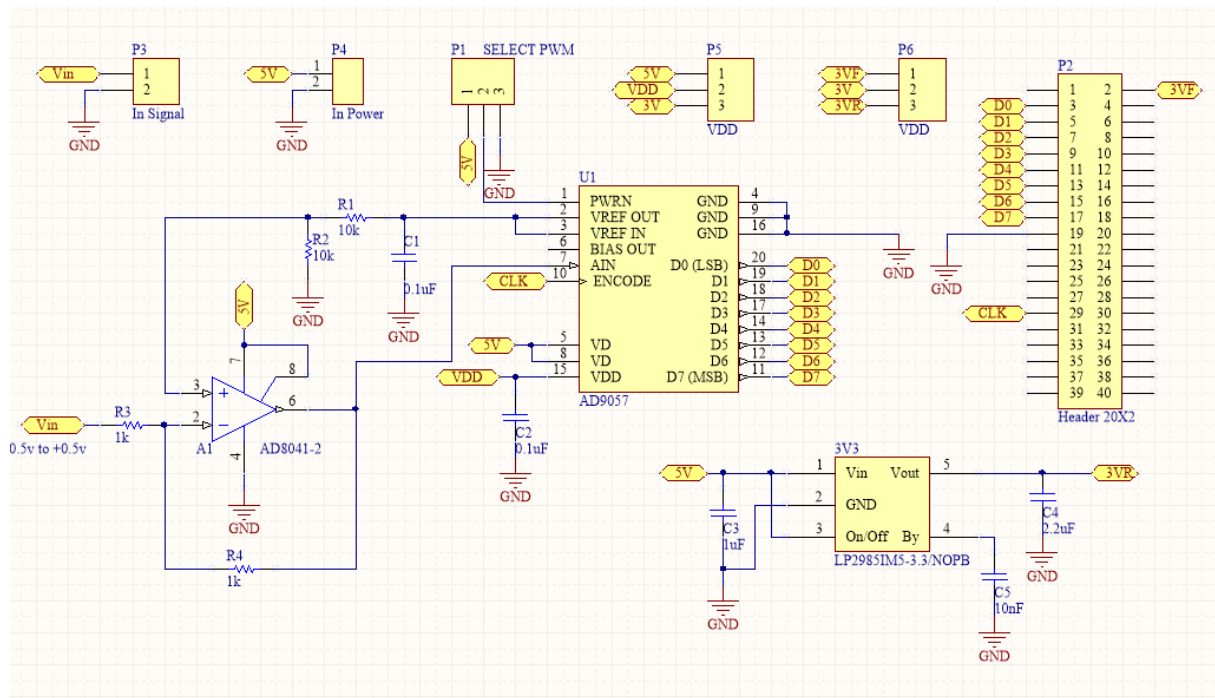


Figura 45 - Esquemático do ADC protótipo.

Foi utilizado para teste o LP2985 que é um regulador de baixo custo, capaz de fornecer 150mA, acima dos 51mA necessários para alimentar o ADC. Foi utilizado este regulador de tensão para verificar se os pinos digitais de saída a 3.3V do ADC funcionariam corretamente. No caso deste projeto que tem uma FPGA em que os pinos digitais são de 5 V, não existe problemas em os pinos do ADC serem de 5 V, mas no caso de utilizar uma outra FPGA em que os seus pinos digitais sejam de 3,3 V, já teria problemas.

No *layout* da PCB do ADC, ilustrado na Figura 46, existiu a necessidade de colocar os pinos digitais e o pino do *clock* todos do mesmo tamanho. Para isso, recorreu-se a uma ferramenta do *Altium*, fazendo com que as pistas ficassem com pequenas ondas. Essa necessidade vem pelo facto do ADC funcionar com frequências bastante elevadas, e se não tivessem as pistas todas do mesmo tamanho, poder-se-iam perder dados.

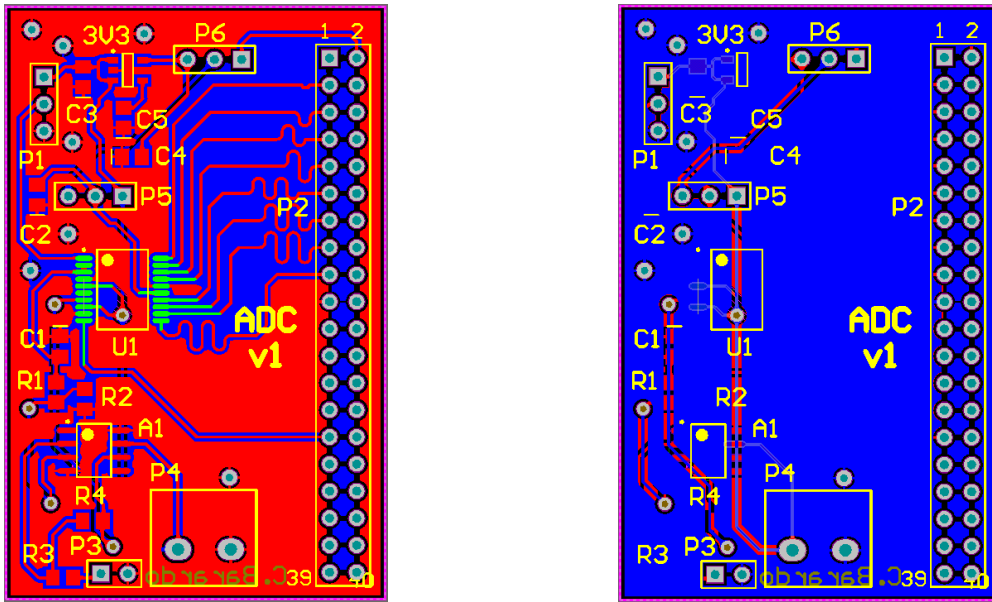


Figura 46 - PCB do ADC protótipo (top layer a vermelho e bottom a azul)

Depois das ligações no PCB *Layout* estarem todas efetuadas foi então feita a impressão da placa de circuito impresso do protótipo do ADC. Na Figura 47, é possível visualizar todos a PCB impressa, bem como todos componentes soldados.



Figura 47 – ADC protótipo.

É possível ainda visualizar alguns conectores *jumpers* colocados. Eles servem para fazer alguns testes, nomeadamente às alimentações de 3,3 V e 5 V.

5.1.3. Protótipo do DAC

Como referido no capítulo 4, o DAC utilizado é o AD9708. A sua saída é em corrente e para converter essa corrente em tensão foram utilizadas duas abordagens diferentes: uma com o transformador RF, o PWB2010LB, e a outra com um amplificador operacional, o AD8072 da Analog Devices. Deste modo, foi possível verificar qual a melhor abordagem para converter a corrente em tensão.

Através das duas abordagens, como ilustra na Figura 48, foi possível verificar que ao utilizar o transformador RF seria a melhor solução.

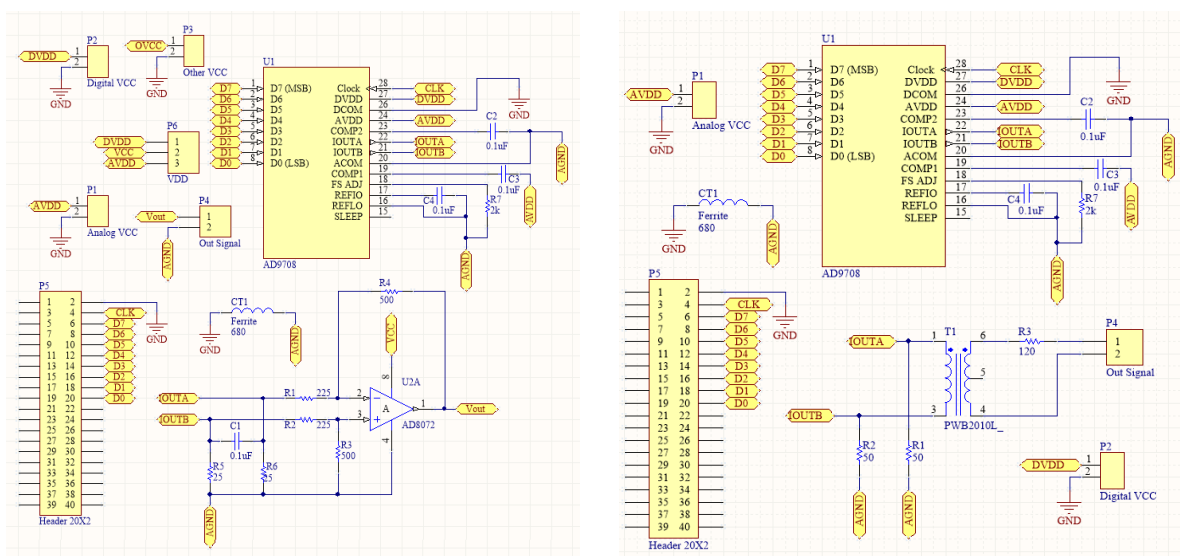


Figura 48 - Esquemáticos das duas abordagens ao DAC.

Com a utilização do amplificador operacional, o ruído à saída aumentava com o Ganho, o que não se verificava com a utilização do Transformador RF. Um dos inconvenientes dos Transformadores RF é a sua baixa potência, mas neste projeto isto não seria um problema, visto ser necessário à saída uma tensão de $1 V_{pp}$ e uma corrente no máximo de 40 mA. Como a relação do transformador é de 1:1, com o aumento da tensão à saída do mesmo, a corrente de entrada diminui, fazendo com que o sinal se atenua. Assim sendo, utilizou-se ainda uma ferrite que serve para eliminar ruídos parasitas nas massas.

Na Figura 49 temos a possibilidade de observar o *layout* das PCBs, sendo possível visualizar alguns pormenores que foram tidos em conta.

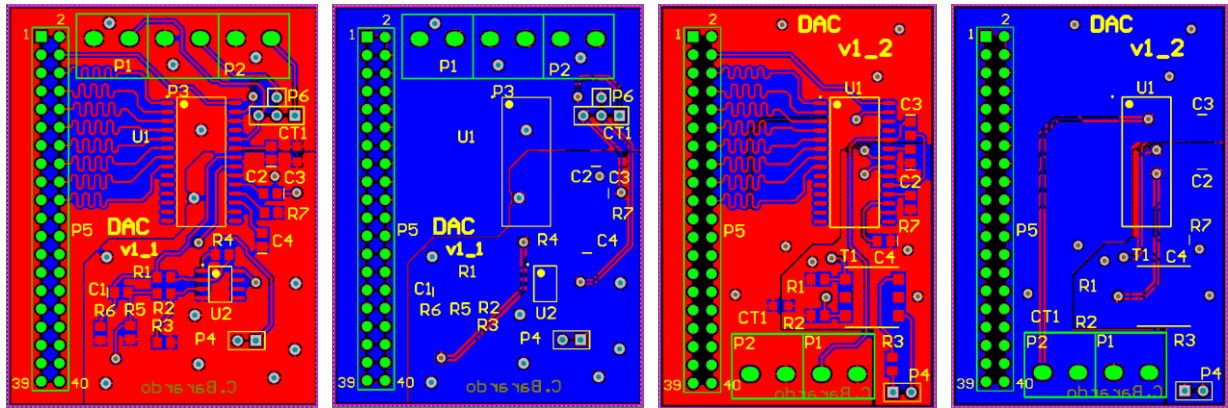


Figura 49 - Layout das PCBs dos DACs protótipos (top layer a vermelho e bottom a azul). À esquerda a PCB com o AmpOP e à direita a PCB com o Transformador RF.

Em primeiro lugar, igual ao ADC, foi o facto de as pistas digitais terem todas o mesmo tamanho. Outro pormenor tido em conta foi o agrupamento dos componentes do circuito analógico de um lado e do outro circuito digital. Por último, a criação de dois pontos massa, um para a parte analógica e outra para a parte digital. Esses dois planos de massa foram separados por uma ferrite, conseguindo-se assim eliminar os ruídos parasitas, como referido anteriormente.

Na Figura 50 é possível visualizar as PCBs dos DACs impressas em placas de circuito impresso e com os devidos componentes soldados. Do lado esquerdo é o DAC com o amplificador de potência e do lado direito é o DAC com o transformador RF.



Figura 50 - DACs protótipos. À esquerda a PCB com o AmpOP e à direita a PCB com o Transformador RF.

5.1.4. Protótipo do amplificador com transístores

Como o sinal à saída do DAC é de baixa potência, e com isso não era possível alimentar os transdutores, existiu a necessidade da criação de um amplificador de potência. Foi feito então um primeiro protótipo com transístores em Ponte H e com uma configuração em *Darlington*, onde se pode observar na Figura 51.

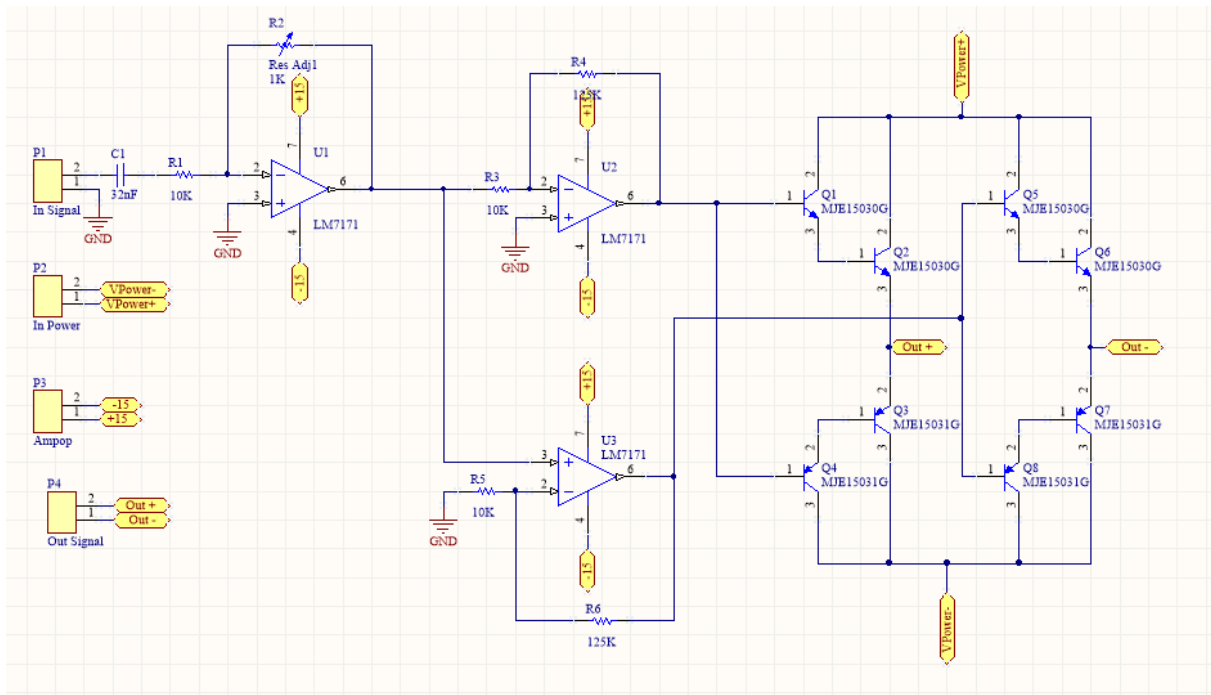


Figura 51 - Esquemático do protótipo Amplificador de Potência com Transístores.

Além dos transístores em Ponte H com a configuração de *Darlington*, o circuito tem uma amplificação do sinal. Essa amplificação é feita com amplificadores operacionais LM7171.

Assim, os amplificadores operacionais amplificam o sinal de entrada, passando por um primeiro AmpOp com uma montagem não inversora de Ganho variável através do potenciômetro R4, podendo ser variado de 1 a 10. Após a amplificação de Ganho variável, o sinal é novamente amplificado, mas agora com um Ganho fixo de 12,5, numa montagem inversora e não inversora, gerando valor de comando para os transístores. Com essa montagem, garante-se dois sinais desfasados de 180° .

A distribuição de todos os componentes e as várias ligações entre eles, podem ser visualizados na Figura 52.

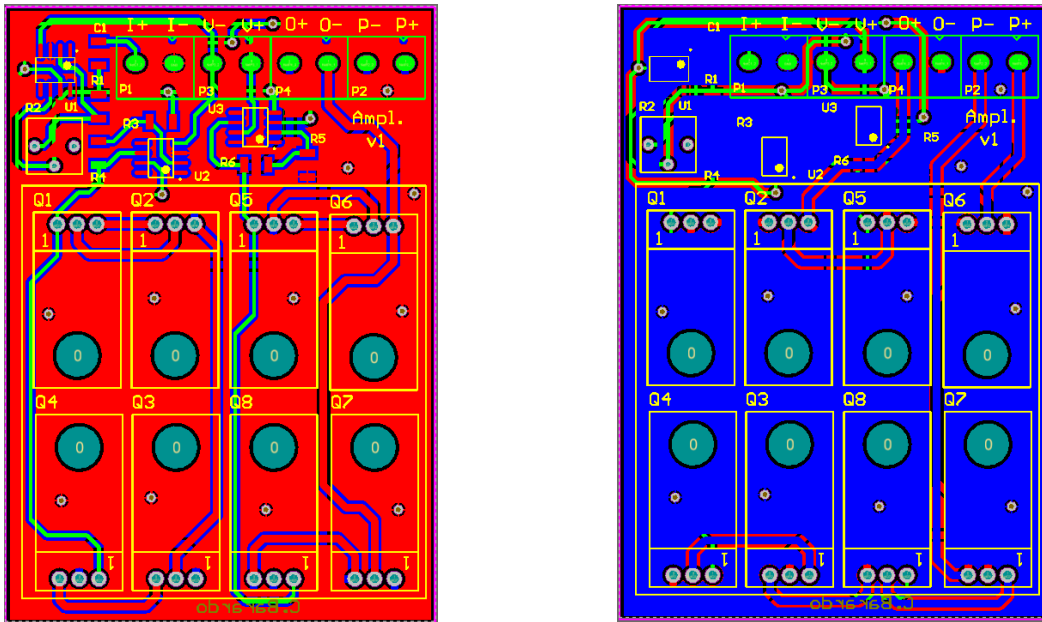


Figura 52- PCB do protótipo Amplificador de Potência com Transistores (top layer a vermelho e bottom a azul).

Os *layouts* dos transistores tiveram sempre em conta a colocação de um dissipador. Como se pode constatar na Figura 53, a parte metálica dos transistores ficaram viradas para cima, de modo afixar os dissipadores. Neste protótipo, devido a um erro no desenho das *packages*, foi necessário dessoldar e soldar novamente a 180°.



Figura 53 - Protótipo do Amplificador de potência com transistores.

5.1.5. Protótipo do amplificador com amplificador operacional

Devido aos problemas gerados em torno do amplificador de potência com os transístores, existiu a necessidade de mudar configuração. Foi então feita uma placa de circuito impresso com um componente novo, um AmpOp ADA4870.

Na Figura 54 é possível observar o esquemático do protótipo do amplificador de potência com o amplificador operacional.

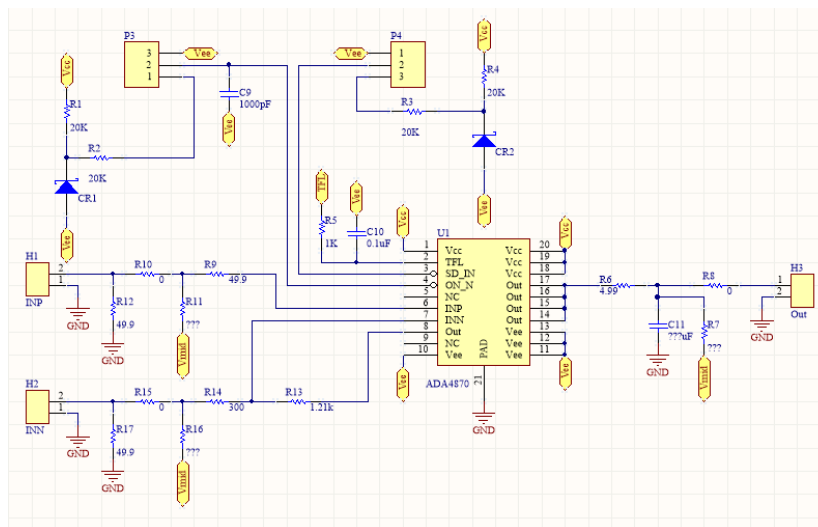


Figura 54 - Esquemático do protótipo Amplificador de Potência com AmpOp.

Este AmpOp funciona como um amplificador operacional comum, com uma vantagem de ter um pino de ligar e desligar. Aproveitando esse facto, foi criado um pequeno circuito para ser usado com a FPGA, fazendo com que seja possível ligar e desligar este componente quando não está em funcionamento, conseguindo assim uma poupança de energia.

Na Figura 55, é possível visualizar todas as ligações entre componentes, bem como a distribuição dos mesmos.

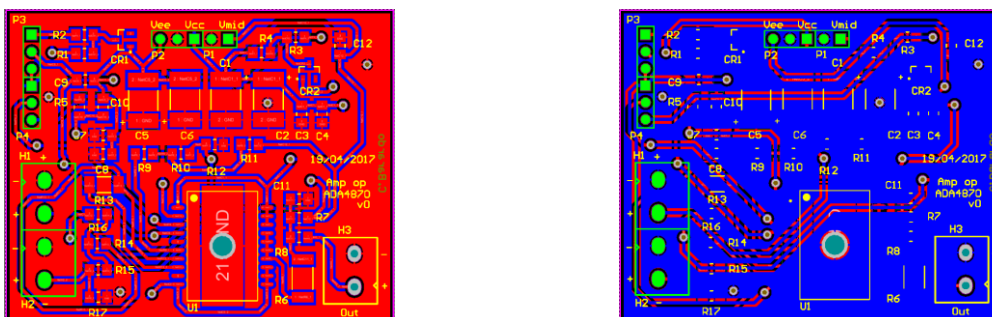


Figura 55 - PCB do protótipo Amplificador de Potência com AmpOp (top layer a vermelho e bottom a azul).

Após a impressão da placa de circuito impresso, foram soldados todos os componentes, como se pode observar na Figura 56.



Figura 56 - Protótipo do Amplificador de potência com AmpOp.

5.2. Primeiro protótipo do sistema

Depois de todos os protótipos terem sido testados e aprovados, foi desenhado e concebido o primeiro protótipo do sistema interligando todos os subsistemas, fazendo com que houvesse o mínimo de ligações como fios e, em caso de avaria, de algum módulo fosse fácil a sua substituição.

Na Figura 57, é possível observar todos os reguladores de tensão para as alimentações das outras placas de circuito impresso, bem como o dissipador colocado no amplificador de saída.

Devido ao aquecimento dos transistores, surgiu a necessidade de colocar um dissipador. Dissipador esse que não foi dimensionado para esta utilização, foi apenas reutilizado de outro componente.



Figura 57 – Primeiro Sistema e todos os seus módulos inseridos.

5. Implementação do Sistema

Deste modo, à entrada do sistema só teremos a alimentação desejada para o emissor, todas as outras alimentações derivam dessa. É possível ainda visualizar os conectores para os restantes módulos e a FPGA.

5.2.1. Filtro/Amplificador, ADC e DAC

No filtro/amplificador de entrada, ADC e DAC poucas alterações foram efetuadas, como se pode facilmente constatar na Figura 58. Os componentes foram os mesmos, retirando apenas os conectores de parafuso e passando nesta fase para conectores de encaixe. As alterações foram nomeadamente a nível de *layout*, para uma melhor configuração dos módulos.



Figura 58 - PCBs finais do filtro/amplificador, ADC e DAC

5.2.2. Amplificador do sinal à saída com transístores

Aproveitando o facto de ser necessário a conceção de uma nova PCB do amplificador de potência, alterou-se alguns aspetos no *design* de forma reduzir a sua dimensão.

Visualizando a Figura 59, é possível verificar que o Ganho variável em vez de ser num primeiro amplificador operacional, como era no protótipo, colocou-se a possibilidade de variar o Ganho diretamente nos AmpOps da montagem inversora e não inversora, através dos potenciômetros R3 e R6.

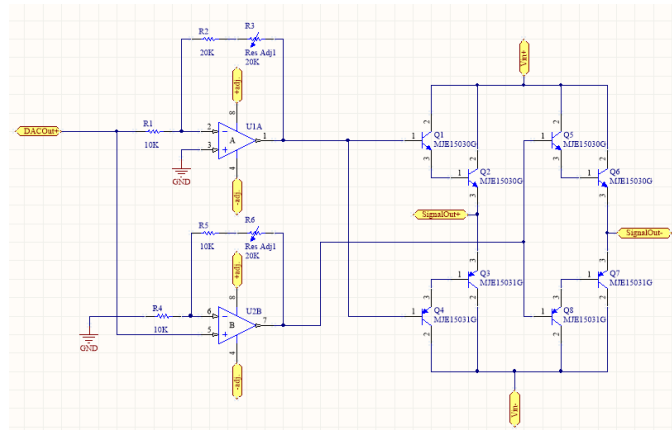


Figura 59 - Esquemático do Amplificador de Potência com Transistores.

Colocou-se ainda adaptadores DIP (Dual In-line Package), como é possível visualizar na Figura 60. Deste modo, há uma maior facilidade em colocar e retirar os ICs dos AmpOps, podendo fazer testes com diversos amplificadores operacionais, na tentativa de encontrar os melhores para este sistema.

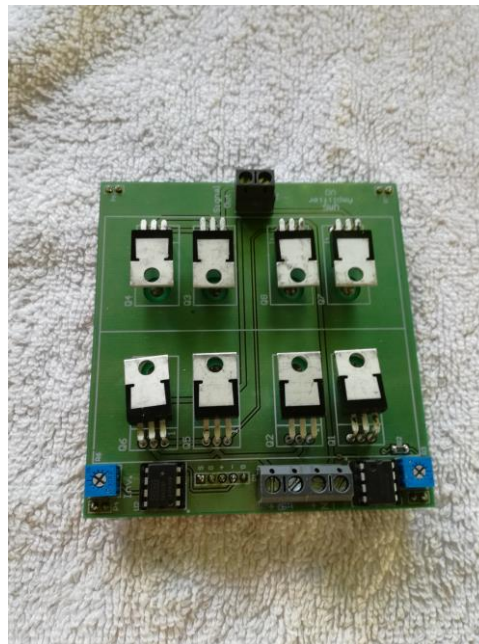


Figura 60 - Amplificador de potência com transistores.

5.3. Segundo protótipo do sistema

Devido à nova abordagem em relação à amplificação do sinal foi necessário a conexão de uma nova placa de circuito impresso da base, ou seja, onde existe toda a alimentação dos módulos.

5. Implementação do Sistema

Existindo essa necessidade de fazer outra PCB, foram então feitas algumas alterações no esquemático da mesma, como por exemplo, a criação de um circuito de ligar e desligar o AmpOp com os pinos da FPGA, alteração do DAC para existir a possibilidade de inserir um segundo DAC para eventuais testes e ainda a colocação de alguns pontos de teste espalhados pelos diversos módulos, como se poder visualizar na Figura 61.

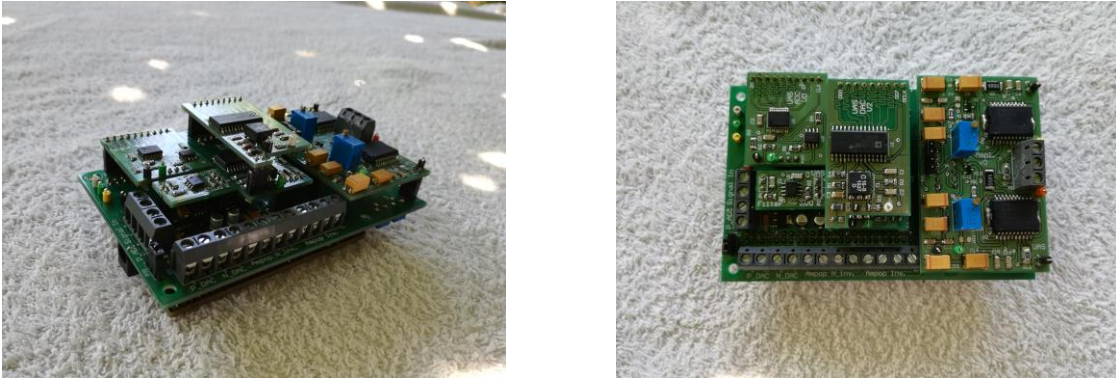


Figura 61 – Segundo Sistema como todos os subsistemas interligados.

5.3.1. Amplificador do sinal à saída com amplificadores operacionais

Depois de testado e aprovado a parte de amplificação de potência, foi elaborada uma nova PCB, mas desta vez com dois desses AmpOps. Esta nova PCB é bastante parecida com o protótipo, com a particularidade de em vez de ter um, ter dois AmpOps, ilustrado na Figura 62.

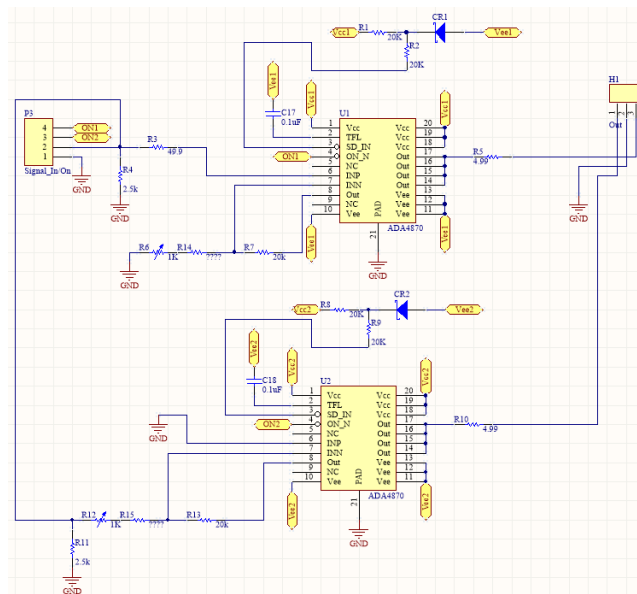


Figura 62 - Esquemático do Amplificador de Potência com AmpOp.

Foram utilizados dois amplificadores operacionais, um com montagem inversora e outro com não inversora, gerando assim dois sinais desfasados 180°. Implementa-se, desta forma, uma solução do tipo ponte H na atuação dos hidrofones, proporcionando o dobro da amplitude da tensão, o que se traduz num aumento da potência de saída de 4 vezes. É ainda possível o ajuste do Ganho através dos potenciômetros R6 e R12, capaz de ajustar o Ganho máximo independentemente do sinal que entra. Este Ganho foi dimensionado para conseguir um ajuste entre 20 a 80, conseguindo assim ajustar o sinal de entrada de 0,5 a 2 Vpp, para uma tensão de saída no máximo de 40 Vpp.

Na Figura 63 é possível observar os dois AmpOps, os dois potenciômetros de Ganho, bem como todos os outros componentes. Foi colocado também uns pontos de teste para conseguir facilmente visualizar os sinais, mais precisamente, na entrada da placa de circuito impresso e em cada canal de saída.



Figura 63 - Amplificador de potência com AmpOps.

5.3.2. Alteração do DAC

Para que seja possível a colocação de um novo DAC, conseguindo assim efetuar alguns testes que seja necessário na desmodulação, foi necessário a alteração do DAC anterior, isto para se fazer o mínimo de alterações no layout de todo o sistema. Foram então feitas alterações no DAC original, de maneira que fosse possível o novo DAC encaixar no anterior. Assim, é bastante fácil inserir e retirar este novo DAC para testes.

Como se pode visualizar na Figura 64, os dois DACs são bastante parecidos, a única diferença é a distribuição de alguns dos componentes. Foram ainda colocados pontos de teste à saída de cada um deles.

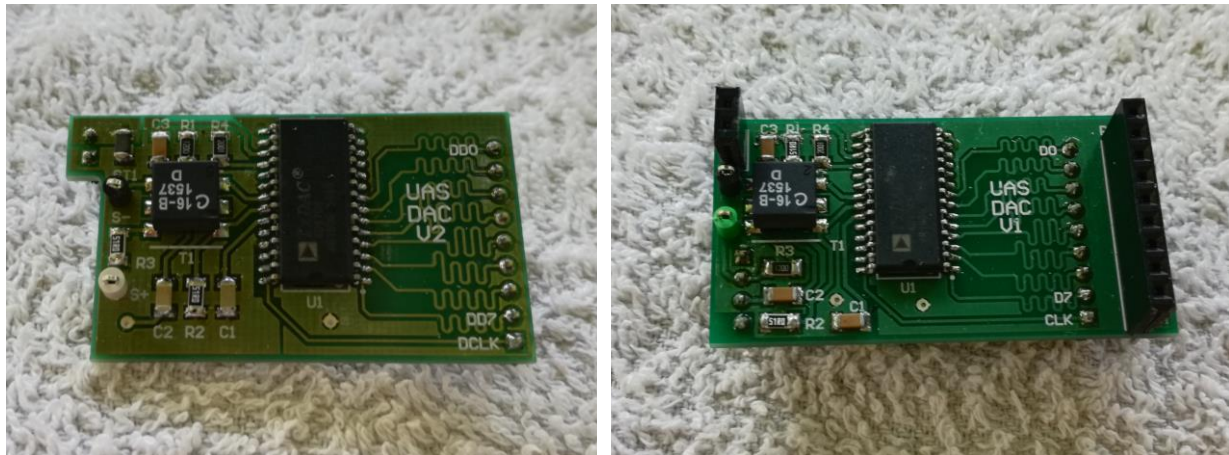


Figura 64 – Os dois DACs utilizados pelo modem.

5.3.3. Circuito de ligar e desligar os AmpOps

Aproveitando uma das características destes AmpOps, que é o facto de conseguir ligar e desligar, foi então desenhado um circuito para o fazer, como se pode visualizar na Figura 65.

Sabendo que para ligar necessita apenas de VEE, ou seja, da tensão de alimentação negativa, e que para o desligar é necessário de VEE-3,3 V, foi então desenhado um circuito recorrendo a transistores e um diodo Zener. Assim, sempre que for necessário ligar o AmpOp, basta colocar a saída da FPGA a 0 e para desligar basta fazer precisamente o contrário, colocar a saída da FPGA a 1. Com isto, além de conseguir baixar bastante os consumos, é possível preservar o componente durante mais tempo, devido ao aquecimento durante o seu funcionamento.

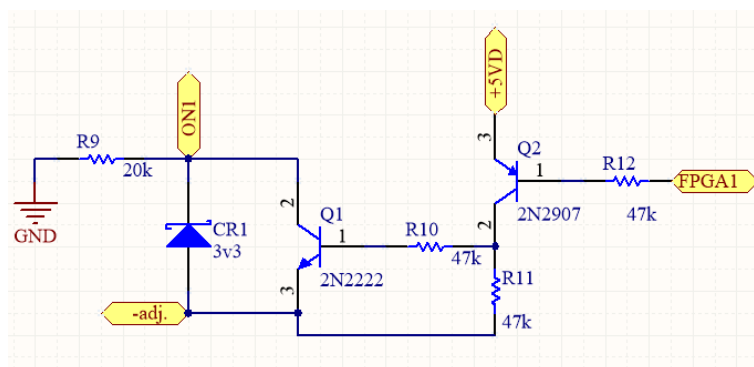


Figura 65 - Esquemático para ligar e desligar ADA4870.

5.4. Invólucro do sistema

Para uma melhor segurança de todas as placas de circuito impresso foi desenhado em 3D e impresso numa impressora 3D um invólucro de todo o sistema em PLA (Polylactic acid) de cor branca. Posteriormente, foi furado para os conectores desejados e pintado à cor preta.

Através da construção deste invólucro, é possível um melhor transporte e torna mais robusto a eventuais descuidos do *modem*.

Na Figura 66 é possível visualizar os conectores que foram colocados. Na parte da frente, tem os conectores para as alimentações, tanto da alimentação negativas como da positiva, que são os conectores vermelhos e pretos de conector banana.

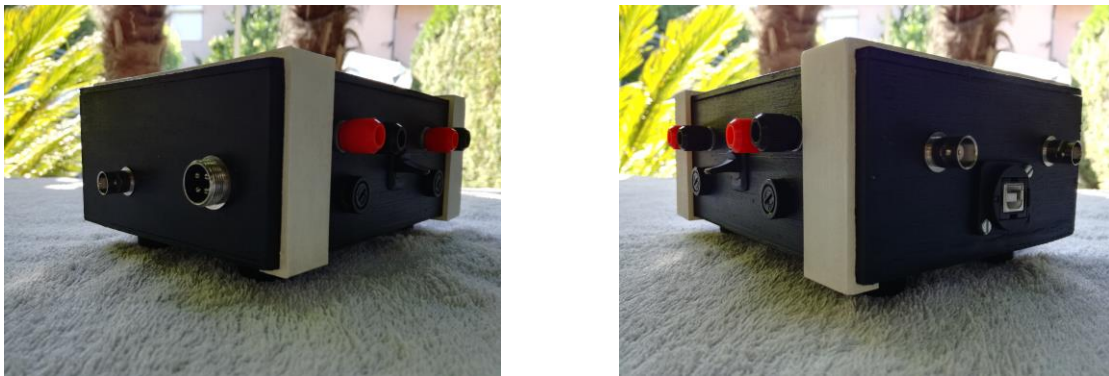


Figura 66 – Conectores do modem.

Para a sua alimentação basta respeitar as cores, ligando o vermelho ao positivo e o preto ao negativo. A sua alimentação pode ser através de fonte de alimentação ou de baterias, tendo só como critério a tensão desejada no amplificador de saída. A tensão mínima deste *modem* é de 7 V e a tensão máxima é de 36 V, em cada canal.

Em baixo de cada alimentação tem um fusível que serve para proteger as alimentações de todos os módulos.

Na parte da frente existe um botão de duas posições, que serve para ligar e desligar todo o sistema. Do lado esquerdo tem a entrada onde foram colocados dois conectores, mas só existe uma entrada para o circuito elétrico. Foram colocados dois conectores, um deles de 4 pinos e alimentado pelo *modem*, o outro é um conector BNC para o caso de ter alimentação própria.

Do lado direito tem duas saídas caso, se pretenda ter o sinal não inversor numa das saídas e na outra ter o sinal inversor, conseguindo a possibilidade de ligar dois emissores. Ainda do lado direito há um conector para ligar o computador à FPGA.

5. Implementação do Sistema

Na Figura 67 é possível visualizar uma vista geral do *modem*, bem como todas as ligações ao sistema.



Figura 67 – Aspeto final do modem como todos os componentes inseridos.

Como foi mencionado anteriormente, o invólucro foi desenhado no software *Fusion 360* da *Autodesk*, após o seu desenho foi extraído num ficheiro STL e impresso numa impressora 3D. O invólucro divide-se em três partes: caixa, tampa e fixação.

Na Figura 68 é possível observar o desenho 3D da caixa, ao passo que na Figura 69 é possível observar onde foram feitos todos os furos necessários para os conectores. Após o seu fabrico, o invólucro foi ainda polido em toda a sua superfície e pintado de cor preta, foi pintado apenas o exterior.



Figura 68- Imagem 3D da caixa.



Figura 69- Caixa com as furações pretendidas.

Da mesma forma, é possível através da Figura 70 visualizar a imagem 3D da tampa do *modem*. Na tampa apenas foi necessário polir e pintar de cor preta, como se pode visualizar na Figura 71, novamente na parte exterior.

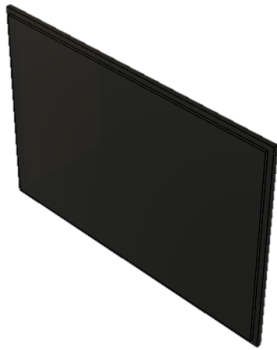


Figura 70 – Imagem 3D da tampa.



Figura 71 - Tampa do modem.

Por último, na Figura 72 a imagem 3D dos suportes de fixação da tampa. Nos suportes de fixar foi feito a mesma coisa que na tampa, mas desta vez de cor creme, como ilustra a Figura 73.



Figura 72 – Imagem 3D dos suportes.

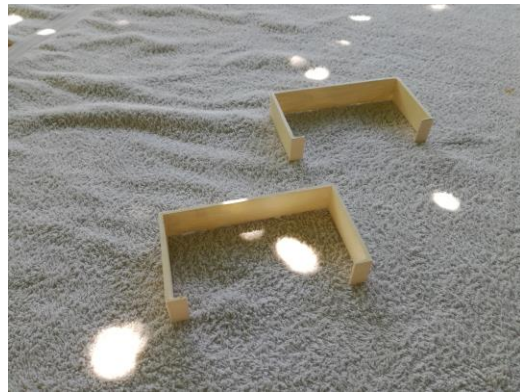


Figura 73 - Suportes de fixação da tampa.

Estes suportes servem para fixar a tampa à caixa para uma maior facilidade de abertura e fecho, não havendo necessidade de colocar parafusos.

6. RESULTADOS

Com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema foram feitos alguns testes para determinar o comportamento do mesmo e algumas das suas funcionalidades. Uma vez que o sistema foi construído em módulos, esses módulos foram primeiro testados, e em seguida, o teste de todo o sistema.

O *modem* pode ser utilizado só como emissor, bem como só recetor, no entanto, para testar o desempenho do sistema, foi utilizado para funcionar como emissor e recetor. Este teste foi realizado num aquário e a *posteriori* numa piscina para uma melhor simulação de uma situação real.

6.1. Ferramentas de Teste

Para registar os resultados dos testes mencionados acima utilizou-se um osciloscópio digital, para gerar ondas um gerador de sinais e para a alimentação do *modem* uma fonte de alimentação, e também baterias.

Gerador de Sinais

A fins de simulação e, para gerar as ondas sinusoidais às frequências pretendidas, foi utilizado o gerador de sinais DG4062 da Rigol.

O gerador de sinais, da Figura 74, tem a capacidade de gerar sinais até 60 MHz e a utilização de dois canais.

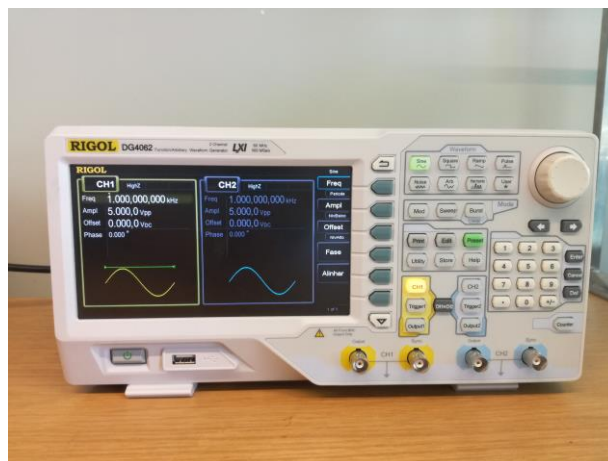


Figura 74 - Gerador de Sinais DS4062 da Rigol onde foi gerado os sinais para simulação do modulador

Osciloscópio

Com ajuda do osciloscópio DS1054 da Rigol, foi possível observar ao longo dos testes, os sinais de todo o sistema.

Tendo como características este osciloscópio, da Figura 75, a capacidade de leitura de ondas até 100 MHz e a utilização de quatros canais em simultâneo, a observação dos sinais do sistema foi bastante fácil e ainda a gravação das imagens para uma pen.



Figura 75 – Osciloscópio DS1054 da Rigol utilizado para retirar as imagens de todos os testes efetuados.

Fonte de Alimentação

Para a alimentação do *modem* foi utilizado a fonte de alimentação 72-10495 da TENMA.

Com esta fonte de alimentação, da Figura 76, é possível uma alimentação em dois canais, na qual, cada canal tem a capacidade de fornecer uma tenção até 30V e uma corrente máxima de 5 A.



Figura 76 - Fonte de alimentação utilizada ao longo de todos os testes.

Baterias

Além da fonte de alimentação, foi ainda testado com baterias Y7-12 da Yucel.

Com a alimentação de baterias, como por exemplo da Figura 77, é possível a utilização deste *modem* em qualquer ambiente. Devido às baterias serem de 12V, houve a necessidade de colocar duas em série, para conseguir uma tensão de 24V.



Figura 77 – Baterias utilizadas em teste.

6.2. Teste dos Módulos

De modo a perceber se os módulos funcionavam bem entre si, foram feitos alguns testes de maneira a entender se tudo funcionava como desejado, ou se seria necessário a substituição de algum componente.

6.2.1. Filtro

Para o teste do filtro foi introduzido à entrada do *modem* sinais sinusoidais com várias frequências de modo a visualizar se o circuito funcionava como pretendido. Com ajuda do osciloscópio observou-se os sinais de entrada e de saída. As ligações podem ser visualizadas na Figura 78.

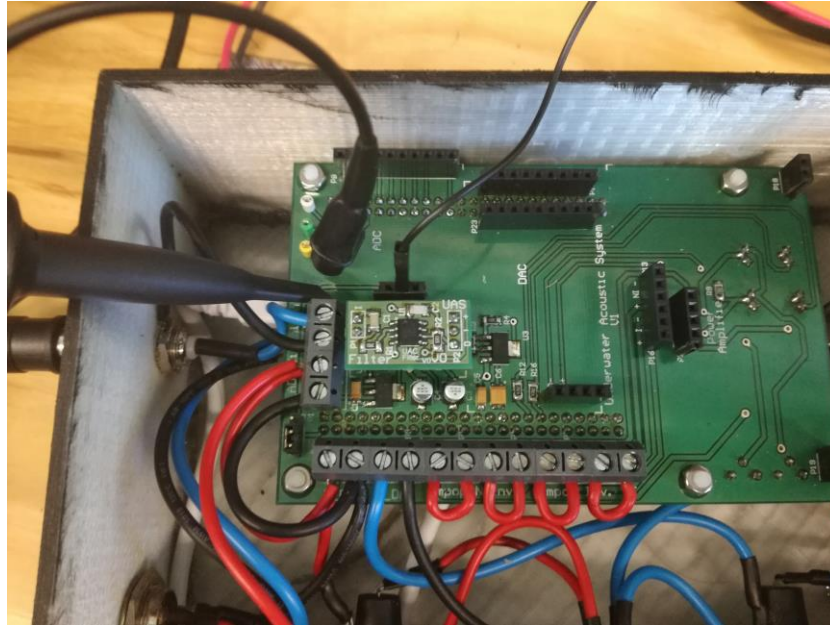


Figura 78 - Ilustração de como foi feito o teste ao teste do filtro.

Projetando um BPF com frequências de corte de 5 kHz e 2 MHz foram geradas as frequências de 500 kHz e de 1 MHz para observar que nas frequências na qual o *modem* ia trabalhar o sinal não sofria atenuação, como ilustrado na Figura 79. Ter em conta ainda que o filtro foi dimensionado para um Ganho de 2, tendo assim o dobro de amplitude à saída em relação à entrada.

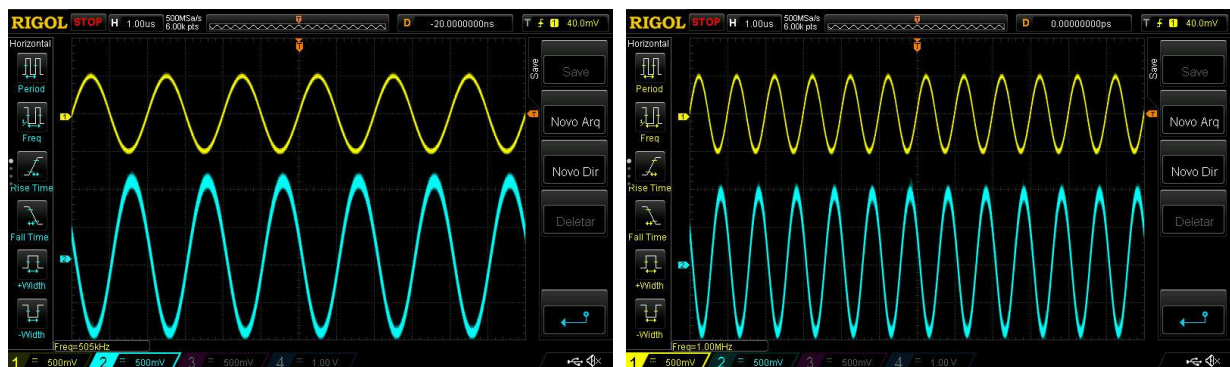


Figura 79 - Sinais sinusoidais de 500 kHz (esquerda) e de 1 MHz (direita).

Com uma onda sinusoidal à entrada de $1 V_{pp}$, linha amarela, conseguiu-se à saída uma onda sinusoidal com a mesma frequência, com uma amplitude de $2 V_{pp}$.

Usando frequências perto das frequências de corte, para o qual o filtro foi calculado, observou-se que o sinal atenuava. Como se verifica na Figura 80, o sinal de saída com a frequência de 2 kHz passa a ter uma amplitude de $1 V_{pp}$ em vez dos $2 V_{pp}$, e à frequência de 3 MHz uma amplitude de $1,6 V_{pp}$.

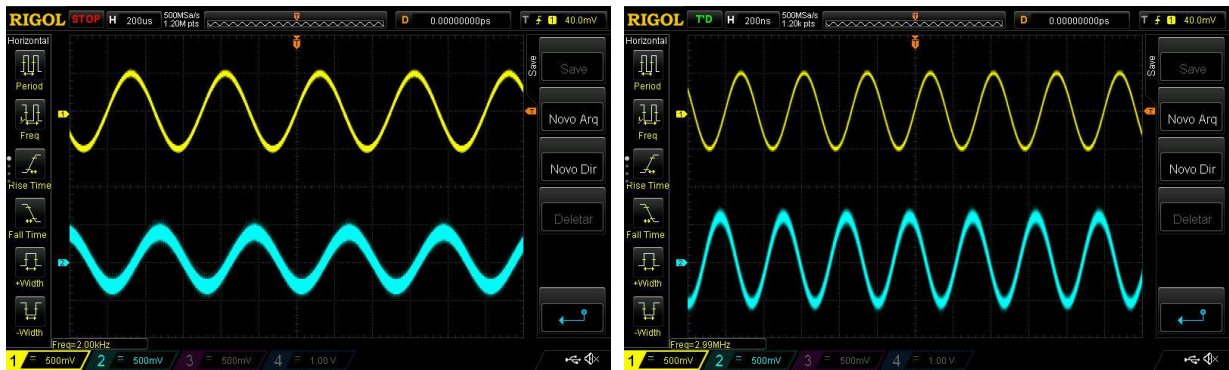


Figura 80 - Sinais sinusoidais de 2 kHz (esquerda) e de 3 MHz (direita).

6.2.2. ADC e DAC

De modo a perceber se os módulos do ADC e do DAC estavam a funcionar corretamente, foi testado somente estes dois módulos no sistema.

Para este teste, foi colocado à entrada do *modem* uma onda sinusoidal e, com ajudas das pontas de prova, foi possível visualizar a entrada do sinal no ADC e ainda a saída do sinal no DAC, como é possível observar na Figura 81.

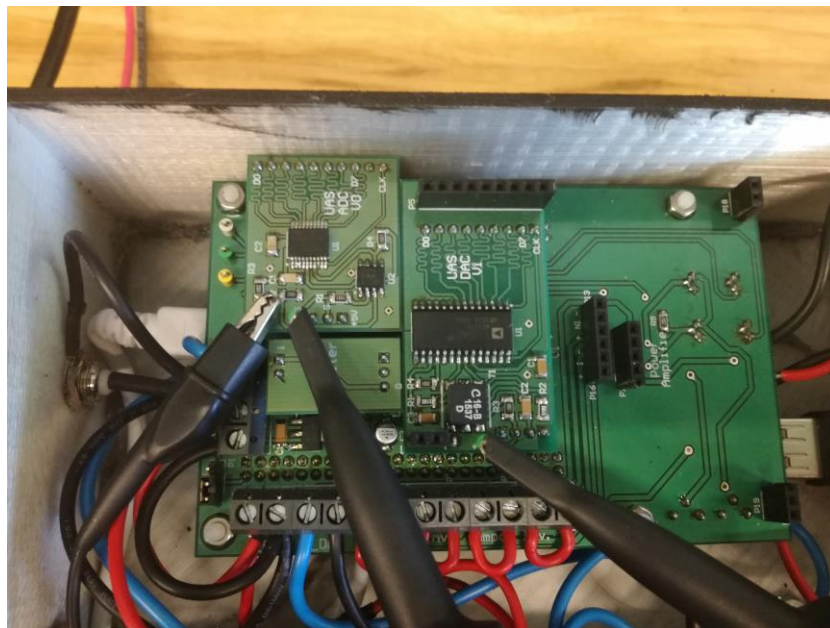


Figura 81 – Ilustração de como foi feito o teste ao teste do ADC e DAC.

Com ajuda da ferramenta de *software Matlab*, criou-se um pequeno código em que a entrada passava diretamente para a saída. Gerou-se ainda dois *clock's* para o ADC e DAC. O código pode ser visualizado na Figura 82.

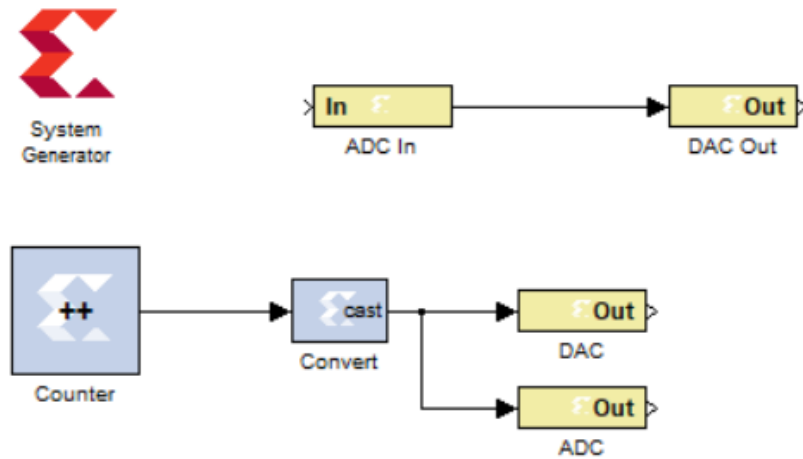


Figura 82 – Código representativo do Teste ADC e DAC.

Colocando uma onda sinusoidal de 300 kHz à entrada, como se verifica na Figura 83, à saída obtém-se a mesma frequência e com a mesma amplitude. Dever-se-á ter em conta que o sinal à entrada do ADC tem um limite máximo de 1 V_{pp} de amplitude.



Figura 83 - Entrada do ADC (amarelo) e saída do DAC (azul).

6.2.3. Amplificador

Para o teste do amplificador foi somente ligado ao sistema o DAC e o Amplificador de potência. Aproveitado o código da modulação foi testado a saída dos dois canais do DAC.

Na Figura 84 é possível visualizar os pontos ao qual o *modem* foi testado, colocando uma ponta de prova à entrada do amplificador e uma ponta de prova em cada canal.

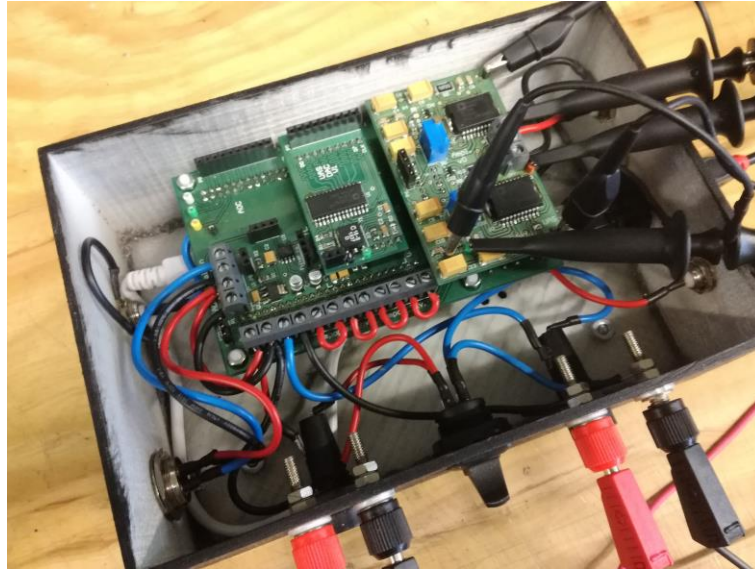


Figura 84 – Ilustração de como foi feito o teste ao Amplificador.

É ainda possível observar na imagem os dois potenciômetros de regulação do Ganho de cada canal.

Na Figura 85 é possível observar o amplificador de potência em funcionamento. Na linha amarela, o sinal à saída do DAC com 1 V_{pp}, na linha a cor-de-rosa e azul o sinal em cada canal do amplificador com cerca de 40 V_{pp} cada um, sendo possível ainda visualizar o desfasamento entre eles, e na linha roxa o sinal à saída ligando os dois canais como um só, sendo possível uma tensão de aproximadamente 80 V_{pp}.



Figura 85 – Sinais da amplificação. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador do canal não inversor, a lilás a tensão à saída do amplificador do canal inversor e a roxo o somatório dos dois canais do amplificador de potência.

6.2.4. Filtros Digitais

Foi ainda efetuada uma calibração aos filtros digitais da desmodulação de maneira a tirar a maior partido do *modem*. Foram feitas alterações aos parâmetros dos filtros e observando no osciloscópio conseguiu-se calibrar os filtros para as frequências pretendidas.

Na entrada do *modem* foi colocado as frequências desejadas para a modulação, nomeadamente 100 kHz, 400 kHz, 700 kHz e 1 MHz. Com o segundo DAC do *modem* foi visualizada a resposta dos filtros digitais.

Na Figura 86 pode-se verificar que o filtro não corta à frequência de 100 kHz e às frequências de 40 kHz e 200 kHz o filtro já corta praticamente o sinal todo. A linha azul representa o sinal à entrada do *modem* e a amarelo o sinal após a filtragem digital.



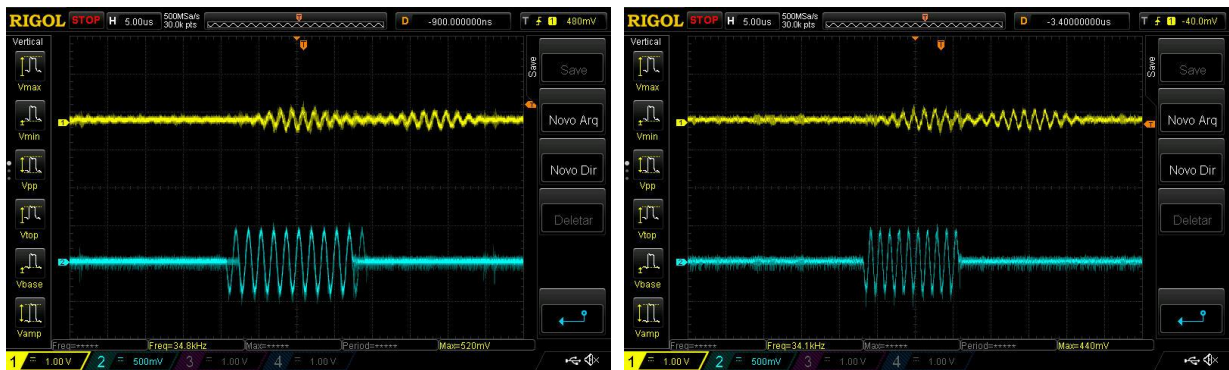
Figura 86 - Filtros digitais à frequência de 40kHz (cima esquerda), 200kHz (cima direita) e 100kHz (baixo).

De igual modo, é possível visualizar a partir da Figura 87 que o filtro digital da desmodulação não corta a frequência pretendida, neste caso a frequência de 400 kHz. As frequências de 300 e 500 kHz já atenuam.



Figura 87 - Filtros digitais à frequência de 300kHz (cima esquerda), 500kHz (cima direita) e 400kHz (baixo).

O mesmo acontece para a frequência de 700 kHz, que se pode visualizar através da Figura 88. A frequência de 700 kHz não corta, ao contrário das de 600 e 800 kHz.



6. Resultados

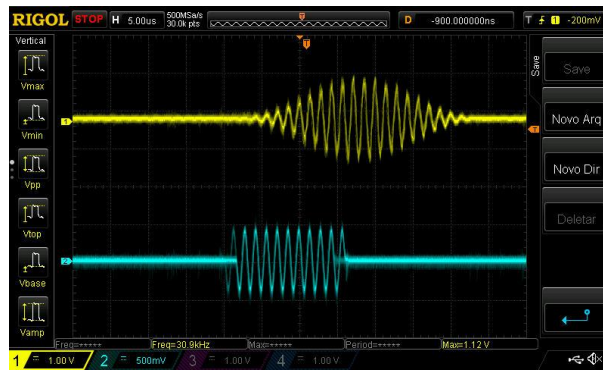


Figura 88 - Filtros digitais à frequência de 600kHz (cima esquerda), 800kHz (cima direita) e 700kHz (baixo).

Por último, foi a vez de calibrar a frequência de 1 MHz. Como se observa na Figura 89, a frequência de 1 MHz não corta e as frequências de 900 e 1100 kHz corta.

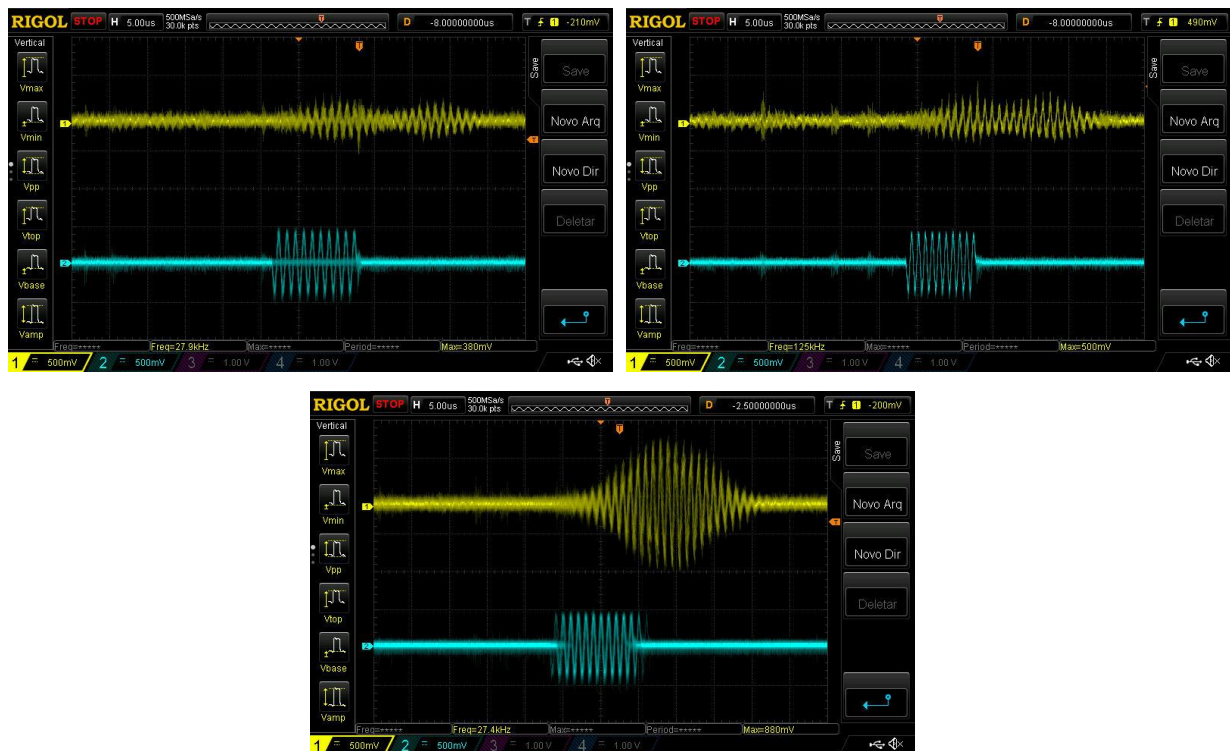


Figura 89 - Filtros digitais à frequência de 900kHz (cima esquerda), 1.1MHz (cima direita) e 1MHz (baixo).

Assim, pode-se concluir que os filtros foram bem calibrados para as frequências pretendidas.

6.3. Teste em aquário

Após os testes individuais a todos os módulos serem verificados e aprovados, passou-se para o primeiro teste do *modem* no ambiente para o qual foi construído, o meio aquático.

Devido ao aquário ser um ambiente bastante pequeno o hidrofone recebe muitos ecos, o que não é bom para o tratamento de dados na recepção. Além dos ecos recebidos, como os transdutores estão muito perto um do outro, o primeiro sinal recebido é bastante forte, com amplitudes de 10 V_{pp}. Assim sendo, no aquário foi analisado o envio e a parte de recepção foi deixada para analisar na piscina.

Antes de passar para a piscina foi testado e observado todo o comportamento do sistema no aquário do laboratório, sendo possível fazer alguns ajustes ao *modem*.

O aquário utilizado para os testes foi o da Figura 90, com as medidas de 130 cm de comprimento, 50 cm de largura e 40 cm de altura. Foi ainda colocado uma fita com as medidas de 10 em 10 cm para uma melhor facilidade de ajuste dos transdutores, e assim, saber a distância a que se encontravam um do outro.

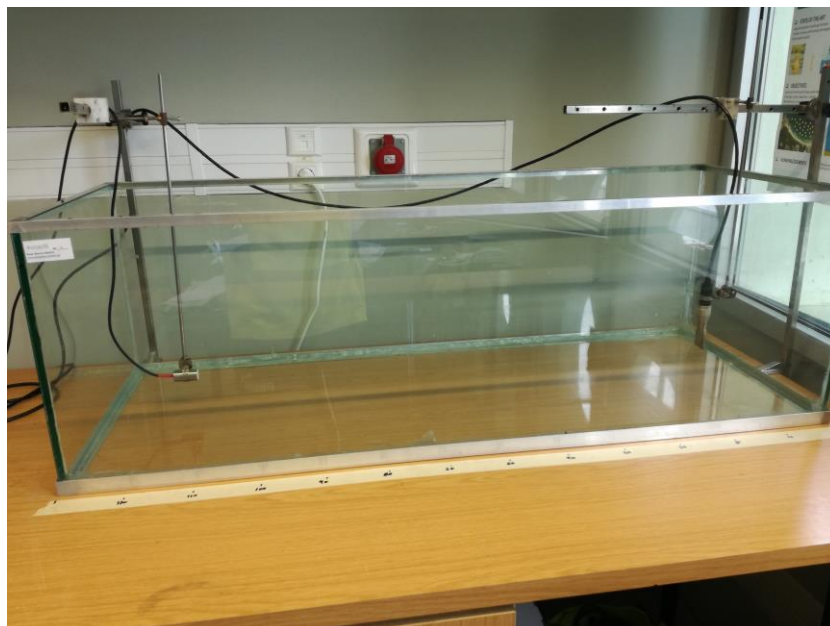


Figura 90 - Aquário de teste.

Para o primeiro teste, os transdutores foram colocados a uma distância de 1 metro e virados um para o outro.

Para testar o envio dos sinais do *modem* no aquário apenas foi utilizado um dos dois canais do amplificador. Mesmo utilizando somente um dos canais, foi possível receber o sinal com uma

6. Resultados

amplitude de 10 V_{pp}, como se pode observar através da Figura 91. Podemos observar pela figura, três sinais com cores diferentes, representando o amarelo o sinal à saída do DAC, o azul o sinal à saída do canal do amplificador e o roxo o sinal à entrada do *modem*.



Figura 91 – Envio delay 300 μ s. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.

O primeiro problema encontrado neste teste foi o *delay* entre o envio das frequências ser bastante pequeno. Como o aquário é pequeno e o hidrofone recebe bastantes ecos, os sinais recebidos começavam a somar uns sinais nos outros. Assim, foi necessário mexer na modulação de maneira a aumentar esse *delay*.

Aumentado aproximadamente 17 vezes, de 300 μ s para 5ms, já foi possível observar o sinal a chegar e os ecos ao longo do tempo, como ilustrado na Figura 92.





Figura 92 - Envio delay 5ms. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.

Note-se ainda através da Figura 92 que o sinal recebido tem um offset de 10 V. Para a resolução deste problema foi colocado o filtro BPF, devidamente projetado para este *modem*.

Depois da colocação do filtro BPF entre a entrada do sinal no *modem* e o ADC, o offset desaparece, como se pode verificar na Figura 93.



Figura 93 - Envio com filtro. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.

Para saber se o *modem* funcionaria com baterias, também foi alvo de teste. Não possuindo baterias de 24 V foram colocadas duas baterias de 12 V em série. Com ajuda da Figura 94 é possível verificar que o *modem* funciona do mesmo modo que com a fonte de alimentação.

6. Resultados



Figura 94 - Envio com baterias. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.

É possível ainda visualizar na Figura 94 que o sinal recebido imediatamente a seguir ao enviado está com umas amplitudes que não era o que se esperava. Pensando que o problema poderá ser de ecos recebido ao mesmo tempo que o sinal pretendido foi então aumentado o tempo de *delay*.

Aumentado o *delay* para aproximadamente oito vezes, é possível visualizar, através da Figura 95, que os ecos são recebidos durante muito tempo, mas que esse fator não deveria trazer problemas ao sinal recebido.

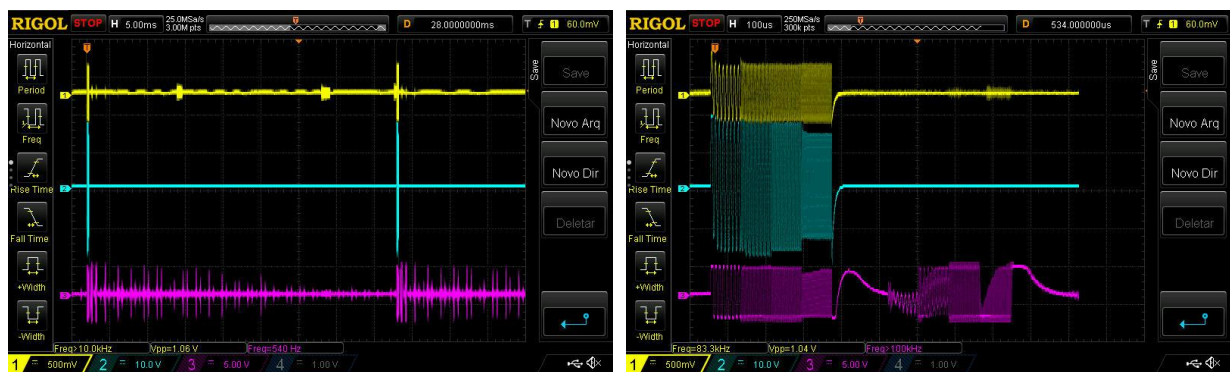


Figura 95 - Envio delay 40ms. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação

Com a questão de o sinal recebido não ter ficado resolvida, o próximo passo foi reorganizar a sequência das frequências enviadas. O problema poderia dever-se ao facto de estar a ser gerado em primeiro lugar a frequência de 1 MHz, e, como o transdutor tem a frequência de ressonância de 1 MHz, poderia estar a colocar problemas nas outras frequências. Sendo assim, no código da modulação

alterou-se a ordem de envio das frequências. Em primeiro lugar a frequência mais baixa, neste caso de 100 kHz, depois a de 400 kHz, em seguida a de 700 kHz e, por último a de 1 MHz. No entanto, esta alteração não trouxe melhorias no sinal recebido.

Mesmo não recebendo o sinal como desejado, foi feito um *zoom* ao sinal recebido em cada frequência, como demonstra a Figura 96, e verificou-se que apesar das ondas não estarem numa senoide perfeita, as frequências recebidas estariam corretas.

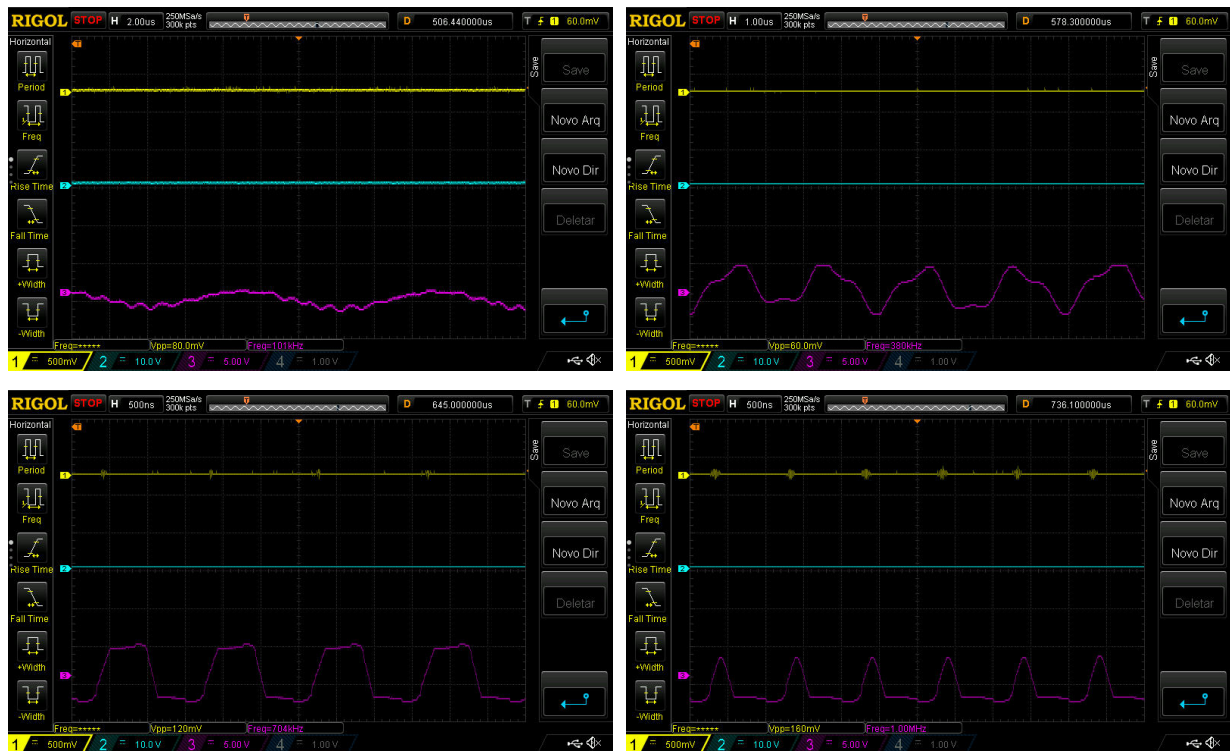


Figura 96 - Analisando as frequências recebidas. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação, com um zoom nas frequências recebidas.

Foi então feita uma nova abordagem colocando-se os transdutores na diagonal, em vez de estarem em frente um do outro. Assim, o sinal ao refletir nas paredes do aquário não iam diretamente para o recetor.

A colocação dos transdutores na diagonal, não só resolveu o problema dos ecos como também o problema do sinal recebido. Provavelmente um problema estaria diretamente relacionado com o outro.

Na Figura 97 podemos observar o sinal recebido e a chegada de quatros ecos com mais potência do que desejada, depois disso os ecos acabam por desaparecer.

6. Resultados

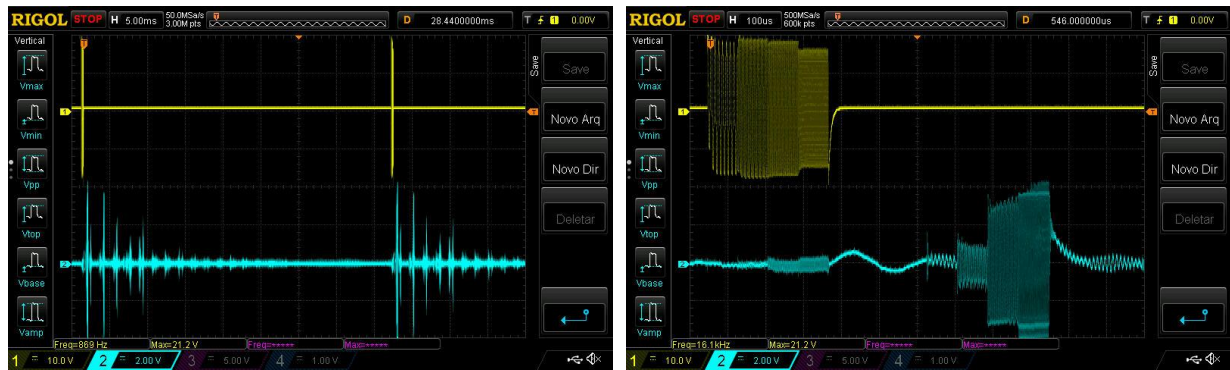


Figura 97 - Envio com transdutores na diagonal. Amarelo a tensão à saída do amplificador de potência e o azul o sinal de entrada após filtragem e amplificação.

É ainda possível observar pela figura que as frequências no sinal recebido têm amplitudes diferentes. Isso deve-se ao facto de o transdutor ter uma frequência de ressonância de 1 MHz, sendo que a potência do sinal diminui conforme o afastamento a essa frequência.

6.4. Teste em Piscina

Depois de efetuar os testes no aquário, foram feitos testes numa piscina com 10 metros de comprimento e 4 metros de largura. Estes testes foram feitos na esperança de resolver o problema dos ecos.

Os testes foram efetuados com os transdutores na diagonal da piscina e a quatro distâncias diferentes - inicialmente a 1 metro, depois a 2 metros, em seguida para 6 metros e, por ultimo a 10 metros, sendo para todas as distâncias uma profundidade de aproximadamente 60 cm.

Durante os testes para as três distâncias mais pequenas foi utilizado somente um canal do amplificador de potência. Para a distância de 10 metros foram ligados os dois canais.

Usando o mesmo material de teste que no aquário, como ilustra a Figura 98, foi possível tirar várias conclusões da diferença dos testes no aquário e na piscina.



Figura 98 - Bancada de testes na piscina.

Para uma configuração inicial e para saber se todo o sistema estava a funcionar foi colocado em primeiro lugar uma distância entre os transdutores de 1 metro, como é possível de observar na Figura 99.



Figura 99 - Distância de 1 metro entre o emissor e o recetor na piscina.

Nos primeiros resultados obtidos, as previsões dos testes em piscina foram bastante promissoras. Como se pode observar pela Figura 100, o sinal recebido é bastante favorável, além de não possuir ruídos, tem amplitude de $4 V_{pp}$ apenas com um canal do amplificador de potência. O sinal amarelo representa a saída do DAC, o sinal a azul a saída do canal do amplificador e a linha roxa o sinal à entrada do ADC.

6. Resultados



Figura 100- Envio e recepção dos sinais a 1 metro de distância. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação.

Depois de fazer o teste a 1 metro, foi então decidido ir aumentado a distância entre transdutores, para saber até onde podíamos ir com este *modem*, passando de 1 metro para 2 metros de distância. Ao aumentar a distância, a amplitude do sinal aumentou ligeiramente, como se pode observar na Figura 101. Este processo deve-se ao facto de ser difícil conseguir alinhar um transdutor com o outro no ângulo ótimo.



Figura 101 - Envio e recepção dos sinais a 2 metros de distância. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação

O teste seguinte foi a uma distância de 6 metros, como se pode ver na Figura 102.



Figura 102 - Distância de 6 metros entre o emissor e recetor na piscina.

Com ajuda da Figura 103, é possível notar que ao aumentar a distância entre os transdutores as amplitudes fora da frequência de ressonância do transdutor começam a diminuir. No sentido contrário, a amplitude da frequência de ressonância mantém praticamente a amplitude dos 4 V_{pp}.



Figura 103 - Envio e recepção dos sinais a 6 metros de distância. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação

Por último, aproveitando o comprimento total da piscina, foi colocado uma distância de 10 metros entre os dois transdutores, como se pode visualizar na Figura 104.

6. Resultados

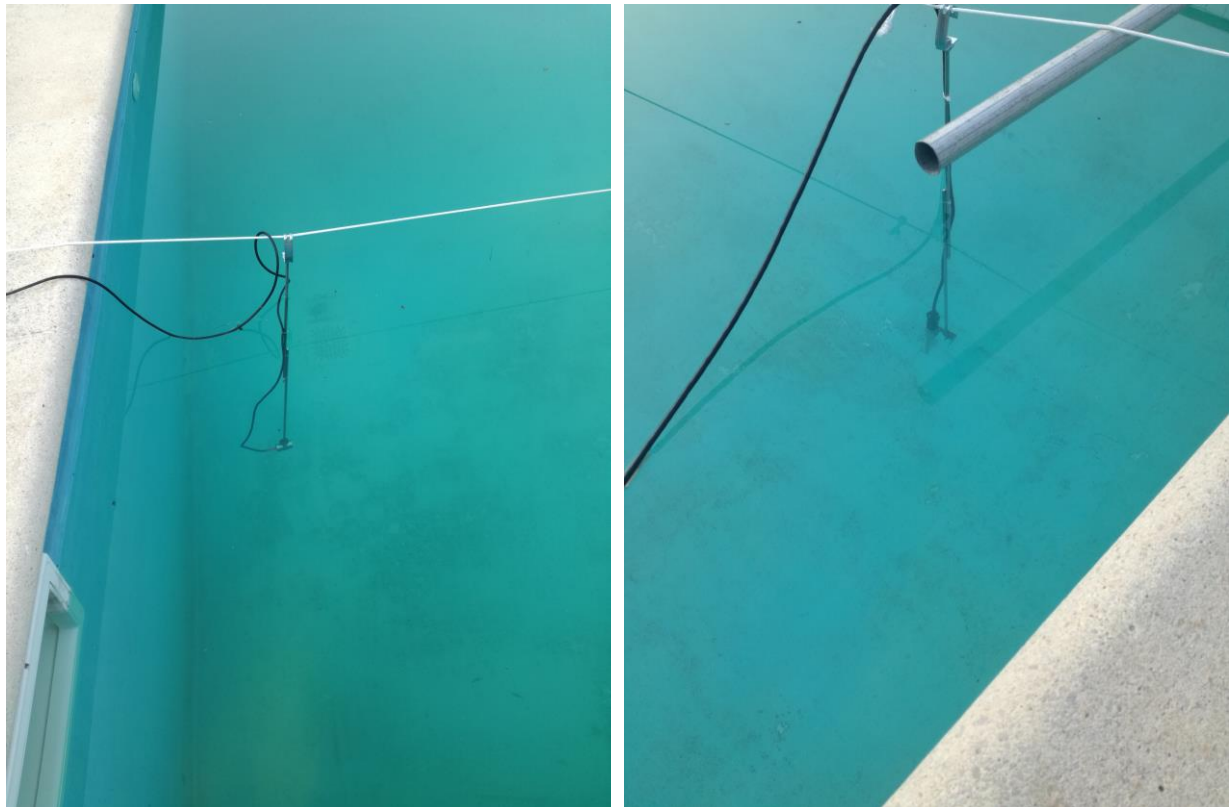


Figura 104 - Distância de 10 metros entre o emissor e recetor na piscina.

A amplitude do sinal a 10 metros continuava com $4 V_{pp}$, mas apenas para a frequência de ressonância. Todas as outras frequências apresentaram uma amplitude menor, podendo visualizar este comportamento na Figura 105.

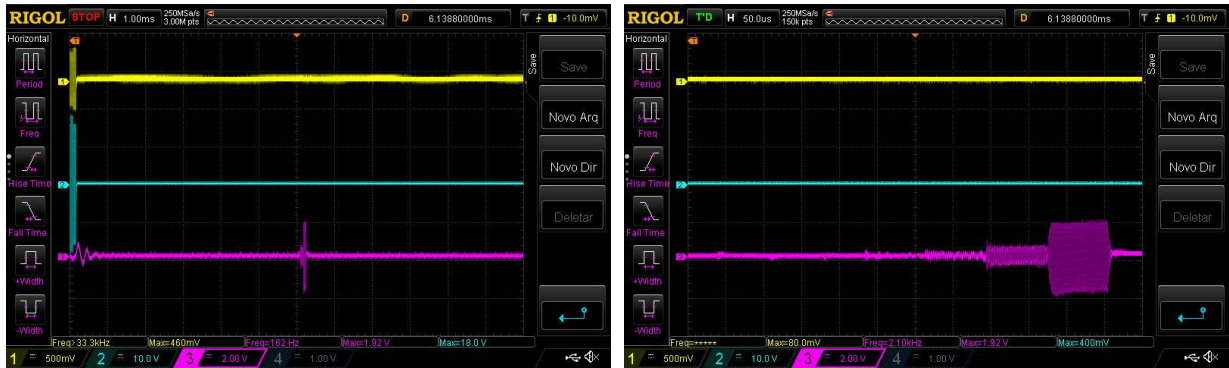


Figura 105 - Envio e recepção dos sinais a 10 metros de distância. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação

De modo a visualizar o amplificador de potência no seu funcionamento máximo, foram ligados os dois canais, conseguindo assim o dobro da amplitude, como ilustra a Figura 106. Na frequência de ressonância foi possível uma amplitude de 8 V_{pp} e na frequência de 100 kHz uma amplitude de 500 mV_{pp}, sendo a frequência com a amplitude mais baixa.

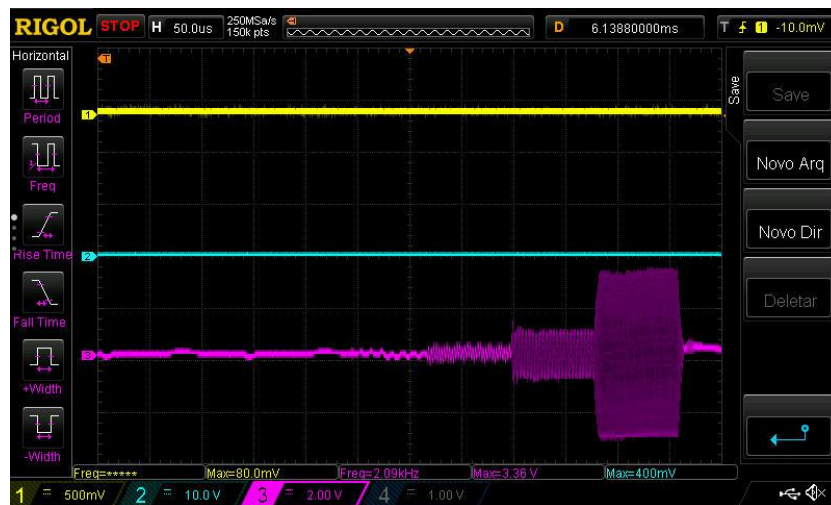


Figura 106 - Envio e recepção dos sinais a 10 metros de distância, com os dois canais. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação

Como o ADC recebe no máximo uma amplitude de 1 V_{pp}, na modulação foi alterado a amplitude das frequências de modo a ficarem mais ao menos iguais na recepção. As frequências de 100 kHz e 400 kHz mantiveram-se igual, a frequência de 700 kHz foi reduzida para metade da amplitude e a frequência de 1 MHz foi reduzida cerca de 10 vezes, podendo ver os resultados na Figura 107.

6. Resultados

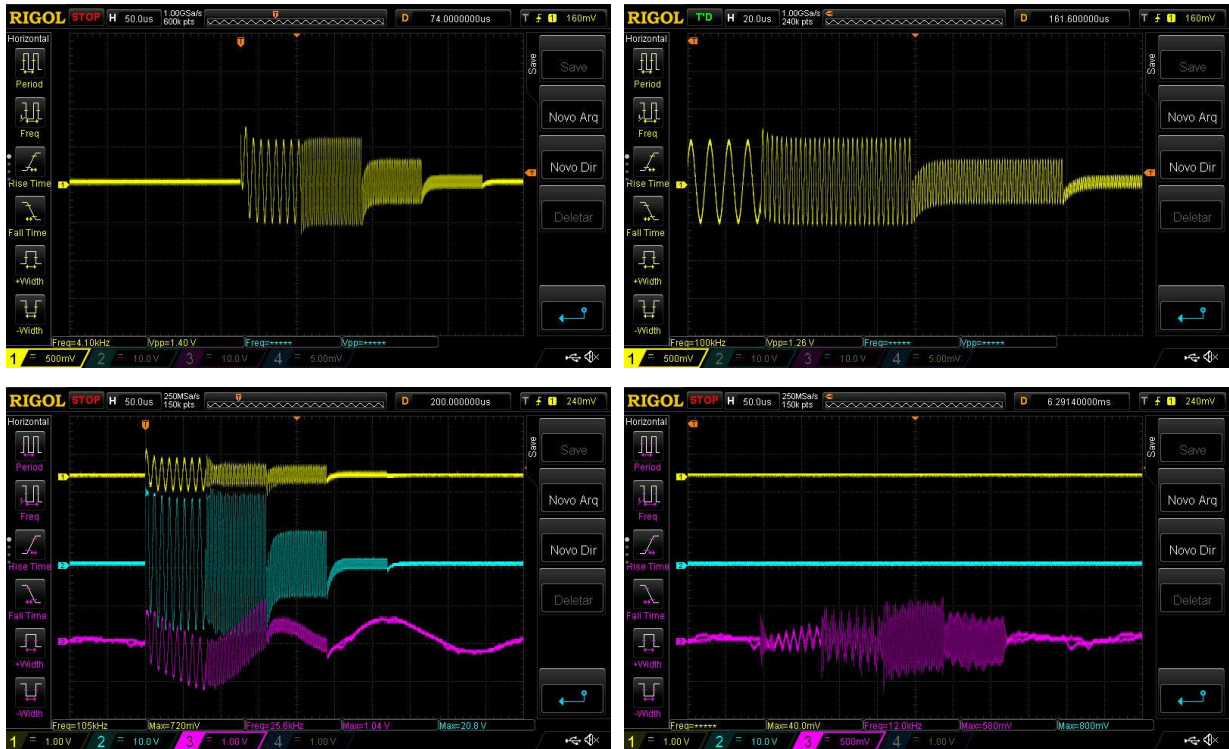


Figura 107 - Alteração das amplitudes no modulador. Amarelo a tensão de saída do DAC, azul a tensão à saída do amplificador de potência e a roxo o sinal de entrada após filtragem e amplificação, onde a imagem da esquerda é o sinal no momento da emissão e a imagem da direita o momento em que o sinal é recebido pelo modem.

Por último, foi a vez de testar a parte final da desmodulação. Saber se as frequências que o *modem* recebia era as mesmas que tinham sido enviadas. Sabendo que para este caso os filtros do desmodulador tinham sido ajustados para as frequências de 100 kHz, 400 kHz, 700 kHz e de 1 MHz.

Ajustando o *threshold* para a distância de 10 metros foi possível obter os resultados da Figura 108, em que o maior problema apresentado foi na frequência de 100 kHz, devendo-se ao facto desta frequência estar muito afastada da frequência de ressonância do transdutor.

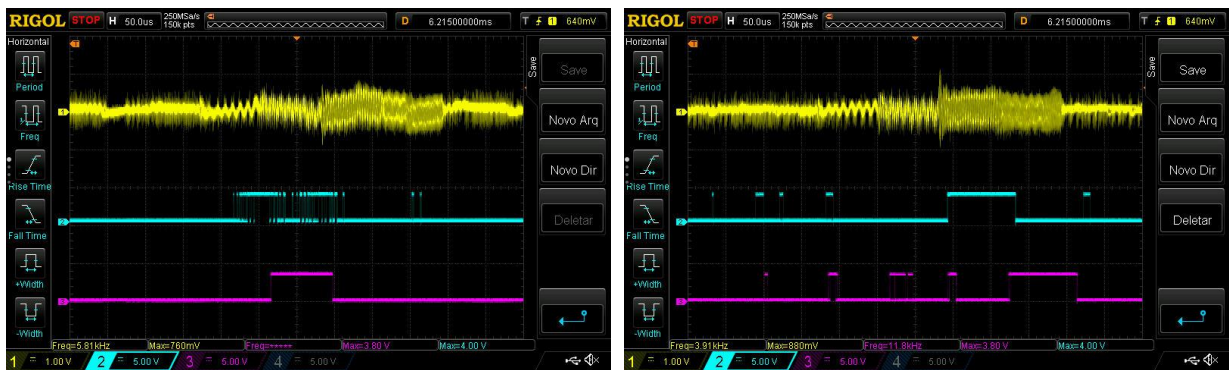


Figura 108 - Ajuste do threshold no desmodulador. Amarelo o sinal de entrada, azul do lado esquerdo a frequência de 100 kHz, do lado direito 700 kHz e a roxo do lado esquerdo 400 kHz e do lado direito 1 MHz.

Todas as outras frequências obtiveram bons resultados, apenas com alguns picos que por *software* facilmente são resolvidos.

7. CONCLUSÕES

Esta dissertação teve como objetivo a criação de um *modem* acústico de comunicação sem fios para meios subaquáticos de fácil manuseamento, robusto, *low cost* e para comunicações superiores a 10 metros. Este *modem* tem a capacidade de funcionar como emissor, recetor ou ambas em paralelo. A sua construção, passou pela criação de módulos individuais de cada parte interveniente, conseguindo assim, uma fácil substituição do mesmo, seja por avaria ou *upgrade*.

Os testes foram feitos em laboratório num aquário e posteriormente numa piscina, aproximando a uma situação real. Os testes de todos os módulos individuais e a calibração do sistema, foram feitos no aquário, enquanto os testes à comunicação e calibração, foram efetuados na piscina. Apesar de se conseguir ter uma ideia nos testes do aquário, estes foram quase inconclusivos, devido ao aquário ser bastante pequeno para a potência do amplificador, originando muitos ecos.

Os resultados na piscina demonstraram ser bastante satisfatórios, efetuando-se testes a quatro distâncias diferentes: 1 metro, 2 metros, 6 metros e por último a 10 metros. Utilizou-se a técnica baseada na modulação QFSK, onde foram introduzidas as frequências de 100 kHz, 400 kHz, 700 kHz e 1 MHz. Para todas as distâncias foi utilizado apenas um canal do amplificador de potência. Aos 10 metros foram também utilizados os dois canais, conseguindo com isso o dobro da potência do sinal. Obtiveram-se resultados bastante bons, salva exceção para a frequência de 100 kHz. O problema obtido nesta frequência deve-se ao facto de esta ser bastante afastada da frequência de ressonância do transdutor utilizado na emissão.

Considerando que todos os resultados obtidos vão ao encontro ao que foi inicialmente proposto, pode-se então concluir que o *modem* teve os resultados desejados, conseguindo uma transmissão de dados na casa dos 20 kB/s, embora a velocidade não tenha sido alvo de otimização. Com alguns ajustes facilmente se obteriam velocidades superiores.

Tendo em conta as dificuldades existentes na transmissão de dados sem fios através da água, foi possível o desenvolvimento de um *modem* acústico subaquático, capaz de efetuar comunicações a uma reduzida taxa de erro, para distâncias superiores a 10 metros. Apesar de os testes terem sido efetuados até uma distância de 10 metros devido as limitações da piscina. Conseguindo assim, mais um passo para o desenvolvimento tecnológico na exploração dos oceanos em áreas como a farmacêutica, petrolífera, minerais, meio ambiente e biodiversidade.

7. Conclusões

Para trabalhos futuros sugere-se o aperfeiçoamento na parte de modulação e desmodulação. Tendo em conta que a técnica de modulação utilizada foi a QFSK, com uma melhor calibração dos filtros digitais, é possível conseguir a inserção de mais *bits*, podendo assim, aumentar a velocidade de transmissão de dados. Dentro da desmodulação, pode-se ainda aperfeiçoar a parte de calibração dos filtros e do *threshold*, fazendo com que este processo se torne automático. Sugere-se ainda a utilização de um novo transdutor piezoelétrico de banda larga, conseguindo assim melhores resultados em todas as frequências utilizadas, de modo a combater o problema que acontece na frequência de 100 kHz.

Por último, e não menos importante, o desenvolvimento de uma interface gráfica para uma maior facilidade de utilização de todo o sistema, fazendo com que seja bastante simples o ajuste de todos parâmetros, assim como o envio e receção de dados como texto ou imagens.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Mar e Portugal. url: <https://www.publico.pt/2014/04/02/ciencia/noticia/mapa-que-mostra-que-97-de-portugal-e-mar-chega-as-escolas-1630635> (acedido em 25/11/2016).
- [2] Instituto Nacional de Estatísticas. url: https://www.ine.pt/xportal/xmain?xpid=INE&xpgid=ine_destaques&DESTAQUESdest_boui=261968449&DESTAQUESmodo=2&xlang=pt (acedido em 25/11/2016).
- [3] M.S. Martins, J. Cabral, S.Lanceros-Mendez, G. Rocha, “Effect os the acoustic impedance in ultrasonic emitter transducers”, Abril 2015.
- [4] C. Pelekanakis, M. Stojanovic, and L. Freitag, “High rate acoustic link for underwater video transmission,” Ocean. 2003. Celebr. Past ... Teaming Towar. Futur. (IEEE Cat. No.03CH37492), pp. 1091–1097 Vol.2, 2003.
- [5] João Paulo Carvalho Ferreira Leão. “Comunicações Rádio Subaquáticas”. Junho 2012.
- [6] B. Benson, Y. Li, R. Kastner, B. Faunce, K. Domond, D. Kimball, and C. Schurgers,. “Design of a low-cost, underwater acoustic modem for short-range sensor networks”. Em: IEEE, 2010.
- [7] S. Tang, Y. Dong, and X. Zhang,. “On link misalignment for underwater wireless optical communications,”. Em: Communications Letters, IEEE, vol. 16, no. 10, pp. 1688–1690, 2012.
- [8] Precision Acoustics, Piezo-Ceramic Transducers. url: <https://www.acoustics.co.uk/product-category/ultrasonic-transducers/> (acedido em 3/12/2016).
- [9] Diogo André Forte Grácio António, “Transreceptor Acústico de Comunicação Digital Sem Fios para Nó Sensor Subaquático”. Em Março 2016.
- [10] Precision Acoustics, Piezo-Ceramic Transducers. url: <https://www.acoustics.co.uk/product-category/ultrasonic-transducers> (acedido em 3/12/2016).
- [11] Emerson S. Costa¹, Eduardo B. Medeiros. “ESTUDO SOBRE A PROPAGAÇÃO ACÚSTICA EM ÁGUAS RASAS”. Em: Congresso de Métodos Numéricos em Engenharia 2015.
- [12] Salinity. url: https://en.wikipedia.org/wiki/File:Water_salinity_diagram.png (acedido em 30/11/2016)
- [13] C. Kemker. “Water Temperature: Fundamentals of Environmental Measurements”. Em: Fondriest Environmental (2014).
- [14] R. J. Urick. “Principles of Underwater Sound”. Em: New York (1983).
- [15] M. a. Ainslie e J. G. Mccolm. “A Simplified Formula for Viscous and Chemical Absorption in Sea

- Water”. Em: *The Journal of the Acoustical Society of America* 103 (1998).
- [16] P. J. Stojanovic M. “Underwater Acoustic Communication Channels: Propagation Models and Statistical Characterization”. Em: *IEEE Communications Magazine* 47 (2009), pp. 84–89.
- [17] J. Preisig. “Acoustic Propagation Considerations for Underwater Acoustic Communications Network Development”. Em: *Proceedings of First ACM International Workshop on Underwater Networks* (2006).
- [18] A. Abrar, D. Zhang, B. Su, T. W. Button, K. J. Kirk e S. Cochran. “1-3 Connectivity Piezoelectric Ceramic-Polymer Composite Transducers Made with Viscous Polymer Processing for High Frequency Ultrasound”. Em: *Ultrasonics* 42 (2004), pp. 479– 484.
- [19] J.-H. Li, B.-H. Jun, P.-M. Lee e S.-W. Hong. “A Hierarchical Real-Time Control Architecture for a Semi-Autonomous Underwater Vehicle”. Em: *Ocean Engineering* 32 (2005), pp. 1631–1641.
- [20] LinkQuest Inc., underwater acoustic modems. url: <http://www.linkquest.com/html/models1.htm> (acedido em 30/11/2016).
- [21] Benthos Inc., acoustic modems. url: <http://www.benthos.com/acoustic-teleonarmodem-product-comparison.asp> (acedido em 30/11/2016).
- [22] Aquatec Group, AQUAmodem 500 overview. url: <http://www.aquatecgroup.com/aquamodem.html> (acedido em 30/11/2016).
- [23] EvoLogics, underwater acoustic modem. url: <http://www.evologics.de/en/products/acoustics/index.html> (acedido em 30/11/2016).
- [24] DSPComm, AquaComm: underwater wireless modem. url: <http://www.dspcomm.com/productsaquacomm.html> (acedido em 30/11/2016).
- [25] J. Wills, W. Ye, J. Heidemann e M. Rey. “Low-Power Acoustic Modem for Dense Underwater Sensor”. Em: *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks* (2006).
- [26] R. Jurdak, C. V. Lopes e P. Baldi. “Software Acoustic Modems for Short Range Mote-based Underwater Sensor Networks”. Em: *OCEANS - Asia Pacific* (2006).
- [27] R. A. Iltis, R. Kastner, D. Doonan, R. Moore e M. Chin. “An Underwater Acoustic Telemetry Modem for Eco-Sensing”. Em: *Proceedings of OCEANS MTS/IEEE* (2005).
- [28] T. Fu, D. Doonan, C. Utley, B. Benson, R. Kastner, R. A. Iltis e H. Lee. “AquaModem Field Tests in Moorea”. Em: *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks* (2007).
- [29] I. Vasilescu, C. Detweiler e D. Rus. “AquaNodes: An Underwater Sensor Network”. Em: *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks* (2007). 79 B IBL IOGRAF IA

- [30] H. Yan, S. Zhou, Z. J. Shi e B. Li. "A DSP Implementation of OFDM Acoustic Modem". Em: Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks (2007).
- [31] S. Zhou, Z. Shi, J. Cui, H. Zhou, J. Liu e P. Carroll. "Aqua-fModem: A Stand-alone Underwater Acoustic Modem Based on OFDM Technology". Em: Demo Presentation (2009).
- [32] E. M. Sozer e M. Stojanovic. "Reconfigurable Acoustic Modem for Underwater Sensor Networks". Em: Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks (2006).
- [33] L. Liu, S. Zhou e J.-H. Cui. "Prospects and Problems of Wireless Communication for Underwater Sensor Networks". Em: Wireless Communications and Mobile Computing (2008), pp. 977–994.
- [34] Gutierrez. "Implementation of a tx/rx ofdm system in a fpga". Em: Abril 2009.
- [35] Gonçalves, L. "Underwater Acoustic Communicatio System: Performance evolution of digital modulation techniques". Em: Outubro 2012.
- [36] H. Packard, "A Technical Introduction to USB 2 . 0."
- [37] W. Drive, S. Barbara, and W. A. Bunker, "Guidelines for specifying underwater electroacoustic transducers," no. 805, 1992.
- [38] Mohamad Faizal B Abd Rahman, "Underwater Acoustic Transducer: Receive Sensitivity and Transmit Response." [Online]. Available: http://urrg.eng.usm.my/index.php?option=com_content&view=article&id=115:underwater-acoustic-transducer-receive-sensitivity-and-transmit-response&catid=31:articles&Itemid=70 .
- [39] A. Filters, A. Systems, and B. C. Baker, "Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems." 1999.
- [40] M.S. Martins, J. Cabral, S.Lanceros-Mendez, G. Rocha, "Effect of the acoustic impedance in ultrasonic emitter transducers using digital modulations", Abril 2015.