

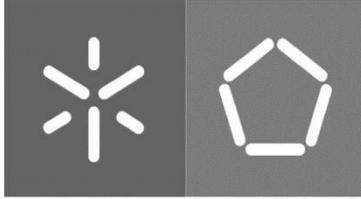


Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Rafael Cachetas Pereira

**Desenvolvimento de um sensor
acústico para medição da
corrente marítima**

Janeiro de 2023



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Rafael Cachetas Pereira

**Desenvolvimento de um sensor
acústico para medição da
corrente marítima**

Dissertação de Mestrado
Engenharia Eletrónica Industrial
e Computadores

Trabalho efetuado sob a
orientação do

**Professor Doutor Marcos
Martins**

Janeiro de 2023

DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

Este é um trabalho académico que pode ser utilizado por terceiros desde que respeitadas as regras e boas práticas internacionalmente aceites, no que concerne aos direitos de autor e direitos conexos.

Assim, o presente trabalho pode ser utilizado nos termos previstos na licença abaixo indicada.

Caso o utilizador necessite de permissão para poder fazer um uso do trabalho em condições não previstas no licenciamento indicado, deverá contactar o autor, através do RepositóriUM da Universidade do Minho.



Atribuição-NãoComercial-Compartilhaigual
CC BY-NC-SA

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/>

Agradecimentos

Esta dissertação de Mestrado não seria possível sem o apoio constante da minha família, amigos e professores. À minha mãe e ao meu pai estou extremamente grato por todo o amor, apoio financeiro e lições de vida que me transmitiram. À minha irmã, Clara, quero agradecer a paciência e disponibilidade para estar em todos os momentos importantes da minha vida. Sem eles na minha vida não estaria aqui.

Sou grato ao meu orientador, Dr. Marcos Martins, pela orientação e apoio durante todo este processo de pesquisa e desenvolvimento. A sua experiência e *insight* em certos tópicos contribuíram para o meu desenvolvimento acadêmico e profissional.

Um especial obrigado aos meus amigos, que conheci nesta jornada universitária e amigos mais antigos, que me acompanharam durante esta caminhada, por estarem nos bons e maus momentos, um honesto obrigado por me moldarem para ser a pessoa que sou hoje.

Finalmente, quero deixar um agradecimento especial ao Tiago Matos e a todo o departamento de CMEMS por me ajudarem no desenvolvimento desta dissertação de Mestrado.

STATEMENT OF INTEGRITY

I hereby declare having conducted this academic work with integrity. I confirm that I have not used plagiarism or any form of undue use of information or falsification of results along the process leading to its elaboration. I further declare that I have fully acknowledged the Code of Ethical Conduct of the University of Minho.

Resumo

A presente dissertação de Mestrado está inserida no projeto SONDA financiado pela FCT, que visa à pesquisa, desenvolvimento e criação de sensores, assim como de sistemas de monitorização subaquáticos. Dentro destes dispositivos estão enquadrados dispositivos de baixo consumo, baixo custo, capazes de armazenar e processar amostras de dados e consigam ser dispostos em profundidade.

Com isto, o trabalho realizado consiste no desenvolvimento de um dispositivo habilitado para medir e analisar a velocidade da corrente marítima através da transmissão de pulsos ultrassónicos por parte de transdutores piezoelétricos, em que a determinação da velocidade é realizada por duas propriedades distintas de ultrassons: efeito de *Doppler* e método do tempo de voo. O efeito de *Doppler* é a mudança da frequência do pulso acústico recebido em relação ao pulso acústico transmitido, isto devido a fenómenos de reflexão acústica durante a sua propagação que trazem perdas de energia do sinal. O tempo de voo é o tempo que o sinal demora a propagar-se num determinado meio entre dois pontos.

É realizado o estudo da melhor disposição e orientação do sistema para a obtenção de melhores resultados, assim como o estudo de piezoelétricos distintos pela sua frequência central: 40kHz, 1MHz e 2MHz. O desenvolvimento do sistema final engloba o dimensionamento de todo o *hardware* e *software* necessário para o correto funcionamento do sistema como, por exemplo, para a atuação dos transdutores, receção e processamento dos dados recebidos, que difere, em certa parte, para cada uma das propriedades de ultrassons.

Palavras-chave: sensor acústico, ultrassons, efeito de *Doppler*, tempo de voo, reflexão acústica

Abstract

The present Master's dissertation is part of the SONDA project funded by FCT, which aims to research, develop, and create sensors and underwater monitoring systems. These devices include low-consumption, low-cost devices that can store and process data samples and can be placed at depth.

This work consists of the development of a device capable of measuring and analyzing the speed of the marine current through the transmission of ultrasonic pulses by piezoelectric transducers, in which the determination of the speed is carried out by two distinct properties of ultrasound: the Doppler effect and the time-of-flight method. The Doppler effect is the change in the frequency of the received acoustic pulse with respect to the transmitted acoustic pulse, due to acoustic reflection phenomena during its propagation that brings energy losses. The time of flight is the time it takes for the signal to propagate through a certain medium between two points.

The study of the best arrangement and orientation of the system for the best results is carried out, as well as the study of different piezoelectrics by their central frequency: 40kHz, 1MHz, and 2MHz. The development of the final system encompasses the sizing of all the hardware and software necessary for the correct functioning of the system, such as the operation of the transducers, the reception, and processing of the received data, which differs in part for each of the properties of ultrasound.

Key-words: acoustic sensor, ultrasounds, Doppler effect, time-of-flight, acoustic reflection

Conteúdo

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xi
Glossário	xi
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento	1
1.2 Motivação	1
1.3 Objetivos	2
1.4 Aplicações	2
1.5 Estrutura da dissertação	3
2 Estado da arte	4
2.1 Métodos de medição direta	5
2.1.1 Método volumétrico	5
2.2 Métodos velocidade-área	5
2.2.1 Método do objeto flutuante	6
2.2.2 Método por diluição	6
2.2.3 Método da trajetória	7
2.2.4 Medidor de corrente	8
2.2.5 Métodos acústicos	10
2.3 Métodos de constrição do caudal	14
2.3.1 Método da barragem	15
2.4 Métodos de medição indireta	15
2.4.1 Velocimetria por imagem de partículas	15
2.5 Comparação dos diferentes métodos para a medição do caudal	15
3 Fundamentos teóricos	17
3.1 Piezoelectricidade	17

3.1.1	Geração de ultrassons	18
3.2	Propagação de ondas acústicas em meio marítimo	18
3.2.1	Velocidade do som	19
3.2.2	Reflexão e dispersão acústica	20
3.2.3	Absorção acústica	23
3.2.4	Efeitos dos fenômenos anteriores na propagação do som	23
3.3	Efeito de <i>Doppler</i> para a medição da velocidade da água	25
3.4	Medição da velocidade da água através do método tempo de voo	27
4	Sensor acústico	30
4.1	Transdutores ultrassônicos	30
4.1.1	Caraterísticas dos transdutores	31
4.2	<i>Hardware</i>	32
4.2.1	Microcontrolador	32
4.2.2	Transmissão	33
4.2.3	Circuito de corte	38
4.2.4	Receção	40
4.2.5	Circuito final	47
4.3	<i>Software</i>	49
4.3.1	Geração de sinusoides	49
4.3.2	Medição da frequência	52
4.3.3	Medição do tempo de voo	54
5	Testes e resultados	59
5.1	DAC	59
5.2	Circuito de amplificação	60
5.3	Circuito de corte	61
5.4	Filtro passa-alto	62
5.5	Circuito limitador de tensão	63
5.6	Medição da frequência	65
5.7	Medição do tempo de voo	66
5.8	Teste em ambiente aquático (tanque de ensaio)	68
6	Conclusões e trabalho futuro	70
6.1	Conclusão	70
6.2	Trabalho futuro	71
	Referências	72

Lista de Figuras

2.1	Métodos existentes utilizados para a monitorização do caudal (categorizados com base em cada princípio).	4
2.2	Método do objeto flutuante para a determinação da velocidade.	6
2.3	Arranjo típico para a medição de fluxo de água utilizando o método do tubo Californiano[13].	7
2.4	Exemplos de medidores de corrente[15].	8
2.5	Conceito de um TCM com os seus elementos básicos	9
2.6	Esquemático da disposição do ADVM [18].	11
2.7	Esquemático da disposição do AVM [18].	12
2.8	Configuração "cross-path"[18].	12
2.9	Configuração com múltiplos percursos na vertical[18].	13
2.10	Configuração refletora[18].	13
2.11	ADCP com 4 transdutores[6].	14
2.12	Exemplo de células uniformes de medição para criar perfis.	14
3.1	Modelo molecular simplificado para explicar o fenómeno piezoelétrico: na figura à esquerda o cristal encontra-se sem deformação e com as cargas balanceadas; na figura do meio é aplicada uma pressão (força mecânica) e na figura à direita o efeito da deformação.	18
3.2	Espectro do som.	18
3.3	Perfil da velocidade do som no oceano[25].	20
3.4	A figura à esquerda representa a superfície do oceano lisa, ou seja, sem ondas. Na figura à direita já estamos na presença de uma superfície com ondas, o que faz com a superfície seja mais rugosa.	21
3.5	Fenómenos da reflexão e dispersão acústica, respetivamente, no fundo do oceano. . . .	22
3.6	Típicos dispersores de som no oceano[19].	22
3.7	Na parte superior da figura o transdutor emite pulsos de som. O caso abaixo representa uma pequena quantidade de energia a ser refletida para o transdutor e a restante a ser dispersa nas mais variadas direções.	23
3.8	Regiões divididas com base nos diferentes regimes de atenuação[28].	24
3.9	Configuração do sistema.	26

3.10	Tempo de voo com comunicação direta entre os piezoelétricos.	27
3.11	Tempo de voo com comunicação indireta entre os piezoelétricos.	28
3.12	Tempo de voo com comunicação indireta entre os piezoelétricos simplificado.	29
4.1	Exemplo de um transdutor piezoelétrico da gama BII-7690[31].	30
4.2	Exemplo de um transdutor piezoelétrico utilizado.	31
4.3	Arquitetura modularizada do sistema desenvolvido.	32
4.4	Placa de desenvolvimento <i>STM32F767ZI</i>	33
4.5	Esquemático padrão de um amplificador de ponte completa.	34
4.6	Esquemático do amplificador de ponte completa utilizando o THS3491.	35
4.7	Resultados da simulação do circuito amplificador de ponte completa utilizando o THS3491.	35
4.8	Desenho da PCB do circuito de amplificação com o OPAMP THS3491 no programa <i>Altium</i> . Na figura a) está a <i>top layer</i> e na figura b) está a <i>bottom layer</i>).	36
4.9	Circuito impresso do circuito de amplificação com o OPAMP THS3491.	36
4.10	Esquemático do amplificador de ponte completa utilizando o ADA4870.	37
4.11	Desenho da PCB do circuito de amplificação com o OPAMP ADA4870 no programa <i>Altium</i> . Na figura a) está a <i>top layer</i> e na figura b) está a <i>bottom layer</i>).	37
4.12	PCB do circuito de amplificação com o OPAMP ADA4870.	38
4.13	Esquemático do circuito de corte utilizando o MAX4655.	39
4.14	Desenho da PCB do circuito de corte com o <i>switch</i> analógico MAX4655 no programa <i>Altium</i> . Na figura a) está a <i>top layer</i> e na figura b) está a <i>bottom layer</i>).	39
4.15	<i>Veroboard</i> do circuito do <i>switch analógico</i> utilizando o MAX4655.	40
4.16	Esquemático do circuito passa-alto dimensionado para o algoritmo do efeito de <i>Doppler</i> utilizando o OPA828.	41
4.17	Resultados da simulação das características de transferência <i>Alternating Current (AC)</i> do circuito passa-alto.	42
4.18	Desenho da PCB do circuito passa-alto com o OPAMP OPA828 no programa <i>Altium</i> . Na figura a) está a <i>top layer</i> e na figura b) está a <i>bottom layer</i>).	42
4.19	PCB do circuito do filtro passa-alto com frequência de corte de 500kHz utilizando o OPAMP OPA828	42
4.20	Exemplo de um circuito comparador do tipo <i>Schmitt Trigger</i>	43
4.21	Diagrama explicativo do circuito <i>Schmitt Trigger</i>	43
4.22	Esquemático do circuito <i>Schmitt Trigger</i> utilizando o comparador LM339.	44
4.23	Resultados da simulação do circuito <i>Schmitt Trigger</i> utilizando o comparador LM339.	45
4.24	Desenho da PCB do circuito <i>Schmitt Trigger</i> com o comparador LM339 no programa <i>Altium</i> . Na figura a) está a <i>top layer</i> e na figura b) está a <i>bottom layer</i>).	45
4.25	PCB do circuito <i>Schmitt Trigger</i> utilizando o comparador LM339.	46

4.26	Esquemático do circuito passa-alto dimensionado para o algoritmo do tempo de voo utilizando o OPA828.	46
4.27	Resultados da simulação das características de transferência AC do circuito passa-alto dimensionado para o algoritmo do tempo de voo.	47
4.28	PCB do circuito do filtro passa-alto com frequência de corte de 50kHz, utilizando o OPAMP OPA828.	47
4.29	Esquemático das ligações entre os módulos do sistema acústico para a determinação da velocidade da água pelo método do tempo de voo.	48
4.30	Esquemático das ligações entre os módulos do sistema acústico para a determinação da velocidade da água pelo método do efeito de <i>Doppler</i>	48
4.31	Diagrama de blocos do periférico DAC da <i>STM32F767ZI</i> [33].	49
4.32	Resultado da simulação para gerar a onda sinusoidal de 50 amostras.	50
4.33	Resultado da simulação para gerar a onda sinusoidal de 17 amostras.	50
4.34	Resultado da simulação para gerar a onda sinusoidal de 13 amostras.	51
4.35	Configuração de cada um dos canais do <i>timer</i>	52
4.36	Cálculo da frequência recebida.	53
4.37	Fluxogramas relativos ao algoritmo da medição da frequência.	54
4.38	Esquemático representativo do raciocínio associado ao algoritmo a implementar (A e B representam o emissor e o recetor, respetivamente).	55
4.39	Diagrama de blocos do controlo das interrupções/eventos externos[33].	56
4.40	Mapeamento do GPIO em função das interrupções/eventos externos[33].	56
4.41	Configuração do temporizador para medição do intervalo de tempo que o sinal demora a percorrer.	57
4.42	Fluxogramas relativos ao algoritmo do tempo de voo.	58
5.1	Sinal de saída do DAC para diferentes frequências dos transdutores acústicos (806kHz e 1,04MHz, respetivamente).	59
5.2	Sinal de saída do DAC de 270kHz para alimentação dos transdutores utilizados nos testes de tempo de voo.	60
5.3	Sinais de saída do OPAMP ADA4870 para os sinais de entrada da figura 5.1 (806kHz e 1,04MHz, respetivamente).	60
5.4	Sinal de saída do OPAMP ADA4870 para o sinal de entrada da figura 5.2 (270kHz).	61
5.5	Sinais de controlo provenientes do microcontrolador. Na figura à esquerda o sinal de controlo de 5kHz, na figura à direita o sinal de controlo de 50kHz e na figura em baixo o sinal de controlo de 16Hz.	61

5.6	Resposta do circuito de corte face aos sinais de controlo, CH2 (azul), mencionados anteriormente. Na figura à esquerda a comutação do circuito com o sinal de controlo de 5kHz, na figura à direita a comutação do circuito com o sinal de controlo de 50kHz e na figura em baixo a comutação do circuito com o sinal de controlo de 16Hz.	62
5.7	Resultados do circuito filtro passa-alto com frequência de corte de 500kHz utilizado para o algoritmo do efeito de <i>Doppler</i> . Na figura à esquerda a resposta face a um sinal de 1MHz e na figura à direita a resposta face a um sinal de 400kHz.	63
5.8	Resultados do circuito filtro passa-alto com frequência de corte de 50kHz utilizado para o algoritmo do tempo de voo. Na figura à esquerda a resposta face a um sinal de 270kHz e na figura à direita a resposta face a um sinal de 40kHz.	63
5.9	Teste do circuito limitador de tensão - no CH1 (amarelo) a saída do circuito limitador de tensão e no CH2 (azul) a entrada sinusoidal com amplitude de 5Vpp e frequência de 600kHz.	64
5.10	Teste do circuito limitador de tensão - no CH1 (amarelo) a saída do circuito limitador de tensão e no CH2 (azul) a entrada sinusoidal com amplitude de 3Vpp e frequência de 1MHz.	64
5.11	Teste do circuito limitador de tensão - no CH1 (amarelo) a saída do circuito limitador de tensão e no CH2 (azul) a entrada sinusoidal com amplitude de 5Vpp e frequência de 1MHz.	65
5.12	Teste do programa de cálculo da frequência com recurso ao gerador de sinais para frequências de 600kHz.	65
5.13	Teste do programa de cálculo da frequência com recurso ao gerador de sinais para a frequência de 1MHz.	66
5.14	Configuração de cada um dos canais do gerador de sinais para simular o atraso de início de propagação do sinal.	67
5.15	Resultados do teste de tempo de voo com recurso ao gerador de sinais.	67
5.16	<i>Setup</i> dos testes em meio aquático	68
5.17	Transmissão do sinal amplificado (amarelo) e o respetivo sinal recebido pelo transdutor recetor (azul).	69
5.18	Transmissão do sinal amplificado (amarelo) e os primeiros ecos recebidos pelo transdutor recetor (azul).	69

Lista de Tabelas

2.1	Comparação dos diferentes métodos para a monitorização do caudal.	16
4.1	Caraterísticas dos transdutores acústicos fornecidas pelo fabricante.	31
4.2	Caraterísticas dos transdutores acústicos na análise em VNA.	31
4.3	Tabela com alguns dos parâmetros mais importantes do sensor ultrassónico utilizado. .	32
4.4	Tabela de verdade do <i>switch</i> analógico MAX4655	39

Glossário

AC *Alternating Current*

ADCP *Acoustic Doppler Current Profiler*

ADV *Acoustic Doppler Velocimeter*

ADVM *Acoustic Doppler Velocimeter Meter*

AVM *Acoustic Velocity Meter*

CPU *Central Processing Unit*

DAC *Digital Analog Converter*

DC *Direct Current*

DMA *Direct Memory Access*

FET *Field-Effect Transistor*

GBW *Gain-Bandwidth Product*

GPIO *General Purpose Input/Output*

MOSFET *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor*

OPAMP *Operational Amplifier*

PCB *Printed Circuit Board*

PIV *Particle Image Velocimetry*

RTC *Real Time Clock*

TCM *Tilt Current Meter*

USB *Universal Serial Bus*

VNA *Vector Network Analyzer*

1. Introdução

Os oceanos cobrem cerca de setenta e um por cento da superfície terrestre e providenciam-nos comida, oxigénio e trabalho. No entanto, são o ecossistema menos entendido, biologicamente mais diverso e mais subvalorizado entre todos os ecossistemas[1].

As populações costeiras e interiores obtêm uma variedade de benefícios monetários e não monetários provenientes do ecossistema marítimo[2]. É possível afirmar que os recursos marítimos desempenham um papel fundamental no desenvolvimento social e económico de certos setores, tais como: haliêutico, turístico, agrícola, farmacêutico, transportador, mineração[3], proteção costeira, entre outros.

Apesar das vantagens adquiridas através dos recursos marítimos, deve existir um certo equilíbrio de consumo e preservação do ecossistema em questão – o que não acontece atualmente devido a um acréscimo da população humana, que conseqüentemente leva a uma maior necessidade destes recursos.

Este capítulo começa por apresentar o enquadramento e as motivações associadas ao sensor acústico desenvolvido. A seguir são referidos os principais objetivos, assim como as suas aplicações e, por último, é feita uma breve descrição da estrutura dos restantes capítulos desta dissertação.

1.1 Enquadramento

Esta dissertação de Mestrado insere-se no projeto SONDA financiado pela FCT. Este projeto visa à pesquisa, desenvolvimento e criação de sensores, assim como de sistemas de monitorização subaquáticos.

1.2 Motivação

O estudo das correntes marítimas começou no século XVIII, para diminuir o tempo de viagem de navios, quer para informação, quer para transporte de mercadoria, entre a América e a Inglaterra. Atualmente, o estudo das correntes marítimas é utilizado para meios científicos e comerciais, pois com o devido conhecimento das correntes é possível prever fenómenos marítimos e assim lidar de forma mais racional com as suas conseqüências[4].

As correntes marítimas têm um impacto profundo no ecossistema marítimo, movendo não só animais e plantas em torno do oceano, mas redistribuindo também calor e nutrientes. Com os métodos existentes

é possível prever de forma precisa as correntes e, assim, ter uma noção mais clara e objetiva de como estas têm impacto na conectividade de populações marítimas, como influenciam a migração de certas espécies e como o aquecimento global, ao alterar a corrente marítima, pode remodelar comunidades e *habitats* marítimos[5].

Atendendo ao parágrafo anterior e aos pontos referidos na primeira secção, uma das principais motivações desta dissertação é a recolha de dados que possam ser utilizadas na elaboração de planos que auxiliem a caracterizar o ecossistema marítimo e ter uma melhor perceção de como as variações destes dados influenciam a ocorrência de fenómenos morfológicos indesejáveis, quer a nível da zona costeira, quer a nível marítimo.

1.3 Objetivos

O objetivo desta dissertação de Mestrado é o desenvolvimento de um sensor acústico para medição da velocidade de correntes marítimas e comparar dois algoritmos diferentes: efeito de *Doppler* e método do tempo de voo.

O sensor acústico será composto por dois transdutores piezoelétricos cerâmicos a funcionar a uma determinada frequência, em que cada um tanto pode desempenhar a função de transmissor como de recetor. Primeiramente, o piezoelétrico transmissor envia pulsos de som a uma frequência fixa para o ambiente marinho. Dado que o som perde energia à medida que se propaga pelo oceano, a frequência do som recebido pelo recetor piezoelétrico é menor do que a frequência originalmente enviada. Com isto, é possível determinar a velocidade da corrente, através do efeito de *Doppler* e pela diferença de tempos de propagação é possível aferir a velocidade através do método de voo.

O sensor deve ser fiável nas suas medições, resistente e robusto devido ao impacto e condições adversas, de baixo consumo energético para ter uma certa independência no meio em estudo, portátil e com proteção especial nos circuitos elétricos para não entrar em contacto com a água.

1.4 Aplicações

O ramo de aplicações para esta categoria de sensores é mais amplo em oceanografia para medir correntes em estuários (estratificação vertical de salinidade na coluna de água) e no oceano (processos oceanográficos e identificação de feições oceanográficas), incluindo os ambientes nerítico e pelágico[6]. Também pode ser utilizado em limnologia, para medir a velocidade da corrente da água dos rios. Com esta informação, esta categoria de sensores também pode ser relevante na área da pescaria, dado que com estes dados é possível saber a localização de cardumes de estoques pesqueiros. Além disto, também é utilizado para o estudo da qualidade das águas para consumo humano.

Noutras áreas, o estudo destes parâmetros pode ser utilizado para a deteção de fugas de água em redes de abastecimento e para a medição do fluxo de fluidos em ambiente industrial, como também pode

ser utilizado na indústria alimentar e farmacêutica[7] para a deteção de anomalias, quanto a substâncias contaminantes, nos produtos finais.

1.5 Estrutura da dissertação

Esta dissertação encontra-se dividida em seis capítulos consoante a seguinte ordem: Introdução, Estado da arte, Fundamentos teóricos, Sensor acústico, Testes e resultados e Conclusões/sugestões de trabalho futuro.

No segundo capítulo, “Estado da arte”, são expostas as soluções atuais para o problema em questão, obtendo uma visão geral do estado da arte.

No terceiro capítulo, “Fundamentos teóricos”, são apresentados os principais conceitos e fundamentos relevantes para o desenvolvimento do sistema.

No quarto capítulo, “Sensor acústico”, são apresentadas as etapas para o desenvolvimento do protótipo do sensor e a sua implementação; este está dividido em vários subcapítulos.

No quinto capítulo, “Testes e resultados”, são apresentados os testes realizados ao sensor e os respetivos resultados.

No sexto e último capítulo, “Conclusões e trabalho futuro”, é feita uma análise e discussão do que foi realizado, assim como uma perspetiva do que poderá ser feito no futuro.

2. Estado da arte

A medição do caudal é essencial no planeamento e gestão da bacia hidrográfica, assim como na mitigação da poluição[8]. Existem vários métodos para a monitorização do caudal, sendo estes específicos para cada tipo de caudal. Os canais de água podem ser classificados em função de: a sua largura, profundidade, velocidade, descarga fluvial, declive, aspereza do leito e os materiais que constituem as margens, tamanho e peso dos sedimentos[9].

Os métodos foram então agrupados em 4 diferentes categorias:

- Métodos de medição direta;
- Métodos velocidade-área;
- Métodos de constrição do caudal;
- Métodos de medição indireta.

Cada método pode ser selecionado com base no volume de água que se pretende medir, o grau de precisão pretendida, o tipo de instalação (permanente ou provisória) e o grau de investimento financeiro requerido.

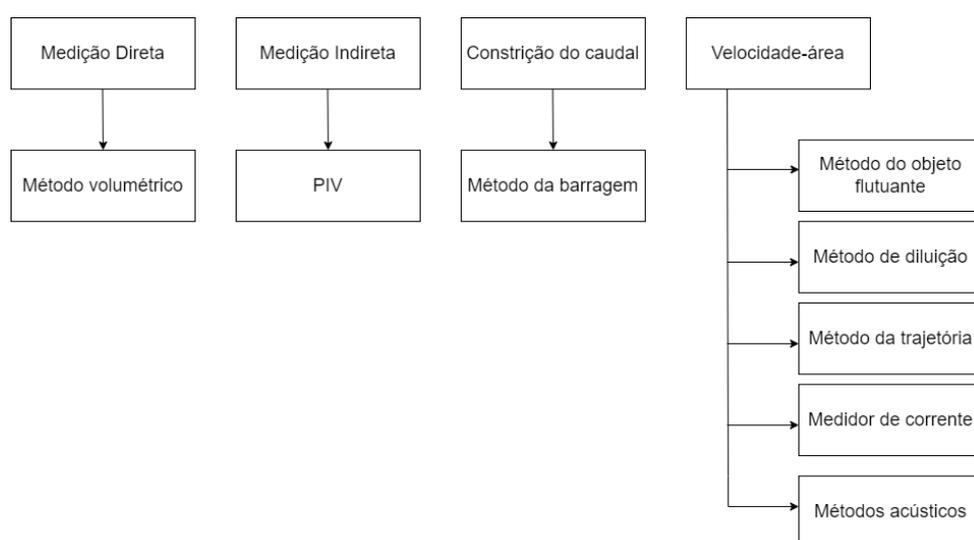


Figura 2.1: Métodos existentes utilizados para a monitorização do caudal (categorizados com base em cada princípio).

Os quatro diferentes métodos vão ser discutidos nesta secção, no entanto, as técnicas acústicas e de inclinação (que estão englobadas nos métodos velocidade-área) terão mais ênfase, visto que são o principal estudo desta dissertação.

No final é feita uma comparação entre as técnicas englobadas em cada um dos métodos, de forma sucinta na tabela 2.1.

2.1 Métodos de medição direta

A medição direta da corrente pode ser alcançada por diversas abordagens; geralmente, a secção em que a descarga fluvial vai ser medida é cuidadosamente selecionada para não existir nenhum tipo de obstáculos que possam impedir o fluxo natural da água e, assim, obter uma medição mais precisa[8].

2.1.1 Método volumétrico

Este método é utilizado para medir de forma mais precisa fluxos de corrente pequenos e estreitos[10]. O processo é bastante simples: medir o período de tempo necessário para encher um recipiente de volume conhecido. Assim, para uma maior fiabilidade e precisão de resultados, o recipiente deve ser de grande tamanho e o caudal deve ser medido no mínimo cinco vezes[11]. Posteriormente, com os devidos resultados, basta recorrer à seguinte equação:

$$Q = \frac{V}{t} \quad (2.1)$$

Q: fluxo volumétrico (m^3/s)

V: volume do recipiente (m^3)

t: média dos tempos dos testes realizados (s)

É uma técnica bastante primitiva, no entanto, é de custo e tempo reduzidos, não poluente e requer pouco conhecimento, assim como requer poucos recursos.

2.2 Métodos velocidade-área

Os métodos velocidade-área são baseados nos princípios da continuidade do fluxo do fluido, ou seja, envolve a divisão do local de estudo num certo número de segmentos. O fluxo em cada segmento é determinado através da multiplicação da área deste e a velocidade média da corrente nessa localização. O resultado total é a soma do resultado do fluxo em cada segmento[8].

Estes métodos são utilizados para uma medição instantânea do caudal e requerem o uso de material qualificado.

2.2.1 Método do objeto flutuante

Neste método, um objeto de baixa massa volúmica é colocado a flutuar na corrente, durante uma distância específica, e o tempo é então medido para um posterior cálculo da velocidade da água[9].

Com base na seguinte equação é possível calcular o fluxo volumétrico:

$$Q = v * A \quad (2.2)$$

Q : fluxo volumétrico (m^3/s)

v : velocidade da água (m/s)

A : área do local (m^2)

O objeto a utilizar, além de ter pouca massa volúmica corporal, deve também ser fácil de avistar ao longe.

Este método é simples, não poluente e não requer grandes conhecimentos técnicos nem recursos de custo elevado. Consequentemente, os resultados são muito pouco precisos, pois basta existir um movimento turbulento na água para afetar a velocidade da água em várias zonas do local em estudo e, assim, os resultados são afetados. A utilização deste método é mais adequada para canais de água pequenos e estreitos onde o fluxo de água é baixo.

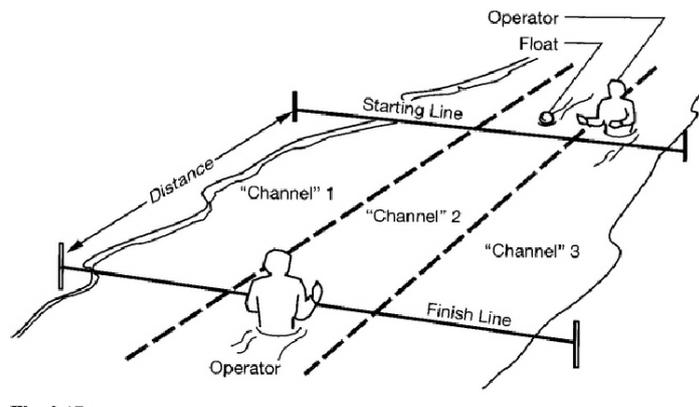


Figura 2.2: Método do objeto flutuante para a determinação da velocidade.

2.2.2 Método por diluição

O princípio básico do método de diluição é adicionar uma quantidade conhecida de uma solução (as mais utilizadas são sal e tinta) na água. A seleção da solução deve ser feita com base em certos critérios: tem que ser reconhecível facilmente e deve ser medida com precisão. Uma má escolha da solução pode levar a resultados erróneos, assim como a uma poluição da água.

Após este processo é feita uma análise química para determinar se a solução está totalmente diluída na água. Quanto maior a corrente, maior será a diluição da solução na água[12].

A equação utilizada para determinar o fluxo volumétrico utilizando o método de diluição, é a seguinte:

$$Q = q * \frac{(C_1 - C_2)}{(C_2 - C_0)} \quad (2.3)$$

C_0 : concentração da água

C_1 : concentração da solução no momento da injeção na água

C_2 : concentração final da solução na água

q : taxa de injeção da solução

Este método é utilizado em caudais com condições turbulentas, dado que os métodos convencionais são mais difíceis de aplicar[9]. No entanto, o método pode apresentar resultados errados provocados pela dissolução incompleta da solução na água.

2.2.3 Método da trajetória

No método da trajetória, todo o fluxo de água pertencente a um rio é redirecionado para um tubo. O fluxo de um cano na horizontal pode ser estimado utilizando o método do tubo Californiano desenvolvido por van Leer[9].

Este método mede a descarga de água para o ar a partir da extremidade aberta do tubo horizontal, que está parcialmente cheio. No entanto, a medição é realmente baseada na profundidade de ligação na extremidade do tubo[13]. Pode ser adaptado para a medição de descargas de forma precisa, atendendo ao tamanho e às condições do fluxo de água, ou seja, este método é útil para a descarga em canais pequenos e abertos onde o caudal pode ser direcionado para um tubo. Além disso, este método requer mão de obra qualificada e envolve cálculos complicados, que dependem das dimensões do tubo.

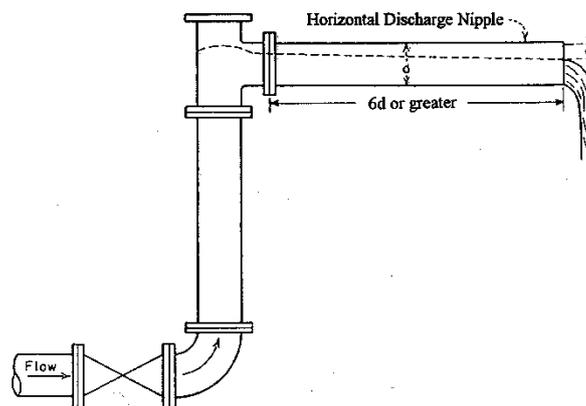


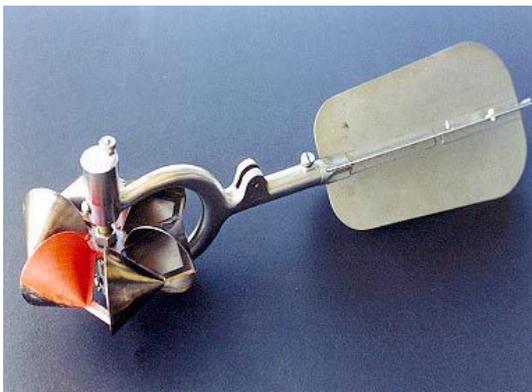
Figura 2.3: Arranjo típico para a medição de fluxo de água utilizando o método do tubo Californiano[13].

2.2.4 Medidor de corrente

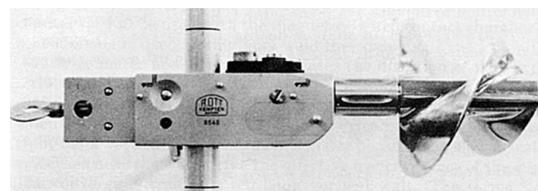
A velocidade da corrente em qualquer ponto ou em qualquer campo do canal pode ser determinada de forma precisa através de dispositivos mecânicos, denominados medidores de corrente[14]. Estes estão classificados em duas categorias, conforme o tipo de rotor utilizado: eixo vertical, em que o rotor utiliza pás com forma helicoidal e eixo horizontal, em que o rotor utiliza pás com forma cônica.

Apesar de existirem dois tipos diferentes, o princípio de funcionamento é o mesmo: a velocidade da água é proporcional à velocidade angular do rotor do medidor de corrente, ou seja, a velocidade da água, em qualquer ponto, pode ser determinada através do número de voltas que o rotor completa durante um intervalo de tempo específico[15]. Com o número de voltas e o intervalo de tempo é então possível calcular a velocidade da água.

Este método é preciso, eficaz e adequado para terrenos montanhosos. Também pode ser utilizado comercialmente, no entanto, são bastante caros e só podem ser utilizados por um curto intervalo de tempo.



(a) Medidor de corrente Price.



(b) Medidor de corrente Ott.

Figura 2.4: Exemplos de medidores de corrente[15].

Tilt Current Meter (TCM)

Os sensores de corrente por inclinação são instrumentos com o intuito de medir a velocidade da água, seja em ambientes marinhos ou fluviais, sendo mais utilizados em zonas costeiras devido ao fluxo estacionário da corrente de água.

Operam com base no princípio *drag-tilt*: quando exposto a um fluxo de corrente, o objeto (ancorado ou numa estrutura móvel) experiencia uma certa inclinação (perturbação da sua posição original) induzida pela fluatibilidade, pela força produzida pelo fluxo de corrente e pela força gravítica, como é possível observar na figura seguinte.

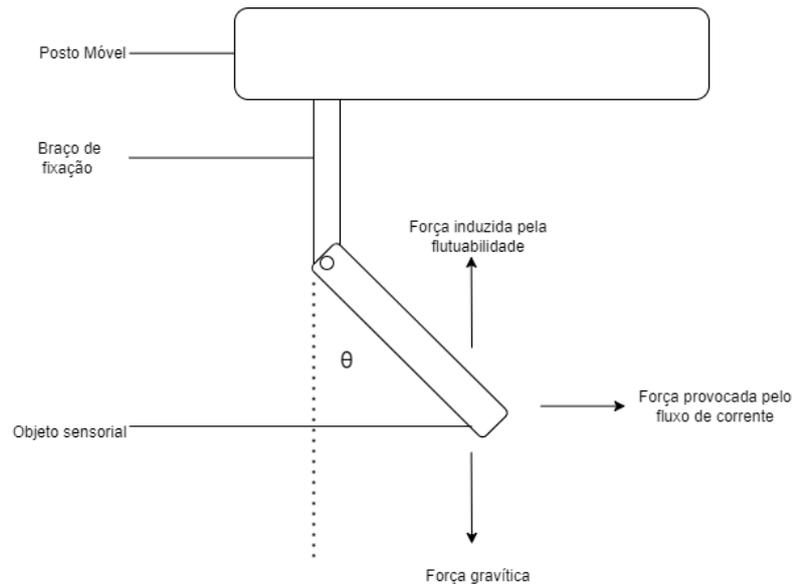


Figura 2.5: Conceito de um TCM com os seus elementos básicos

O *Tilt Current Meter* (TCM) consegue estimar a velocidade da água com base na medição do ângulo de inclinação. Para isso é necessário estabelecer uma relação entre as duas forças (força da flutuabilidade e força do fluxo da corrente), através da seguinte equação:

$$\tan(\theta) = \frac{F_x}{F_B} \quad (2.4)$$

A expressão da força da flutuabilidade pode ser expressa por:

$$F_B = g(\rho V - m) \quad (2.5)$$

ρ : massa volúmica da água (kg/m^3)

g : aceleração gravítica (m/s^2)

V : volume do corpo (m^3)

m : massa do corpo (kg)

Assumindo um fluxo de corrente uniforme e horizontal e através do princípio de conservação de energia, a força do fluxo da corrente, F_x , é igual a:

$$F_x = \frac{1}{2}v^2\rho C_D A \quad (2.6)$$

C_D : coeficiente do fluxo de corrente

A : área do sistema flutuante

Substituindo a equação referente a cada uma das forças é possível resolver o sistema em ordem a v , o que resulta na seguinte expressão:

$$v = \sqrt{\frac{2g(\rho V - m)}{\rho C_D A}} * \sqrt{\tan(\theta)} \quad (2.7)$$

O TCM pode ser dividido em 2 partes distintas: a parte sensorial, onde se encontra um acelerómetro ou flexómetro e também um magnetómetro, de forma a calcular os valores do ângulo e da direção da inclinação; e a parte onde se encontram as baterias e espaço de armazenamento de dados, assim como o seu processamento.

Este tipo de dispositivos não tem a mesma eficácia nos resultados como os instrumentos acústicos, nem conseguem operar a tão grandes profundidades. Apesar de tudo, o seu custo é muito menor que um dispositivo acústico, permitindo a utilização deste tipo de sensores em regimes mais violentos ou até mesmo a instalação de mais do que um TCM, pois o custo financeiro não tem tanto impacto.

2.2.5 Métodos acústicos

Os instrumentos hidroacústicos utilizam o efeito de *Doppler*, representado pela seguinte equação, ou o tempo de trânsito aplicado ao som subaquático para medir a velocidade da água.

$$f = \left(\frac{c \pm v_r}{c \pm v_s} \right) * f_0 \quad (2.8)$$

São técnicas não invasivas, mas têm um custo financeiro elevado, assim como requerem mão de obra qualificada. São ideais para grandes rios e canais[9].

Acoustic Doppler Velocimeter (ADV)

São denominados *Acoustic Doppler Velocimeter Meter* (ADVM) ou *Acoustic Doppler Velocimeter* (ADV). Este instrumento hidroacústico utiliza o efeito de *Doppler* para medir a velocidade da água num plano bidimensional. Um ADVM utiliza um par monoestático de transdutores acústicos; “monoestático” refere-se à capacidade de transmitir e receber som por parte de cada transdutor[16]. Assim, cada transdutor do ADVM transmite pulsos de som a uma determinada frequência ao longo de um feixe acústico. À medida que os pulsos de som viajam, acabam por embater em partículas suspensas na água. Quando isto acontece, parte dos pulsos de som acabam por ser refletidos ao longo do feixe acústico e regressam ao transdutor, com uma diferente frequência – a esta diferença de frequências[17] dá-se o nome de *Doppler Shift* e, com isto, é possível calcular a velocidade da água.

A disposição do ADVM está representada na figura seguinte, onde este tem dois feixes acústicos colocados a um certo ângulo num plano bidimensional que acaba por ser paralelo à superfície da água[18].

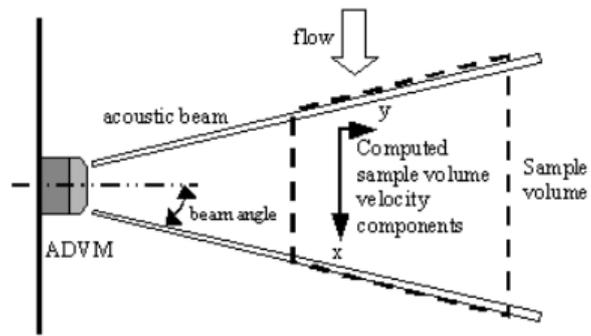


Figura 2.6: Esquemático da disposição do ADVM [18].

Acoustic Velocity Meter (AVM)

Os dispositivos *Acoustic Velocity Meter (AVM)* baseiam-se no fenómeno de tempo de trânsito e medem a velocidade da água ao longo de um feixe acústico. Este feixe acústico viaja entre dois transdutores monoestáticos, que estão localizados no canal com uma orientação diagonal, um em relação ao outro, como é possível observar na Figura 9. Os transdutores estão conectados a uma unidade central de processamento por cabos.

Os pulsos acústicos são transmitidos entre os transdutores; os pulsos transmitidos num sentido contrário ao da corrente são mais lentos do que aqueles transmitidos no sentido da corrente. Esta diferença de tempo de trânsito entre cada um dos pulsos transmitidos é proporcional à velocidade da água[16].

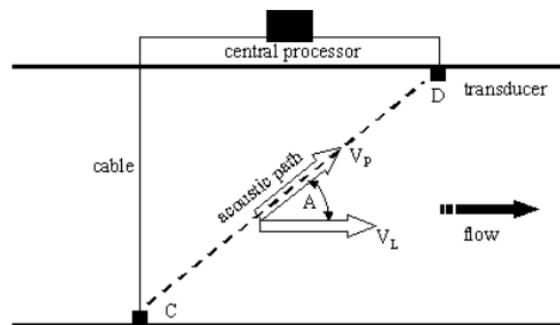


Figura 2.7: Esquemático da disposição do AVM [18].

Além da configuração retratada na figura anterior – os dois transdutores na diagonal em relação um com o outro – o AVM pode ter outro tipo de configurações, como por exemplo:

- Configuração “*cross-path*”, em que existem múltiplos percursos na horizontal:

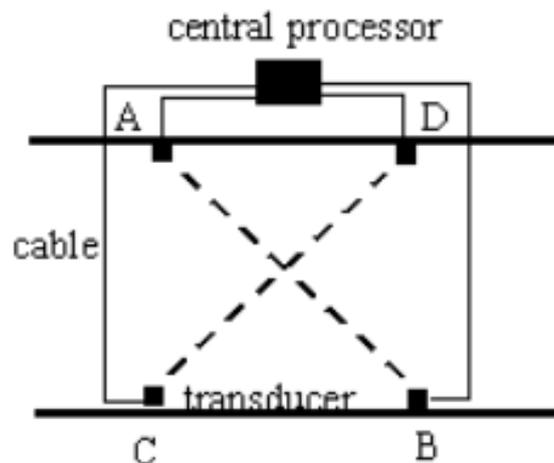


Figura 2.8: Configuração “*cross-path*”[18].

- Configuração em que existem múltiplos percursos na vertical – com isto é possível definir perfis de velocidade na vertical e identificar estratificações de fluxo:

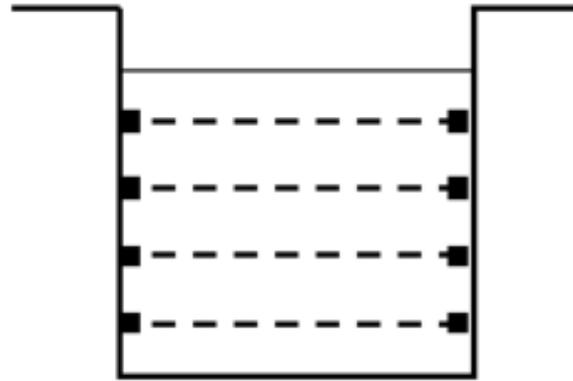


Figura 2.9: Configuração com múltiplos percursos na vertical[18].

- Configuração refletora, esta configuração é utilizada em localizações que o uso de cabos na margem contrária está impossibilitado. Os pulsos acústicos refletem no material refletor que, por norma, é de metal:

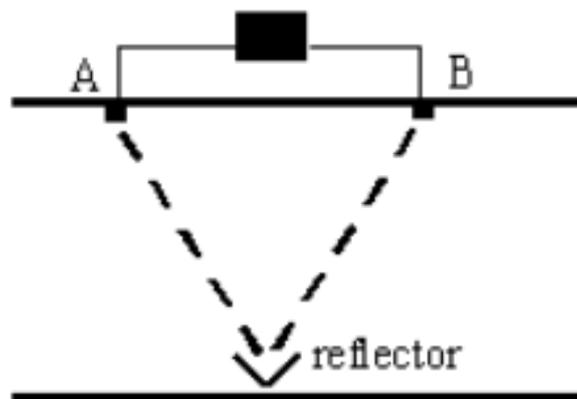


Figura 2.10: Configuração refletora[18].

Acoustic Doppler Current Profiler (ADCP)

Estes instrumentos utilizam o mesmo efeito que os ADVM — transmite pulsos de som, a uma frequência fixa, para uma coluna de água e recebe o som refletido (eco) das partículas suspensas. São partículas pequenas e tipicamente são microrganismos ou sedimentos; assume-se que se movem à mesma velocidade horizontal que a água. Com a diferença da frequência dos pulsos de som transmitidos e recebidos, é então possível calcular a velocidade dessas partículas, sendo a mesma que a velocidade da água.

Cada perfilador é composto, no mínimo, por três transdutores orientados todos na mesma direção para medir uma coluna de água. Podem estar dispostos de forma horizontal ou vertical, dependendo do estudo pretendido, assim como podem estar ancorados ou numa embarcação[19].



Figura 2.11: ADCP com 4 transdutores[6].

Estes instrumentos podem ser classificados em duas categorias quanto à técnica que utilizam para configurar e processar o sinal acústico: *broadband* e *narrowband*. Cada uma tem as suas vantagens e desvantagens, mas a técnica que oferece resultados mais precisos é a *broadband*, apesar de ter um alcance mais curto que a *narrowband*[20].

O *Acoustic Doppler Current Profiler* (ADCP) mede a velocidade em células uniformes de medição, isto quer dizer que o ADCP divide o feixe acústico em segmentos uniformes; daí advém o nome de perfilador, uma vez que consegue criar um perfil da velocidade do canal ou de uma coluna de água. É neste facto que reside a diferença entre este tipo de instrumentos e os ADV – diferem na configuração, mas também na forma de coletar informação: os ADV utilizam feixes convergentes e apenas conseguem medir pequenos volumes de água; enquanto os ADCP utilizam feixes divergentes, medem um maior volume de água e conseguem criar perfis da coluna/canal[21].

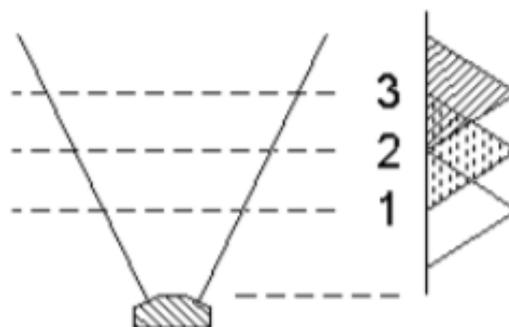


Figura 2.12: Exemplo de células uniformes de medição para criar perfis.

2.3 Métodos de constrição do caudal

A medição do caudal através de métodos de constrição deste envolve o uso de estruturas hidráulicas. Estas estruturas, como por exemplo: barragens, calhas ou orifícios, são colocadas sobre o canal e, com

isto, é possível gerar propriedades ao nível do fluxo de água que podem ser úteis para desenvolver relações entre o nível da água e o rácio de fluxo de água[11].

2.3.1 Método da barragem

As barragens, ao provocar a circulação de água sobre uma abertura (com dimensões e forma pré-concebidas), conseguem medir o fluxo de água. Este pode ser calculado recorrendo a equações que consideram a altura e largura da barragem.

Além de ser um método bastante dispendioso, requer mão de obra qualificada e também altera o *habitat* de espécies. Contudo, os resultados obtidos com este método são bastante precisos.

2.4 Métodos de medição indireta

Os métodos anteriores são viáveis e acessíveis para quase todo o tipo de terrenos. Os métodos de medição indireta são utilizados quando as condições não permitem uma medição direta do fluxo ou para localizações que não acessíveis.

2.4.1 Velocimetria por imagem de partículas

Tem o nome *Particle Image Velocimetry* (PIV) e é um método ótico que permite reconhecer a posição e movimento de partículas de um fluido ou sólido. Estas partículas, em muitos dos casos, têm que ser alimentadas com partículas traçadoras que são pequenas e leves o suficiente para se moverem à velocidade do fluido[9].

O seu princípio consiste em iluminar uma secção em dois instantes de tempo próximos através de um *laser*, registando a posição das partículas traçadoras previamente distribuídas no fluido, geralmente por meio de uma câmara digital. Estas duas imagens adquiridas são armazenadas e divididas em pequenas áreas, que depois são tratadas por métodos estatísticos para a determinação do deslocamento das partículas e, porventura, o campo de velocidade.

É um método que requer conhecimentos e treino técnico. Os instrumentos utilizados são bastante caros e conseguem obter resultados precisos, mas é necessário a sua validação, pois não existe uma medição direta do fluxo[22].

2.5 Comparação dos diferentes métodos para a medição do caudal

Com a descrição técnica de cada um dos métodos para a medição do caudal é possível fazer uma breve síntese e comparação entre eles, recorrendo à seguinte tabela.

Table 2.1: Comparação dos diferentes métodos para a monitorização do caudal.

Método	Técnica	Grau de Dificuldade	Custo Económico	Precisão	Tempo Requerido	Impacto Ecológico
Medição Direta	Volumétrico	Fácil	Barato	Alto	Eficiente	Não poluente
Velocidade Área	Objeto Flutuante	Fácil	Barato	Baixo	Eficiente	Não poluente
	Diluição	Difícil	Barato	Baixo	Eficiente	Afeta o ecossistema da corrente
	Trajectoria	Difícil	Barato	Alto	Ineficiente	Não poluente
	Medidor de Corrente	Difícil	Caro	Alto	Eficiente	Não poluente
	Acústico	Difícil	Caro	Alto	Eficiente	Poluente
Construção do caudal	Barragem	Difícil	Caro	Alto	Eficiente	Afeta o <i>habitat</i> das espécies locais
Medição Indireta	PIV	Difícil	Caro	Alto	Eficiente	Não poluente

3. Fundamentos teóricos

O sensor desenvolvido tem como princípio de funcionamento fenômenos físicos ondulatórios. A interação entre a onda de atuação gerada pelo transdutor piezoelétrico e o meio em estudo é o que possibilita a medição de certas grandezas físicas.

Neste capítulo são abordados conceitos físicos importantes para a compreensão do funcionamento do sensor acústico: primeiramente referido o efeito piezoelétrico e como este possibilita a geração de ultrassons. A seguir, são estudados vários fenômenos e efeitos da propagação do som em ambiente marinho e, por último, como é aplicado o efeito de *Doppler* para a medição da velocidade da água.

3.1 Piezoeletricidade

A piezoeletricidade é um fenômeno descoberto pelos irmãos Pierre e Jacques Currie, no período entre 1878 e 1880, e cujo prefixo deriva do grego *piezein*. Este fenômeno consiste na conversão de energia mecânica, por aplicação de pressão no material (podendo este ser um material cristalino, cerâmico ou matéria biológica), em energia elétrica. Contudo, o efeito inverso também pode acontecer.

Assim, a piezoeletricidade pode apresentar-se em duas formas: efeito piezoelétrico direto, em que a aplicação de uma força mecânica no material gera uma carga elétrica interna, e o efeito piezoelétrico inverso, em que a aplicação de um campo elétrico no material gera uma deformação do mesmo.

As principais características que conferem propriedades piezoelétricas a um cristal são a assimetria da sua estrutura atômica e a sua carga elétrica ser balanceada, ou seja, neutra[23]. Numa perspectiva atômica, o fenômeno é o seguinte: quando um cristal piezoelétrico é sujeito a uma ação mecânica, existe uma deformação na sua estrutura com a consequência de alterar o balanceamento de cargas positivas e negativas (já não existe cancelamento de cargas positivas e negativas), gerando assim uma tensão elétrica no cristal.

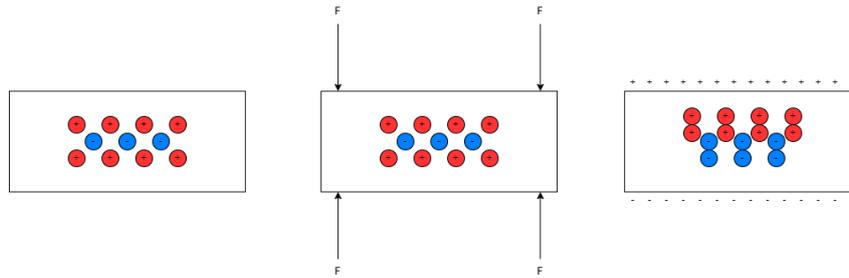


Figura 3.1: Modelo molecular simplificado para explicar o fenômeno piezoelétrico: na figura à esquerda o cristal encontra-se sem deformação e com as cargas balanceadas; na figura do meio é aplicada uma pressão (força mecânica) e na figura à direita o efeito da deformação.

A maioria dos cristais não possui propriedades piezoelétricas. O cristal natural mais importante que possui esta propriedade é o quartzo, que devido à sua grande abundância é amplamente utilizado em aplicações piezoelétricas. Além deste, existem cristais sintetizados artificialmente, como é o caso de cristais cerâmicos à base de titanato de bário ou zirconato de chumbo (PZT).

3.1.1 Geração de ultrassons

Quando sujeito a pulsos elétricos alternados a uma determinada frequência, o cristal piezoelétrico dá como resposta vibrações mecânicas (ondas acústicas) com a mesma frequência que os pulsos elétricos.

O som pode ser decomposto numa gama de frequências e classificado com base na sua magnitude. Assim, com base no diagrama abaixo, sempre que o material tiver como resposta vibrações mecânicas superiores a 20 kHz pode-se dizer que estamos na presença de ondas ultrassônicas.

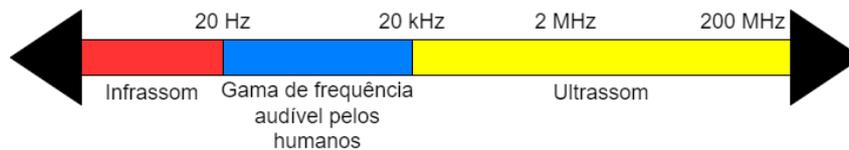


Figura 3.2: Espectro do som.

As ondas ultrassônicas deram origem a várias aplicações e instrumentos nos mais diversos ramos, como por exemplo, nas ecografias, no uso terapêutico, sonares, medidores de distância e de velocidade, solda ultrassônica, comunicação sem fios, etc.

3.2 Propagação de ondas acústicas em meio marítimo

A água, comparativamente com o ar, tem uma viscosidade maior, assim como uma capacidade de aquecimento e uma capacidade de condutividade das ondas acústicas maior[24]. Estas características tornam a propagação do som mais complexa, particularmente em ambientes como o oceano.

3.2.1 Velocidade do som

Para determinar a velocidade do som no oceano, é necessário atender a 3 parâmetros independentes. Estas são:

1. Temperatura;
2. Salinidade;
3. Profundidade

A expressão simplificada[25] da velocidade do som no oceano é a seguinte:

$$c = 1493.0 + 3(T - 10) - 0.006(T - 10)^2 - 0.04(T - 18)^2 + 1.2(S - 35) - 0.01(T - 18)(S - 35) + \frac{D}{61} \quad (3.1)$$

T : temperatura ($^{\circ}C$)

S : salinidade (g/kg)

D : profundidade (m)

A figura seguinte mostra o perfil da velocidade do som em função da profundidade, onde é possível associar a variação de cada parâmetro ao aumento ou redução de velocidade. Na camada superior, em contacto com o ar, fica a camada diurna em que há diferença de temperatura consoante as condições meteorológicas da noite e do dia; em seguida está a camada sazonal que demonstra alterações na velocidade do som consoante a estação (maior velocidade para temperaturas mais quentes); na camada seguinte, onde existe um maior decréscimo de velocidade, é onde também existe uma maior descida de temperatura. Por último, a camada isotérmica, onde a temperatura é sempre a mesma, a velocidade aumenta devido ao aumento da profundidade.

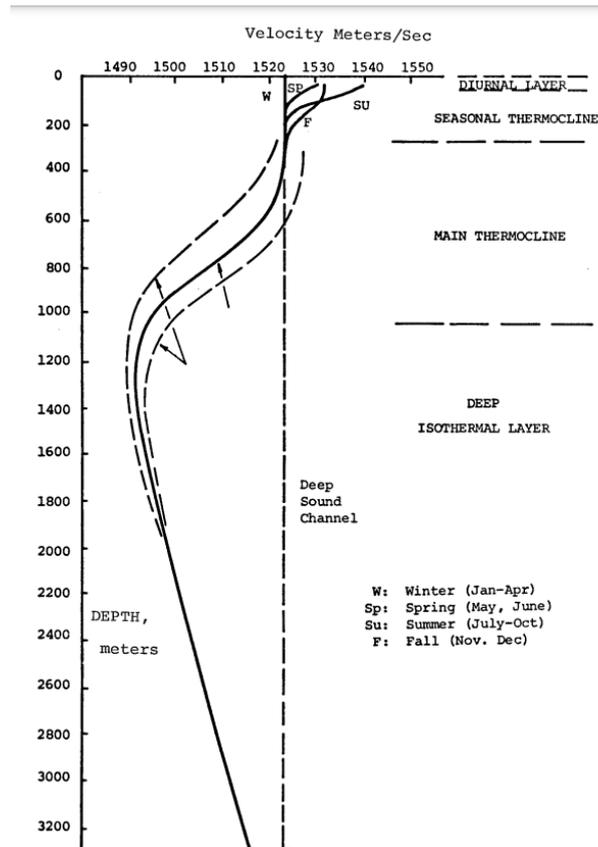


Figura 3.3: Perfil da velocidade do som no oceano[25].

3.2.2 Reflexão e dispersão acústica

O fenômeno da reflexão acústica ocorre quando uma onda sonora embate num obstáculo sendo refletida pelo mesmo, retornando assim para o seu meio de propagação. A energia do sinal refletido depende das características do obstáculo.

No caso da dispersão acústica, que está diretamente relacionada com o fenômeno anterior, a onda sonora é forçada a desviar-se da sua trajetória normal, por um ou mais caminhos, devido à existência de desconformidades no meio de propagação. Assim como no caso da reflexão, a energia do sinal disperso reside nas características das desuniformidades.

No meio marinho, existem diferentes obstáculos/desconformidades com diferentes características. Nas próximas subsecções são mencionadas essas características, assim como a relação entre os dois fenômenos.

Superfície do oceano

O fator principal que diferencia os dois fenômenos anteriores é a rugosidade da superfície, representada pelo coeficiente R . Quando na presença de uma superfície suave ($R < 1$), a onda sonora é refletida praticamente numa só direção, o que significa que não existem grandes perdas de energia, ou seja, o ângulo incidente é igual ao ângulo de reflexão — neste caso estamos na presença do fenômeno da reflexão

acústica. O contrário acontece quando a superfície se torna mais desuniforme ($R > 1$) — existem perdas de energia e o ângulo incidente não é igual ao ângulo de reflexão, assim estamos na presença da dispersão acústica.

Na figura seguinte estão ilustrados, respetivamente, os fenómenos da reflexão e dispersão relativamente à superfície do oceano.

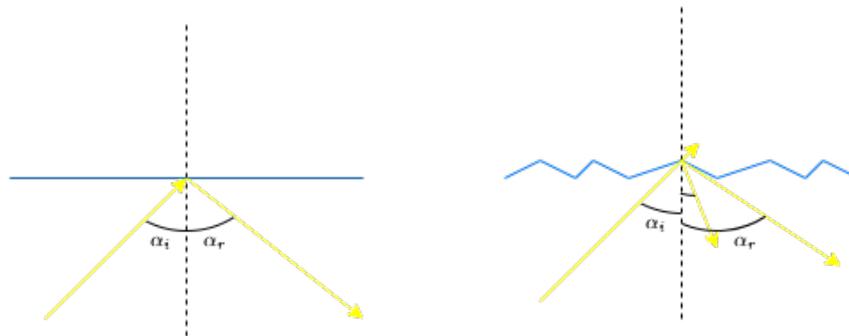


Figura 3.4: A figura à esquerda representa a superfície do oceano lisa, ou seja, sem ondas. Na figura à direita já estamos na presença de uma superfície com ondas, o que faz com a superfície seja mais rugosa.

A expressão que permite a obtenção do ângulo de reflexão relacionando a rugosidade é a seguinte:

$$R = 2 \frac{2\pi}{\lambda} h \sin \alpha \quad (3.2)$$

λ : comprimento de onda da onda sonora (m)

h : altura da superfície rugosa (onda) (m)

α : ângulo de reflexão ($^\circ$)

Tal como na superfície, o fundo do oceano também sofre dos mesmos fenómenos relativamente à propagação do som. Também serve como base para a reflexão e dispersão do som, permitindo a utilização de sonares a níveis de profundidade maiores.

A diferença principal reside no facto do retorno do som, por parte do fundo do oceano, ser muito mais vasto e complexo do que na superfície, por várias razões[25]. Tais como:

- O fundo do oceano é mais variável relativamente às propriedades acústicas, na medida em que a sua composição podem ser rochas duras, num extremo do espetro, ou lamas no outro lado do espetro;
- Consoante a profundidade, a densidade e a velocidade do som podem mudar gradual ou abruptamente (dependendo da camada em que se situa);

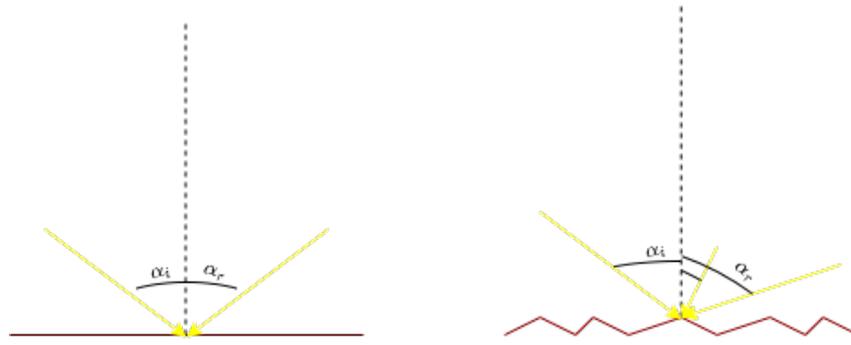


Figura 3.5: Fenômenos da reflexão e dispersão acústica, respectivamente, no fundo do oceano.

A magnitude da intensidade do som retornado após embater num obstáculo, seja na superfície, no fundo do oceano ou até em partículas suspensas, é expressa pela seguinte equação:

$$\mu = \mu_o e^{\left(\frac{-4\pi h \sin \alpha}{\lambda}\right)} \Rightarrow \mu = \mu_o e^{-R^2} \quad (3.3)$$

Onde μ_o é o coeficiente de reflexão que existiria caso a superfície fosse totalmente suave, ou seja, para um caso ideal e depende da densidade, compressibilidade, rigidez e absorção do material que a constitui. Já a componente exponencial representa o coeficiente da rugosidade do material, ou seja, expressa a redução de intensidade da onda refletida causada pela rugosidade do obstáculo, o que acontece geralmente nos casos reais.

Partículas suspensas

No oceano existem inúmeras partículas suspensas que são causadoras da reflexão ou dispersão das ondas acústicas. Estas podem-se manifestar de diferentes formas e tamanhos, tais como seres vivos, organismos marinhos, sedimentos ou até bolhas.

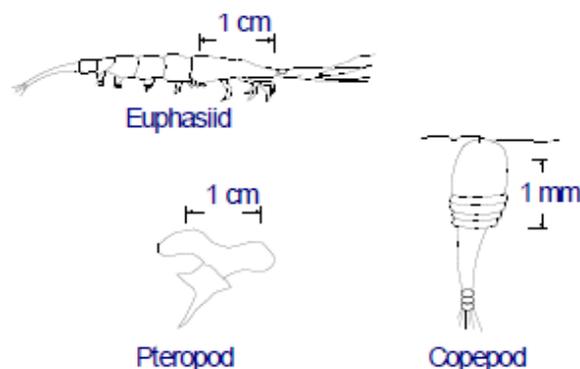


Figura 3.6: Típicos dispersores de som no oceano[19].

A propriedade física mais importante que determina as características acústicas de uma partícula é a sua porosidade[25]. Geralmente, materiais macios, maleáveis e porosos são bons isoladores acústicos,

enquanto materiais densos, lisos e duros têm mais tendência a refletir. A figura seguinte representa o efeito da reflexão e dispersão acústica face a estas partículas suspensas.

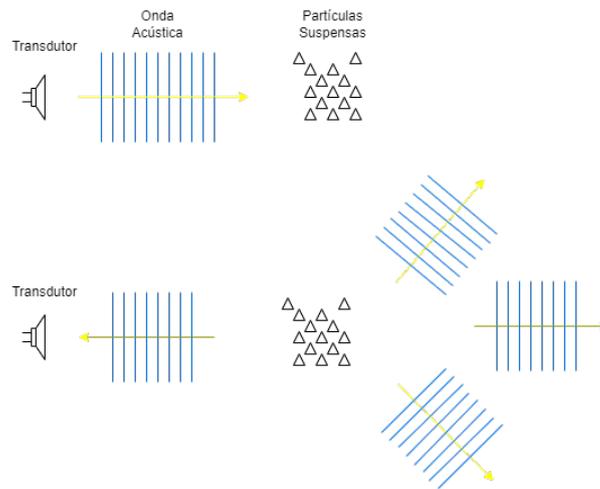


Figura 3.7: Na parte superior da figura o transdutor emite pulsos de som. O caso abaixo representa uma pequena quantidade de energia a ser refletida para o transdutor e a restante a ser dispersa nas mais variadas direções.

3.2.3 Absorção acústica

Normalmente, como já foi visto anteriormente, a energia radiada por uma onda acústica quando embate num obstáculo é refletida ou dispersa. Neste caso, durante o embate da onda sonora num obstáculo, a energia elástica da onda é convertida em calor e resulta num aquecimento do meio, assim como perda de energia no sinal. Este fenómeno é conhecido como absorção acústica.

O rácio de absorção num objeto depende muito da sua composição, das impedâncias acústicas de ambos os meios, assim como das propriedades incidentes, tais como a frequência e o ângulo. Matéria mais mole e rugosa tem maior tendência para absorver o som, no sentido contrário, matéria mais dura e lisa tem mais tendência para refletir.

3.2.4 Efeitos dos fenómenos anteriores na propagação do som

Reverberação

Imaginemos o caso de uma guitarra elétrica com o efeito do pedal *reverb*. Este efeito retrata a persistência do som após este ter sido criado e chegar ao recetor várias vezes.

No meio marinho, a reverberação é uma interferência ao nível do transdutor recetor. Esta interferência é produzida pela onda acústica que após sofrer dispersão é refletida de volta para o recetor, ou seja, o som chega ao recetor mais do que uma vez (forma reiterativa) e por múltiplos caminhos, o que faz com que exista uma sobreposição de sinais[26].

A diferença da reverberação e de eco reside no tempo de reverberação — o eco é mais longínquo em termos temporais, só retorna quando a onda acústica é totalmente extinta.

Atenuação

Os vários tipos de perdas de energia por parte da onda sonora podem ser maioritariamente agrupados nas perdas por atenuação[27]. Este tipo de perdas inclui as perdas por absorção, reflexão e dispersão, onde a absorção tem o maior peso no conjunto total.

A atenuação aumenta com a frequência e a dependência entre a frequência e a atenuação pode ser dividida em quatro regimes, como mostra a seguinte figura.

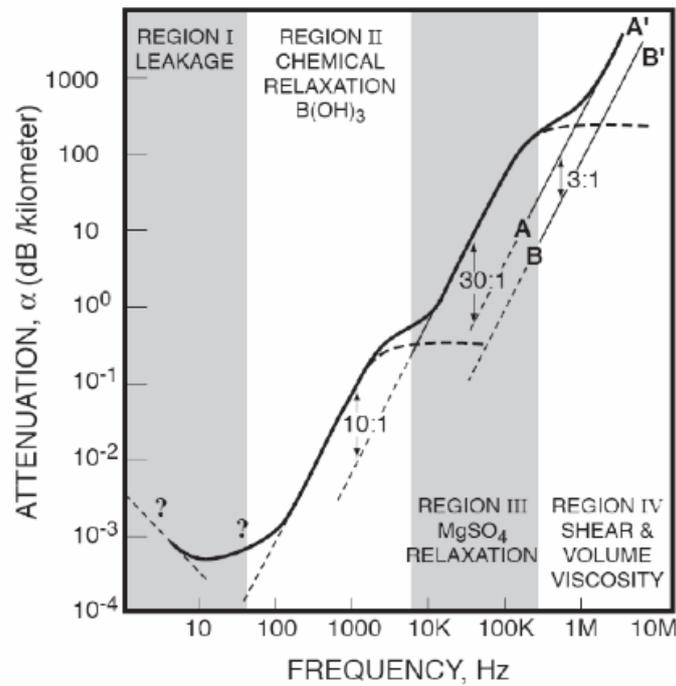


Figura 3.8: Regiões divididas com base nos diferentes regimes de atenuação[28].

Uma aproximação geral do impacto da atenuação é dada pela seguinte expressão[28]:

$$\alpha = 3.3 * 10^{-3} + \frac{0.11f^2}{1 + f^2} + \frac{43f^2}{4100 + f^2} + 2.98 * 10^{-4} f^2 \quad (3.4)$$

f : frequência (Hz)

α : atenuação (dB/km)

Ruído

Existem essencialmente dois tipos de ruído no oceano: ruído natural e ruído produzido pelo Homem. Geralmente, a movimentação dos navios é o ruído mais impactante, mas nestes últimos anos o ruído oriundo das plataformas petrolíferas tem sido cada vez mais notório[28]. Já no outro lado do espectro, o ruído natural tem como principais fontes as ondas à superfície, ruído térmico e também movimentação da água nas zonas mais profundas.

3.3 Efeito de Doppler para a medição da velocidade da água

O efeito de *Doppler* é um fenómeno físico traduzido pela mudança de frequência de uma onda, quando emitida ou refletida, por uma fonte em movimento em relação ao observador ou um observador em movimento em relação a uma fonte. Foi-lhe atribuído este nome em homenagem ao físico austriaco, Christian Doppler, que descreveu este fenómeno em 1842.

Um bom exemplo do efeito de *Doppler* é o som produzido pelo comboio – à medida que o comboio se aproxima do observador, o som da buzina é mais agudo; quando este se afasta do observador, o som da buzina é mais grave. Com isto em conta, é possível calcular a que velocidade o comboio se movimenta[29], visto que a mudança de tom da buzina é proporcional à velocidade do comboio.

No meio aquático este método apresenta certas vantagens, tais como: a obstrução de menor fluxo de água e um baixo consumo energético. Contudo, apresenta algumas limitações, uma vez que o desempenho deste método é dependente das propriedades físicas do fluido em estudo, como, por exemplo, a temperatura, a condutividade do som e a densidade de partículas presentes. Este último fator é extremamente importante, pois para este método ser funcional tem que obedecer à premissa de que existem partículas refletoras no fluido. Neste sentido, o efeito de *Doppler* não é apropriado para líquidos limpos.

Neste caso, assumindo que o observador é o transdutor que desempenha a função de recetor no preciso momento, a fonte é o sinal acústico e o meio é a água. A equação geral do efeito de *Doppler* é a seguinte:

$$f = \left(\frac{c \pm v_r}{c \pm v_s} \right) * f_0 \quad (3.5)$$

f : frequência recebida (Hz)

f_0 : frequência emitida (Hz)

v_r : velocidade do recetor em relação ao meio (m/s)

v_s : velocidade da fonte em relação ao meio (m/s)

c : velocidade de propagação das ondas no meio (m/s)

A equação (3.5) pode ser simplificada[30], visto que o transdutor recetor está fixo em relação ao meio e que o sinal acústico está em movimento na direção do recetor:

$$f = \left(\frac{c}{c - v_s}\right) * f_0 \quad (3.6)$$

De modo a determinar a velocidade da água:

$$\begin{aligned} f &= \left(\frac{c}{c - v_s}\right) * f_0 \\ \Rightarrow \frac{f}{f_0} &= \frac{c}{c - v_s} \\ \Rightarrow \frac{f}{f_0} * (c - v_s) &= c \\ \Rightarrow c - v_s &= \frac{c * f_0}{f} \\ \Rightarrow v_s &= c - \frac{c * f_0}{f} \\ \Rightarrow v_s &= c * \left(1 - \frac{f_0}{f}\right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

A equação simplificada (3.7) será a utilizada para cálculo da velocidade do sensor com base na frequência emitida e recebida, assim como a velocidade de propagação das ondas acústicas no meio aquático.

A configuração escolhida para o sistema é simples e está representada no esquemático seguinte: os transdutores piezoelétricos estarão frente a frente, a uma distância relativamente curta, cerca de 20 a 50cm, para não existirem perdas significativamente grandes. Para simular o ambiente marinho e para um melhor desempenho deste método, foram adicionadas partículas refletoras no tanque. Este esquemático representa apenas a disposição para testes no tanque.

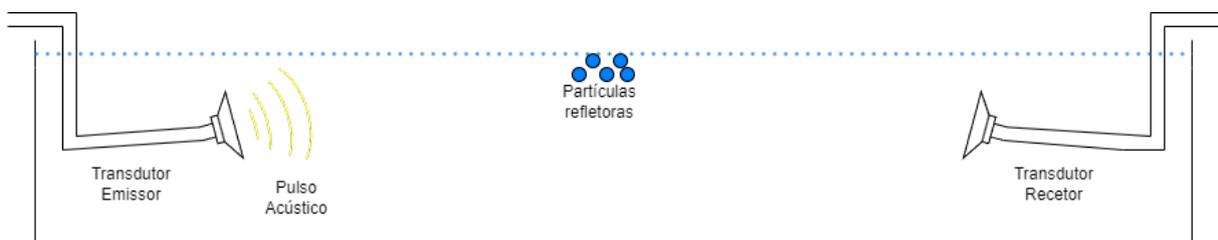


Figura 3.9: Configuração do sistema.

3.4 Medição da velocidade da água através do método tempo de voo

Este método tem como princípio a medição do intervalo de tempo que um sinal demora a percorrer uma distância, num determinado meio, entre dois pontos. Esta informação pode ser depois processada para medir a velocidade ou a distância percorrida pelo sinal acústico.

As desvantagens do método anterior tornam-se vantagens no método do tempo de voo, ou seja, este método não é afetado pelas propriedades físicas do fluido em estudo e não é dependente da existência de partículas refletoras, e, tem os mesmos benefícios (baixo consumo energético e obstrução de menor fluxo de água).

Existem duas formas distintas para o sinal ser detetado: direta ou indiretamente. Na figura seguinte está representado o tempo de voo com comunicação direta, que serve, também, como ponto de partida para a obtenção da equação a ser utilizada no processamento da velocidade da água, assim como a disposição do sistema no aquário.

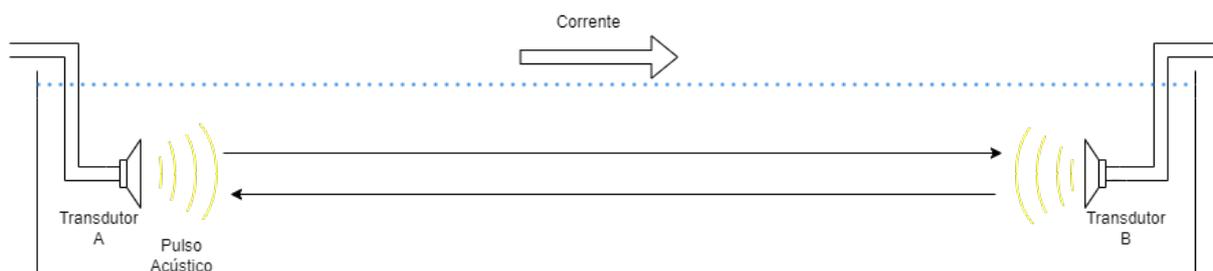


Figura 3.10: Tempo de voo com comunicação direta entre os piezoelétricos.

É natural que a ausência de corrente no fluido o torne estático, ou seja, o fluido tem uma velocidade nula. Assim, o tempo que o som demora a percorrer o trajeto desde o transdutor A até ao transdutor B é igual no sentido contrário. Quando na presença de corrente, como na Figura 3.10, o tempo que o pulso acústico demora a percorrer o trajeto desde o transdutor A até ao transdutor B é menor que no sentido contrário. Com esta informação e conhecendo a distância entre os transdutores, é possível retirar a velocidade de propagação de som no meio:

$$c = \frac{d}{t} \quad (3.8)$$

d: distância entre os transdutores (m)

c: velocidade de propagação do som no meio (m/s)

t: tempo de propagação do som entre os dois transdutores (s)

Utilizando a expressão anterior para cada um dos trajetos (transdutor A para o transdutor B e vice-versa), podemos escrever as seguintes expressões:

$$t_{AB} = \frac{d}{c + v} \quad t_{BA} = \frac{d}{c - v} \quad (3.9)$$

A variável pretendida é a velocidade a que se move o fluido, v . Assim, foram desenvolvidas as equações:

$$c = \frac{d}{t_{AB}} - v \quad c = \frac{d}{t_{BA}} + v \quad (3.10)$$

Assumindo que não existem alterações das propriedades do meio no intervalo de tempo em que se registam as medições do tempo entre o transdutor A até ao transdutor B e vice-versa, podemos assumir que a constante c (velocidade de propagação do som no meio), é igual em ambos os momentos, podendo, então, ser anulada. Assim:

$$\begin{aligned} \frac{d}{t_{AB}} - v &= \frac{d}{t_{BA}} + v \\ \Rightarrow 2 * v &= \frac{d}{t_{AB}} - \frac{d}{t_{BA}} \\ \Rightarrow v &= \frac{d}{2} * \left(\frac{1}{t_{AB}} - \frac{1}{t_{BA}} \right) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Com a equação simplificada é possível aferir a velocidade do meio recorrendo ao tempo de voo entre os dois transdutores fixos e a uma distância conhecida.

Porém, apesar da simplicidade e da capacidade de descobrir a velocidade do meio, o tempo de voo com comunicação direta não pode ser utilizado, pois a sua presença provoca perturbações na velocidade do fluido a analisar. Desta forma, houve a necessidade de optar pelo método do tempo de voo com comunicação indireta, como está ilustrado na figura seguinte.

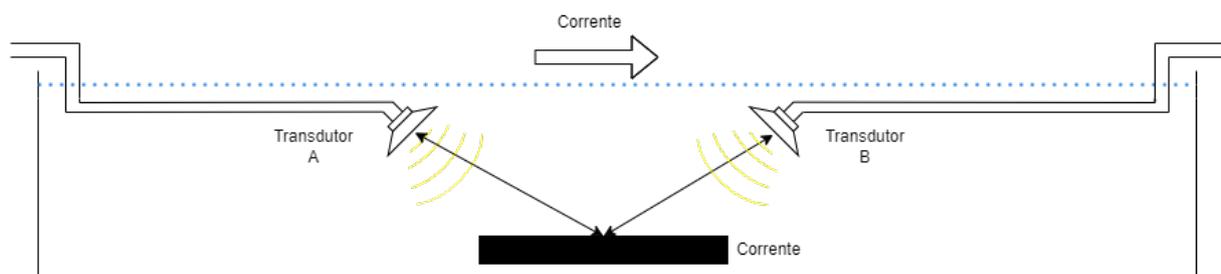


Figura 3.11: Tempo de voo com comunicação indireta entre os piezoeletricos.

Este tipo de comunicação envolve uma superfície de reflexão, incidida pelos dois transdutores com um ângulo fixo. Nesta configuração, a trajetória percorrida pelo sinal acústico aumenta e consequentemente a diferença de tempo de comunicação entre os transdutores também aumenta, isto é benéfico para o sistema, pois a resolução temporal é maior. A maior desvantagem associada a este tipo de comunicação é o facto de ser utilizada uma superfície de reflexão. Isto é, cada objeto tem, inevitavelmente, as suas próprias características de reflexão, absorção e transmissão. Assim, superfícies irregulares podem

causar complicações significativas para as medições do tempo de voo, como, por exemplo, reverberação, refração, dispersão, entre outros. Deste modo, o objeto a atuar como superfície refletora tem que ter um índice de reflexão elevado para ser possível obter o maior número de resultados possível.

A configuração da figura 3.11 pode ser simplificada, para formular as equações que caracterizam este modelo de medição, como se pode observar na figura seguinte.

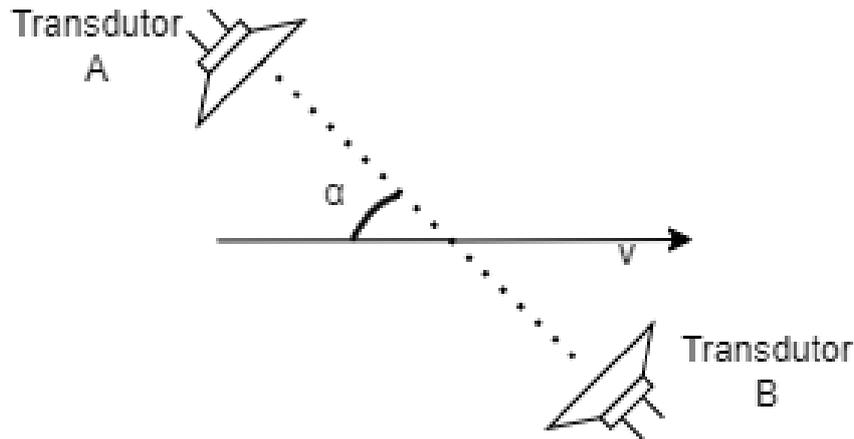


Figura 3.12: Tempo de voo com comunicação indireta entre os piezoelétricos simplificado.

Desta forma, passando para a dedução das fórmulas:

$$t_{AB} = \frac{d}{c - \cos(\alpha) * v} \quad t_{BA} = \frac{d}{c + \cos(\alpha) * v} \quad (3.12)$$

$$c = \frac{d}{t_{AB}} - \cos(\alpha) * v \quad c = \frac{d}{t_{BA}} + \cos(\alpha) * v \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{t_{AB}} - \cos(\alpha) * v &= \frac{d}{t_{BA}} + \cos(\alpha) * v \\ \Rightarrow 2 * \cos(\alpha) * v &= \frac{d}{t_{AB}} - \frac{d}{t_{BA}} \\ \Rightarrow v &= \frac{d}{2 * \cos(\alpha)} * \left(\frac{1}{t_{AB}} - \frac{1}{t_{BA}} \right) \end{aligned} \quad (3.14)$$

A equação 3.14 simplificada, será a utilizada para cálculo da velocidade da água, com base nos tempos de trajetória entre os transdutores, distância e ângulo de orientação dos transdutores.

4. Sensor acústico

O princípio fundamental da reflexão acústica consiste na emissão de pulsos acústicos e a receção dos seus ecos. O transdutor emissor tem a função de emitir o sinal ultrassónico que se propagará no meio. À medida que o sinal se afasta do emissor, este sofre perdas de energia sonora, chegando assim ao transdutor recetor com menos energia do que a que foi emitida.

Consequentemente, esta perda de energia sonora leva a um maior atraso da propagação do sinal desde o emissor até ao recetor.

Neste capítulo são desenvolvidos e implementados dois algoritmos para o cálculo da velocidade da água: tempo de voo e efeito de *Doppler*. Além disso, foi também desenvolvido todo o *hardware* inerente à atuação, receção e controlo de cada algoritmo implementado.

4.1 Transdutores ultrassónicos

No que toca à parte da transdução ultrassónica foram utilizados os transdutores piezoelétricos cerâmicos BII-7694 (1 MHz) e BII-7695 (2 MHz) da série BII-7690 da Benthowave Instruments Inc.



Figura 4.1: Exemplo de um transdutor piezoelétrico da gama BII-7690[31].

Estes transdutores acústicos são principalmente utilizados em sistemas pulsares ultrassónicos, como, por exemplo, sonares de curta distância (para medição da velocidade de corrente e medição de distâncias

subaquáticas), testes não destrutivos (detecção de falhas e caracterização de materiais) e imagem acústica (estudo da topografia do fundo do oceano)[31].

4.1.1 Características dos transdutores

Conforme o *datasheet* fornecido pelo fabricante e pelo estudo realizado na análise *Vector Network Analyzer* (VNA)[7] é possível retirar características para um bom funcionamento dos transdutores, assim como as zonas de operação ideais. As informações mais relevantes estão nas seguintes tabelas.

Table 4.1: Características dos transdutores acústicos fornecidas pelo fabricante.

Transdutor	Frequência (Hz)	Fator qualidade	Bandwidth (Hz)	Profundidade máxima (m)
BII-7694	1,0M	1,3	615,38k-1,384M	10m-300m
BII-7695	2,25M	1,3	1,384M-3,615M	

A profundidade máxima é afetada pelo encapsulamento de cada transdutor e limitada pelo comprimento do cabo. Com isto, consideramos uma profundidade máxima de operação até aos 10 metros, devido a uma maior facilidade de instalação e também atendendo à disponibilidade de material. Então, assumindo que os transdutores consigam ser operados em toda a sua banda entre os -3dB e considerando uma profundidade máxima de 10 metros, estima-se que poderão ser diferenciados vários valores da velocidade da água[31].

Table 4.2: Características dos transdutores acústicos na análise em VNA.

Transdutor	Frequência ideal de operação (Hz)	Resistência (Ω)	Reatância (Ω)	Impedância (Ω)
BII-7694	1,058M	66,315	-170,120	182,59
BII-7695	2,404M	10,218	-30,200	31,88

Porém, estes transdutores não eram suficientemente sensíveis e adequados para testes no aquário a uma profundidade relativamente baixa. Deste modo, foram utilizados outro tipo de sensores ultrassônicos, representados na seguinte figura[32].



Figura 4.2: Exemplo de um transdutor piezoelétrico utilizado.

É um sensor ultrassônico à prova de água com a capacidade de desempenhar ambas as funções de emitir e receber um pulso acústico. Na tabela seguinte estão expostos alguns dos parâmetros mais relevantes deste sensor.

Table 4.3: Tabela com alguns dos parâmetros mais importantes do sensor ultrassónico utilizado.

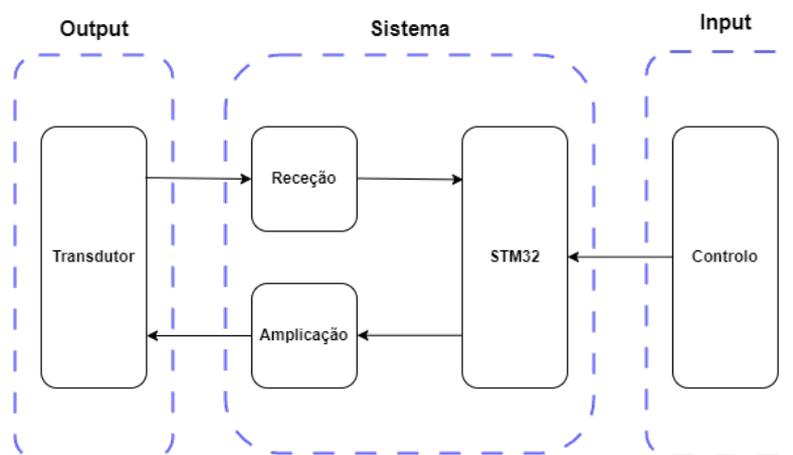
Parâmetros	
Frequência central (kHz)	40
Capacidade (pF)	1800
Sensibilidade (dB)	-82
Tensão máxima de entrada (Vpp)	150
Grau de disposição (°)	1.72
Temperatura de operação (°C)	-30 até 70

4.2 Hardware

O *hardware* eletrónico necessário para o funcionamento dos dois sistemas pode ser dividido em duas secções: transmissão e receção.

Na secção da transmissão foi necessário dimensionar o circuito eléctrico para amplificar o sinal vindo do microcontrolador para a alimentação do piezoelétrico. Na parte da receção foi necessário dimensionar um circuito para filtrar o ruído e para um bom acoplamento do sinal, e um circuito para limitar a tensão, assim como fazer a conversão de onda sinusoidal para onda quadrada.

Como os transdutores utilizados desempenham ambas as funções de transmissor e de recetor, também foi dimensionado um circuito de corte.

**Figura 4.3:** Arquitetura modularizada do sistema desenvolvido.

4.2.1 Microcontrolador

A escolha deste módulo é feita com base na capacidade de realizar o controlo de todo o sistema, como, por exemplo, a atuação e a sensorização, assim como o processamento dos dados adquiridos. Desta forma, a placa seleccionada foi a *STM32F767ZI* que utiliza o processador *ARM Cortex M7*. É uma placa com um custo comercial relativamente baixo, mas apesar de tudo apresenta um bom desempenho e é de baixo consumo (1,7V a 3,3V).

A placa possui um extenso *pinout*, com 168 portas programáveis (*General Purpose Input/Output* (GPIO)), facilmente configurável com recurso ao *software STM32CubeMX*, o que permite ter uma grande versatilidade e uma maior escalabilidade[33]. Algumas especificações fundamentais para a escolha da placa foram:

- 2 Mb de memória *Flash*
- 4 UARTs / 4 USARTs
- 3 12-bit ADC
- 2 12-bit DAC
- Oscilador de 26 MHz

A placa tem como funções: gerar os sinais sinusoidais através do seu *Digital Analog Converter* (DAC); fazer a leitura, cálculo da frequência do sinal recebido, processamento e armazenamento dos dados adquiridos; controlo de saídas lógicas para *switches*.

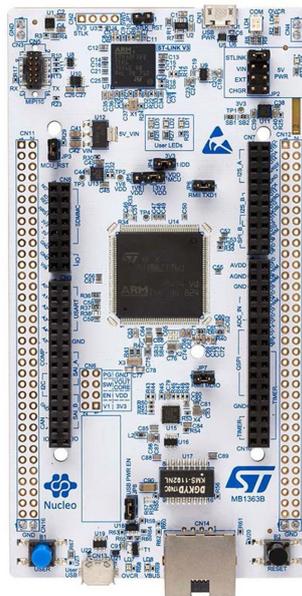


Figura 4.4: Placa de desenvolvimento *STM32F767ZI*.

4.2.2 Transmissão

A placa STM32, através do seu periférico DAC, gera sinais sinusoidais para a atuação dos transdutores piezoelétricos. Contudo, estes sinais têm uma potência insuficiente para alimentar os piezoelétricos. Para isso, é necessário projetar e desenvolver um circuito de amplificação do sinal.

O principal objetivo é amplificar ao máximo o sinal proveniente do DAC, aumentando assim a potência envolvida, pois, desta forma, quanto maior for a potência do sinal transmitido, melhor são os resultados por

parte do transdutor recetor. Uma das maiores dificuldades nesta fase foi a escolha de componentes que conseguissem amplificar o sinal de forma eficaz e que tivessem características apropriadas para esta tarefa, como, por exemplo: *slew rate* elevado e *Gain-Bandwidth Product* (GBW) suficiente para a frequência da onda gerada.

O circuito padrão de um amplificador de ponte completa tem um sinal de entrada, neste caso é o sinal proveniente do DAC, que alimenta os dois circuitos de amplificadores operacionais; um é não inversor e o outro é inversor (esta configuração permite dois sinais, em cada uma das saídas, desfasados 180°). Os valores dos componentes passivos são escolhidos para que ambos os amplificadores tenham o mesmo ganho e a tensão na carga é o dobro da saída em cada um dos amplificadores operacionais.

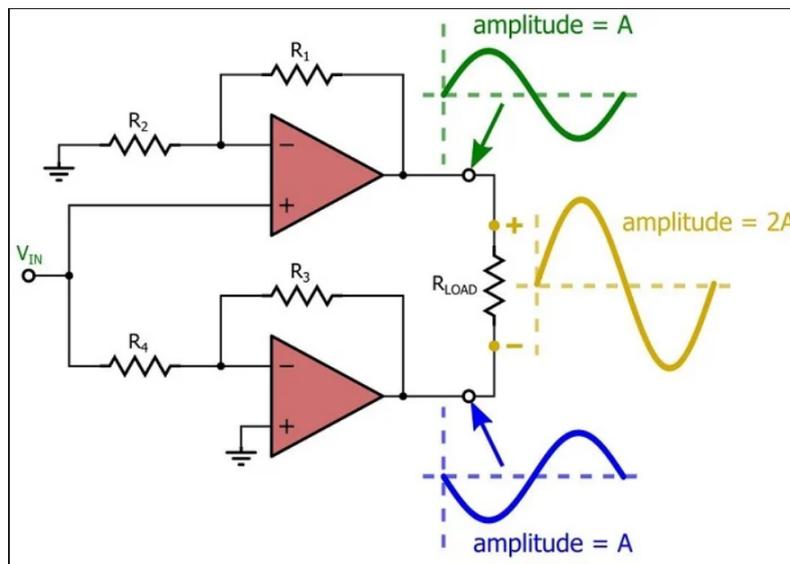


Figura 4.5: Esquemático padrão de um amplificador de ponte completa.

A principal vantagem deste circuito, além de amplificar a tensão, é, também, o facto de aumentar a potência na saída por um fator de 4. Isto pode ser comprovado com a equação da potência instantânea:

$$P_{LOAD} = \left(\frac{V_{PEAK}}{\sqrt{2}}\right)^2 * \frac{1}{R} \quad (4.1)$$

Operational Amplifier (OPAMP) THS3491

O THS3491 é um amplificador de alta frequência, amplamente utilizado para controlo de piezoelétricos e de *Field-Effect Transistor* (FET) de potência. Está especificado para operar, no máximo, a $\pm 16V$ com um *slew rate* de $8000V/\mu s$ e ganho unitário de banda larga até 900MHz. Este amplificador operacional tem um consumo máximo de 10mA e uma corrente de saída de 100mA.

Atendendo ao circuito anterior, com o THS3491 seria possível obter um ganho em tensão até valores próximos da sua alimentação.

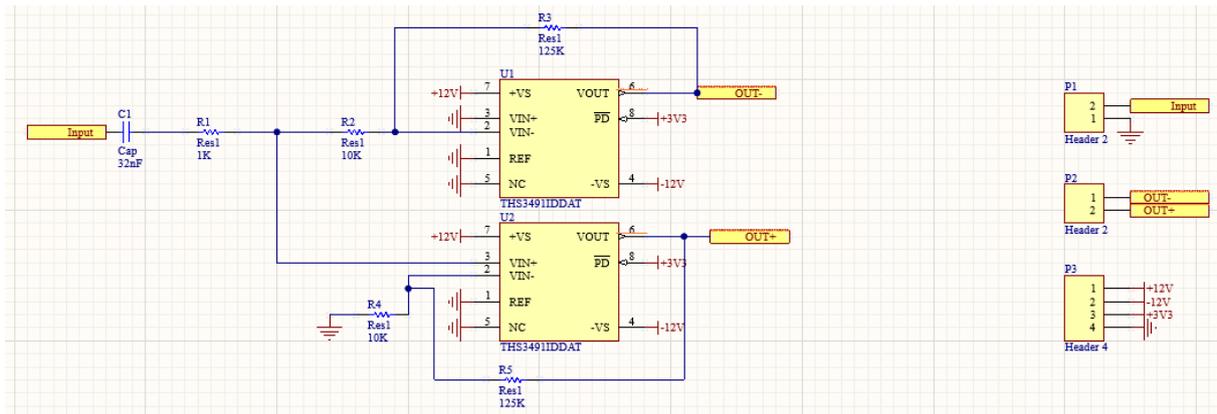


Figura 4.6: Esquemático do amplificador de ponte completa utilizando o THS3491.

Os OPAMPs U1 e U2 estão desenhados em montagem inversora e não inversora, respetivamente, com ganho fixo de 8Av. O sinal PD permite a ativação e a desativação do amplificador.

Assim, procedeu-se à simulação do circuito no programa *TINA-TI* e foi possível obter os seguintes resultados:

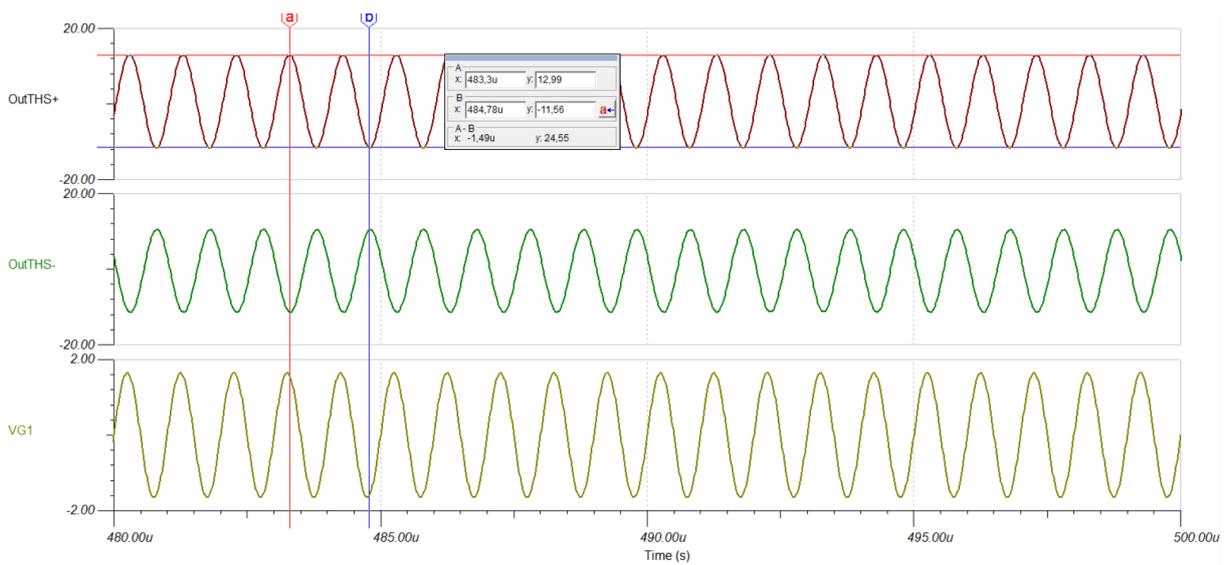


Figura 4.7: Resultados da simulação do circuito amplificador de ponte completa utilizando o THS3491.

Perante os resultados obtidos na simulação, é possível observar que para uma entrada de 3,3Vpp existe uma amplificação do sinal para perto dos 24Vpp.

Por fim, desenhou-se uma *Printed Circuit Board* (PCB) para este módulo de amplificação.

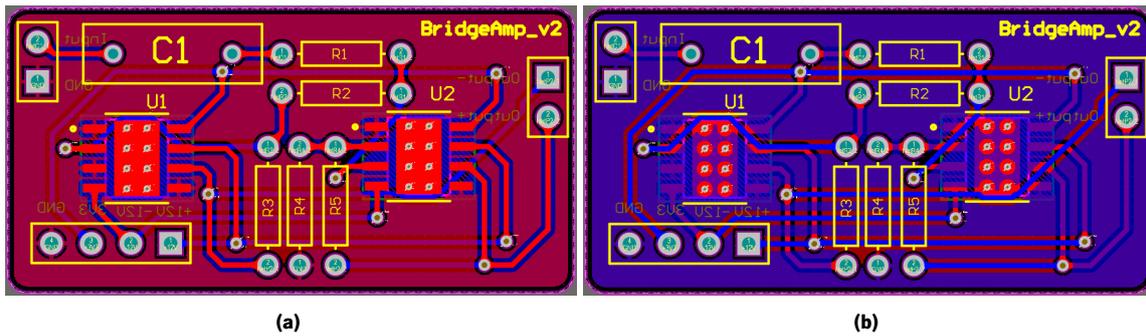


Figura 4.8: Desenho da PCB do circuito de amplificação com o OPAMP THS3491 no programa Altium. Na figura a) está a *top layer* e na figura b) está a *bottom layer*.



Figura 4.9: Circuito impresso do circuito de amplificação com o OPAMP THS3491.

OPAMP ADA4870

O circuito anterior, apesar de funcionar, apresentava algumas desvantagens: não tinha um elemento regulador para controlar o nível de tensão da onda de saída, a corrente de saída era insuficiente para a alimentação do piezoelétrico e a tensão mínima de *input* do THS3491 (500mV) era elevada comparativamente com o sinal proveniente do DAC (332mVpp para 1MHz). Portanto, houve a necessidade de escolher outro amplificador operacional e acrescentar um elemento regulador.

O ADA4870, tal como o THS3491, é um amplificador especificado para controlo de piezoelétricos e FETs de potência. Tem um *slew-rate* inferior ($2500\text{V}/\mu\text{s}$), mas apresenta uma corrente de saída maior, cerca de 1A. Pode ser alimentado de 10V a 40V.

Tal como o amplificador anterior, foi necessário dimensionar dois canais com sinais de atuação invertidos, acrescentado um elemento regulador em cada um dos sinais.

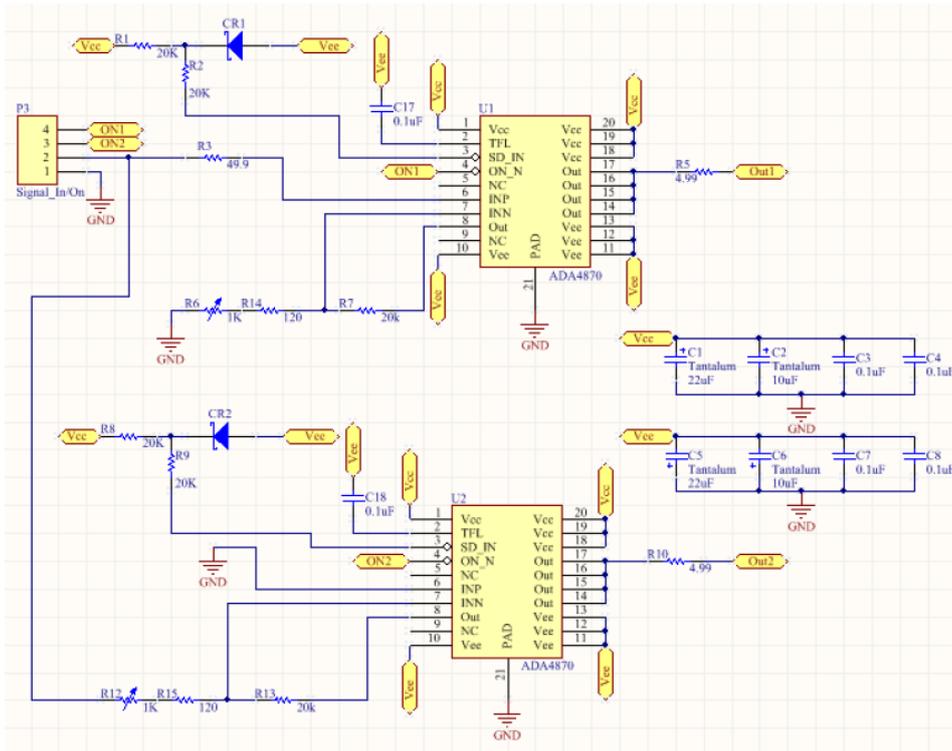


Figura 4.10: Esquemático do amplificador de ponte completa utilizando o ADA4870.

A diferença para o circuito anterior é a adição de elementos reguladores de ganho, neste caso, P1 e P2.

Mais uma vez, desenhou-se uma PCB[7] para este módulo de amplificação.

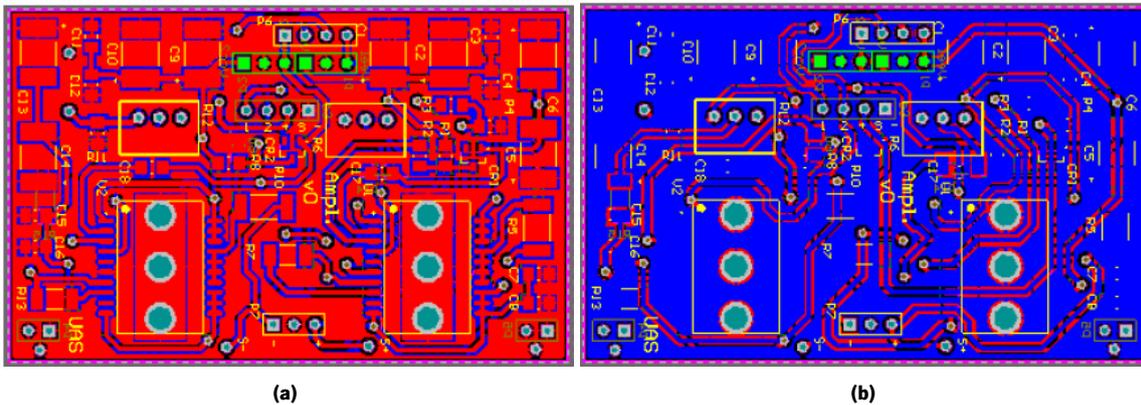


Figura 4.11: Desenho da PCB do circuito de amplificação com o OPAMP ADA4870 no programa Altium. Na figura a) está a top layer e na figura b) está a bottom layer).



Figura 4.12: PCB do circuito de amplificação com o OPAMP ADA4870.

4.2.3 Circuito de corte

O sistema necessita de fazer a atuação de dois piezoelétricos, uma vez que ambos desempenham a função de emissor e recetor. Deste modo, surge a necessidade de dimensionar um circuito que possa fazer a seleção do transdutor a operar, num determinado momento, como emissor ou recetor.

Uma solução seria utilizar como elemento de corte um relé, pois, geralmente, apresenta valores de tensão e corrente máximas indicadas para aplicações de maior potência, como neste caso. O fator determinante para não escolher esta solução recai sobre o tempo de comutação - a comutação do relé iria começar a apresentar deficiências após operar na gama de frequências utilizadas no sistema.

Outra solução, menos eficiente e económica, seria a replicação do *hardware*, tanto na transmissão, como na receção, para cada piezoelétrico.

Assim, a solução apropriada passou por utilizar um *switch* analógico com controlo através do micro-controlador, para selecionar o transdutor a atuar.

Switch analógico

Os *switches* analógicos não são dispositivos mecânicos, estes utilizam uma série de *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor* (MOSFET) para implementar a função de interruptor. O circuito de comando comuta a *gate* do MOSFET diretamente, possibilitando um tempo de comutação muito menor do que o de um relé. Também, em comparação com o relé, este dispositivo como não apresenta partes mecânicas tem um tamanho consideravelmente menor. Apesar destas duas vantagens, apresenta a desvantagem de não providenciar um isolamento completo entre a entrada e a saída do circuito, impossibilitando o seu uso para aplicações de maior potência.

Atualmente já existem *switches* analógicos capazes de serem utilizados para aplicações de maior potência. Neste caso, foi escolhido o componente MAX4655, que permite ser atuado com 2,4V e tem uma corrente máxima de 400mA, para desempenhar a função de elemento de corte. O seu tempo de comutação na subida é tipicamente de 140ns e na descida é de 65ns.

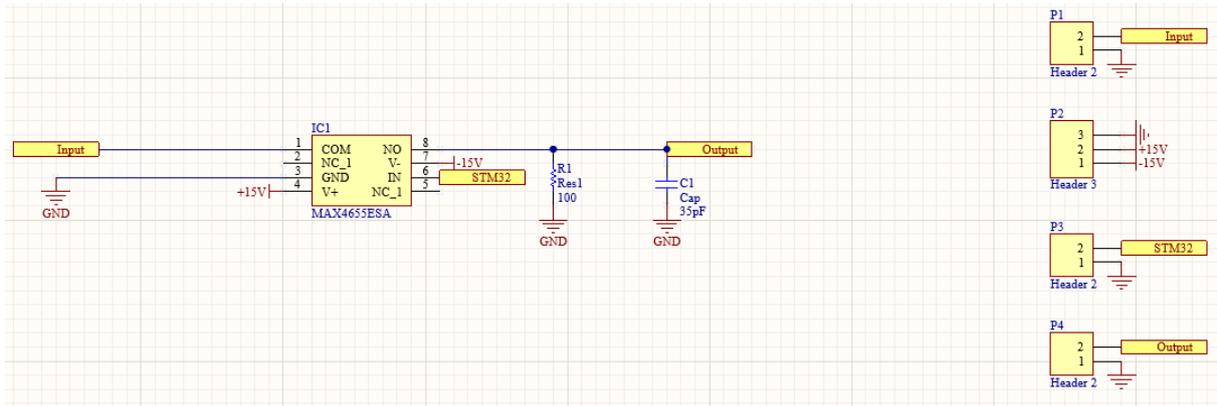


Figura 4.13: Esquemático do circuito de corte utilizando o MAX4655.

A resistência e o condensador na saída servem para eliminar o *offset* e a corrente e capacidade parasítica.

Atendendo à tabela de verdade do *switch* analógico, é possível observar que este fica ativo quando o sinal de controlo está no nível *LOW*, ou seja, o que equivale a 0V e fica desativado quando o sinal de controlo está no nível *HIGH*, que neste caso, é 3.3V.

Table 4.4: Tabela de verdade do *switch* analógico MAX4655

Valor lógico	Switch
0	High
1	Low

Em seguida, são apresentados os desenhos da placa de circuito impresso para o circuito de corte, assim como a placa impressa.

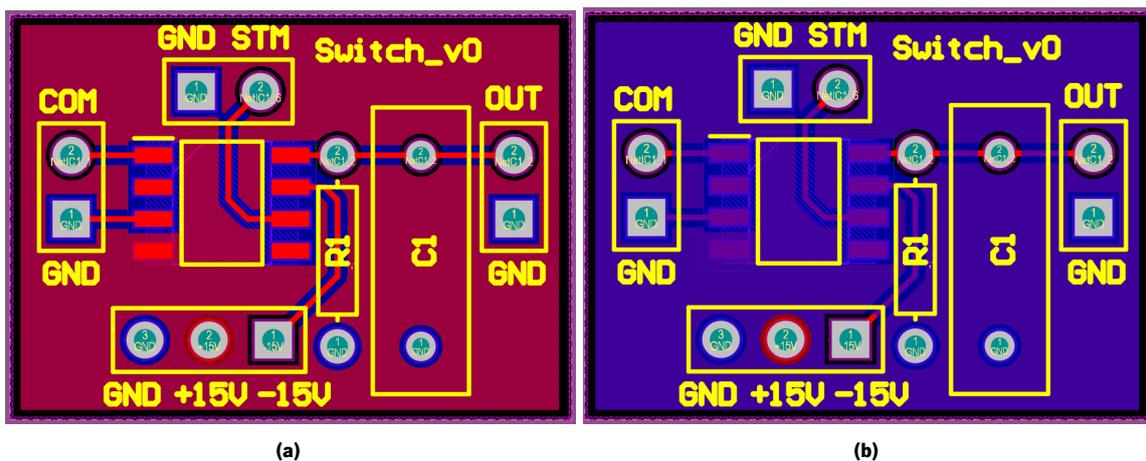


Figura 4.14: Desenho da PCB do circuito de corte com o *switch* analógico MAX4655 no programa Altium. Na figura a) está a *top layer* e na figura b) está a *bottom layer*.

Devido a fatores externos, não foi possível utilizar a PCB do circuito de corte para realizar testes. Desta forma, optou-se pela utilização de uma *veroboard*.

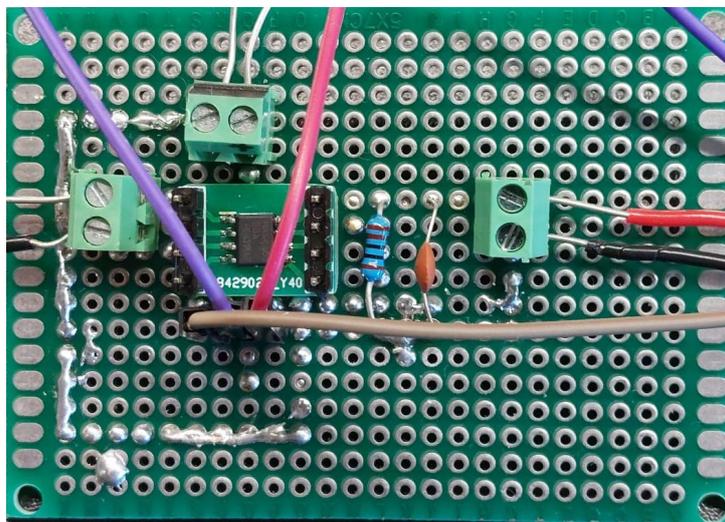


Figura 4.15: Veroboard do circuito do *switch analógico* utilizando o MAX4655.

4.2.4 Recepção

Visto que a transmissão acústica pela água a frequências elevadas é sujeita a vários fatores externos que podem prejudicar a qualidade do sinal recebido pelos transdutores ultrassônicos, o módulo de recepção tem que ser otimizado para ser possível, no mínimo, calcular a frequência do sinal recebido e conseguir medir o tempo que o sinal chega ao piezoelétrico.

Deste modo, foram dimensionados dois circuitos que fazem parte deste módulo: um circuito passa-alto de terceira ordem e um limitador de tensão, no que diz respeito ao sistema do algoritmo do efeito de *Doppler*. No que toca ao sistema do algoritmo do tempo de voo, apenas é necessário um circuito passa-alto, também de terceira ordem.

A escolha dos componentes recai no facto de terem poucas perdas e baixa inserção de ruído, assim como um GBW suficiente para a frequência da onda recebida.

Filtro passa-alto para o efeito de Doppler

O oceano tem várias fontes de ruído em cada um dos extremos do espectro e inconstantes, uma vez que estas fontes diferem de localização para localização. Estas fontes podem ser antropogénicas ou naturais, como, por exemplo, as baixas (<1kHz) e médias frequências (1-20kHz) predominam as atividades humanas. Na gama das frequências mais elevadas (>20kHz), temos mais fontes naturais, como, por exemplo, o chamamento de certos animais marinhos (golfinhos e orcas). Por estas razões, a implementação de um filtro passa-alto é crucial para uma boa recepção do sinal.

A vantagem de um circuito deste tipo é a atenuação do sinal para frequências menores que a frequência de corte. O filtro passa-alto ideal teria uma resposta instantânea, ou seja, sofreria uma transição

imediate entre a banda de rejeição e a banda passante. A maior desvantagem do filtro passa-alto é a linearidade relacionada entre o tempo de atraso da resposta do sinal e a ordem do filtro. Desta forma, existe a necessidade de escolher um filtro de ordem que seja suficiente para uma boa recepção e que não cause um grande tempo de atraso do sinal.

Desta forma, foi dimensionado um filtro passa-alto ativo de terceira ordem com uma resposta do tipo *Chebyshev*. Apesar deste tipo de resposta apresentar um atraso considerável (atraso este que pode ser anulado recorrendo a *software*) é, também, o que apresenta maior atenuação para a banda de rejeição. A escolha do elemento ativo também é crucial para um bom desempenho do circuito, pois a escolha indevida deste elemento pode acrescentar uma fonte de ruído adicional. Tendo isto em conta, o OPAMP escolhido para esta aplicação foi o OPA828. Este amplificador operacional apresenta um valor de ruído em frequência de apenas $4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ e tem um GBW de 45MHz.

O circuito dimensionado tem uma frequência de corte de 500kHz, frequência de rejeição de 50kHz e ganho unitário. É composto por dois andares como é possível observar no esquemático seguinte.

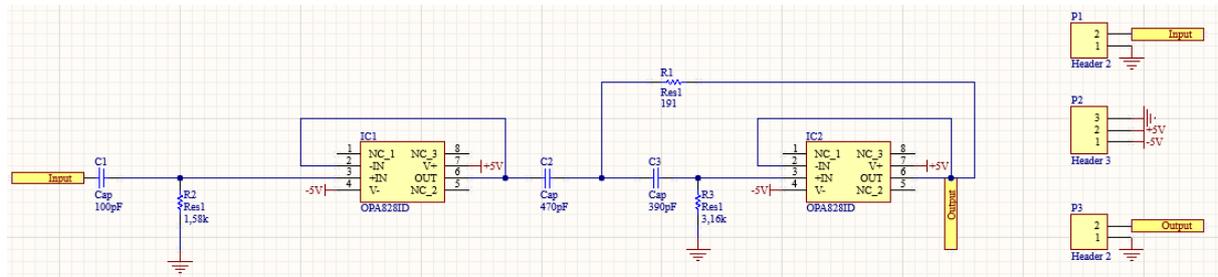


Figura 4.16: Esquemático do circuito passa-alto dimensionado para o algoritmo do efeito de *Doppler* utilizando o OPA828.

Atendendo ao diagrama de bode seguinte é possível demarcar a separação da banda de rejeição com a banda passante através do valor da frequência de corte, indicada pelo ponto -3dB. Este valor não é o valor calculado devido à tolerância dos componentes passivos.

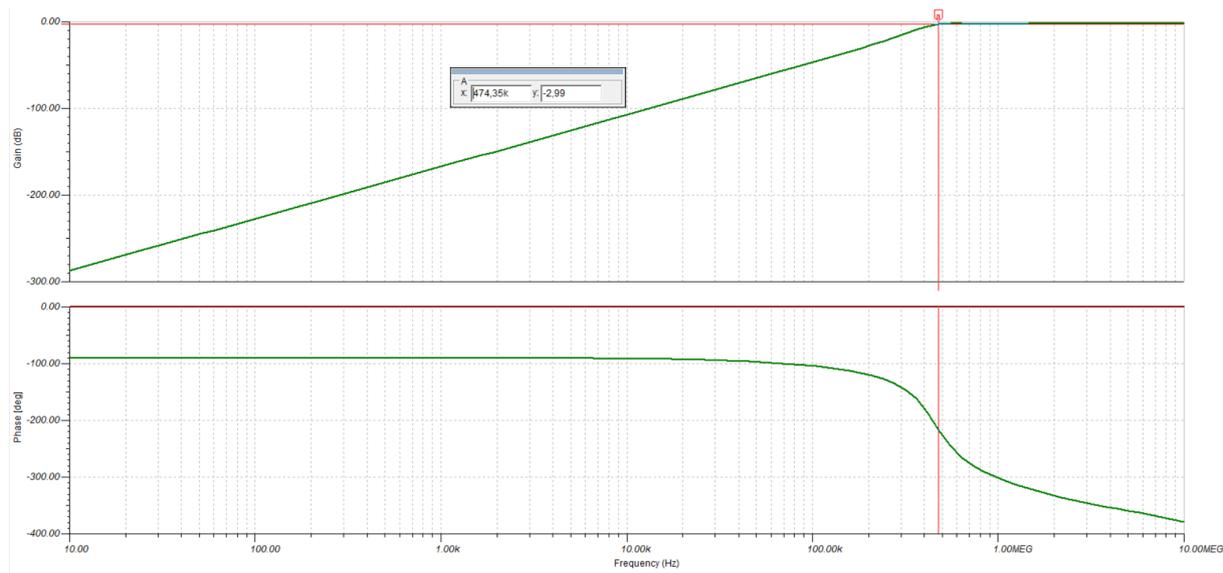


Figura 4.17: Resultados da simulação das características de transferência AC do circuito passa-alto.

No final, foi desenhada a placa de circuito impresso para o circuito passa-alto.

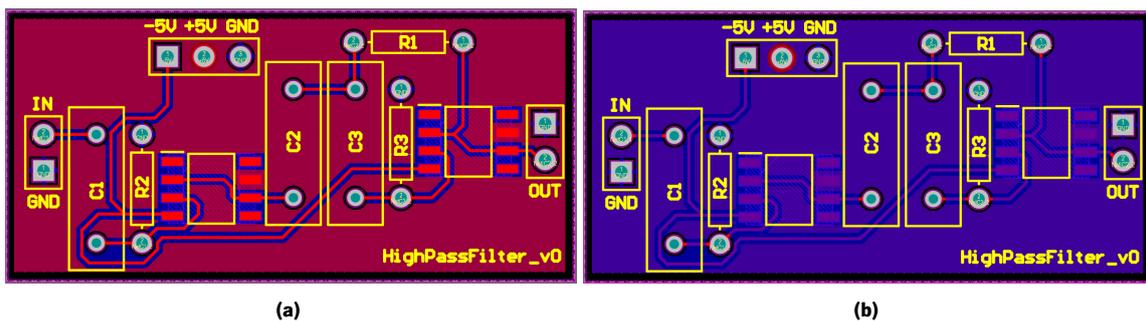


Figura 4.18: Desenho da PCB do circuito passa-alto com o OPAMP OPA828 no programa Altium. Na figura a) está a *top layer* e na figura b) está a *bottom layer*.



Figura 4.19: PCB do circuito do filtro passa-alto com frequência de corte de 500kHz utilizando o OPAMP OPA828

Circuito limitador de tensão

Um dos obstáculos encontrados foi limitar a tensão do sinal recebido, uma vez que a leitura da frequência do sinal ou a leitura do instante de tempo em que recebe o sinal é feita através de um pino externo e a tensão máxima de *input* da STM32 é de 4V. Além de limitar a tensão do sinal recebido, este circuito deve, também, converter a onda sinusoidal para uma onda quadrada, pois, digitalmente, existem mais benefícios associados a uma onda quadrada do que a uma onda sinusoidal.

Uma das formas mais eficazes para cumprir as exigências mencionadas anteriormente é o desenvolvimento de um circuito comparador com histerese, mais conhecido por *Schmitt Trigger*. Este tipo de circuito é a solução para certos problemas, tais como: quando a ascensão positiva e negativa do sinal são lentas, isto pode criar problemas de oscilação e de excesso de corrente, o que pode danificar o dispositivo; filtração de sinais com muito ruído e a conversão de uma onda sinusoidal para uma onda quadrada.

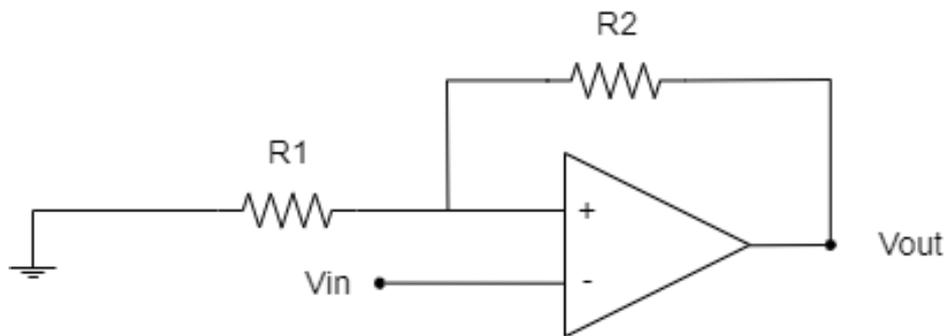


Figura 4.20: Exemplo de um circuito comparador do tipo *Schmitt Trigger*.

O circuito tem tensões de *threshold* separadas para a ascensão positiva e negativa. No diagrama seguinte estão representadas duas bandas. A banda no topo representa o ponto de *trigger* na ascensão positiva e a banda em baixo representa o ponto de *trigger* na ascensão negativa. São representadas como bandas, uma vez que existe sempre alguma tolerância na sua especificação. A diferença entre o fundo da banda de cima e o topo da banda de baixo é a histerese do circuito.

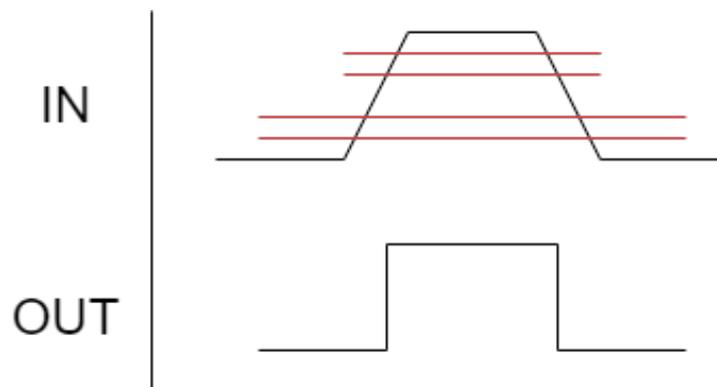


Figura 4.21: Diagrama explicativo do circuito *Schmitt Trigger*.

Existem várias formas de projetar um circuito deste tipo, seja com circuitos integrados lógicos embutidos com *Schmitt Trigger* na sua entrada, com comparadores de tensão, com OPAMPs ou até mesmo com transistores. Neste caso foi escolhido dimensionar um circuito *Schmitt Trigger* recorrendo a um comparador de tensão, pois apresenta maior vantagem em relação aos outros: comparativamente com um circuito integrado lógico tem a vantagem de podermos alterar a tensão de *threshold*, enquanto que nesses circuitos integrados esta é fixa; os OPAMPs são mais lentos do que um comparador quando este se comporta como um e no caso de transistores, o circuito era mais espaçoso. Assim, o comparador utilizado foi o LM339. Este comparador tem várias aplicações, como, por exemplo, para detetor de picos, osciladores e para *level-shifters*.

Atendendo ao circuito exemplo anterior (Figura 4.20), o circuito dimensionado inclui algumas melhorias, tais como: adição de um condensador e resistência para bloquear a componente *Direct Current* (DC) do sinal; adição de divisores resistivos e adição de uma resistência *pull-up* na saída do comparador para diminuir a corrente na saída.

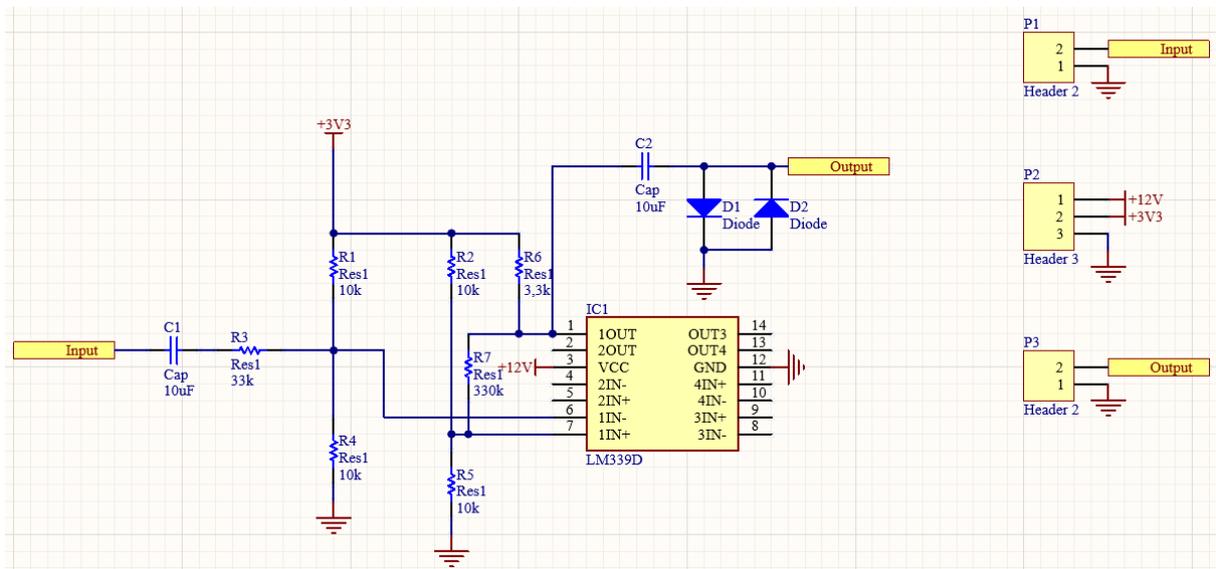


Figura 4.22: Esquemático do circuito *Schmitt Trigger* utilizando o comparador LM339.

Mais uma vez, procedeu-se à simulação do circuito e foi possível obter os seguintes resultados:

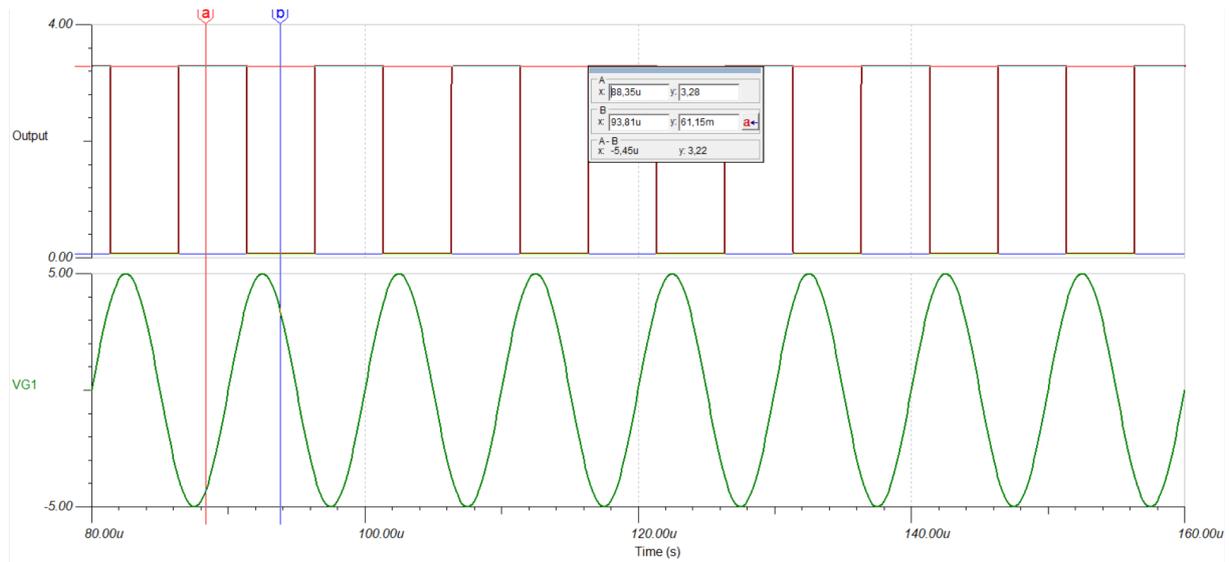


Figura 4.23: Resultados da simulação do circuito *Schmitt Trigger* utilizando o comparador LM339.

Analisando os resultados obtidos na simulação, é possível afirmar que o circuito cumpre os dois requisitos: transformar a onda sinusoidal em quadrada e limitar a tensão para 3,3Vpp.

Finalmente, foi desenhada uma PCB para o módulo do limitador de tensão.

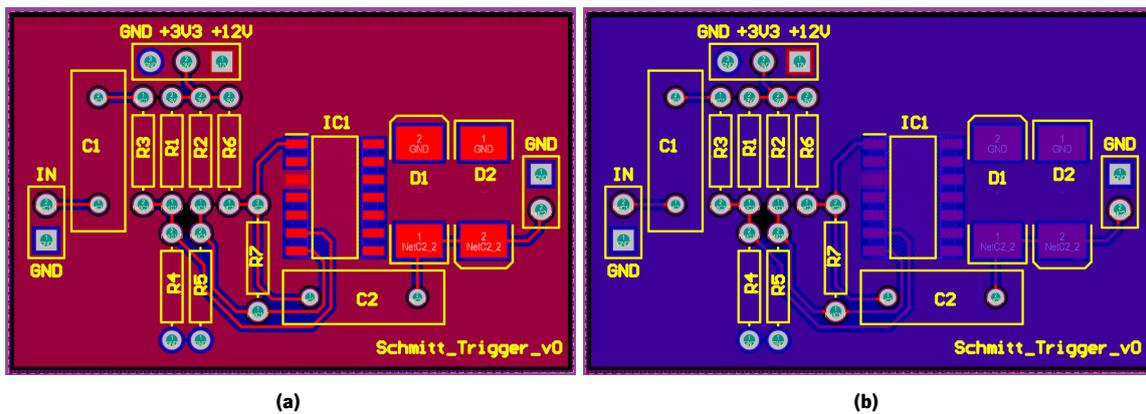


Figura 4.24: Desenho da PCB do circuito *Schmitt Trigger* com o comparador LM339 no programa Altium. Na figura a) está a *top layer* e na figura b) está a *bottom layer*.



Figura 4.25: PCB do circuito *Schmitt Trigger* utilizando o comparador LM339.

Filtro passa-alto para o tempo de voo

Da mesma forma que foi dimensionado e implementado um filtro passa-alto para o algoritmo do efeito de *Doppler*, também é necessário o correto dimensionamento e implementação de um circuito deste tipo, mas, desta vez, para o algoritmo de tempo de voo. A diferença notória entre estes dois circuitos é o facto de terem uma frequência de corte diferente e, conseqüentemente, uma frequência de rejeição diferente. O ganho continua a ser unitário e o elemento ativo continua a ser o OPAMP OPA828.

Atendendo ao esquemático seguinte é possível observar que o *layout* é semelhante ao filtro passa-alto dimensionado para o efeito de *Doppler*, pela simples razão de as placas impressas já estarem disponíveis, assim como pelo facto do elemento ativo ainda estar disponível para testes e implementação.

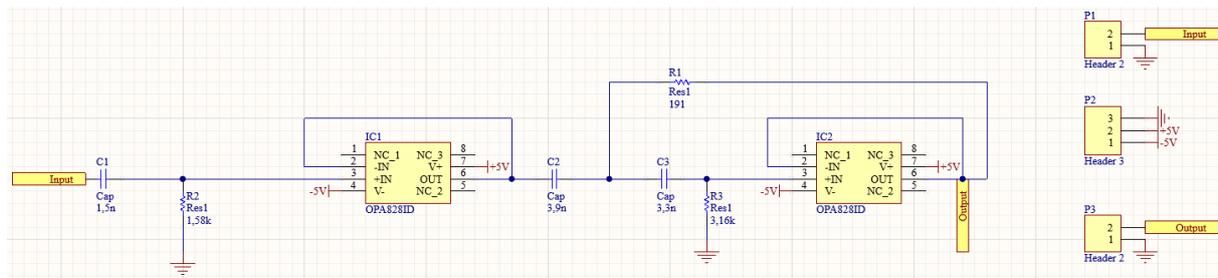


Figura 4.26: Esquemático do circuito passa-alto dimensionado para o algoritmo do tempo de voo utilizando o OPA828.

Observando a simulação do circuito, é possível aferir que a frequência de corte, valor dado pelo ponto -3dB, é de aproximadamente 50kHz. Esta é a principal diferença relativamente ao outro circuito passa-alto dimensionado, uma vez que a onda gerada para o algoritmo do tempo de voo tem uma frequência substancialmente menor (270kHz). Logo, a frequência de corte do filtro passa-alto também tem que ser menor.

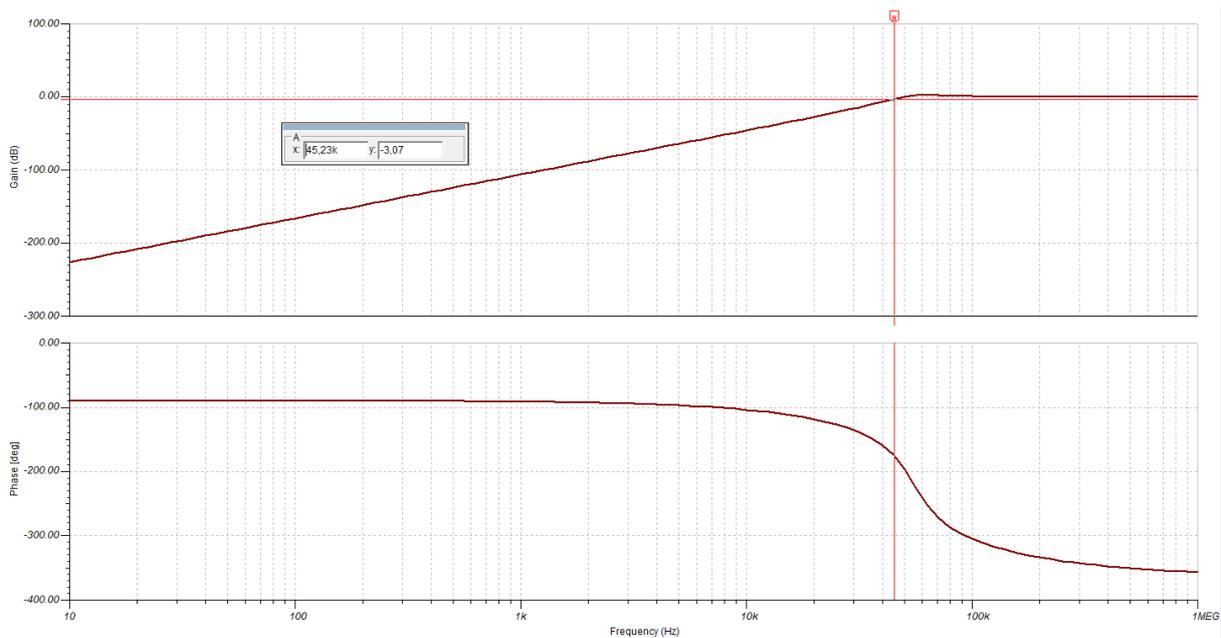


Figura 4.27: Resultados da simulação das características de transferência AC do circuito passa-alto dimensionado para o algoritmo do tempo de voo.

Utilizando a placa de circuito impressa dimensionado anteriormente (Fig.4.18) é possível montar o circuito, como se pode observar na figura seguinte.



Figura 4.28: PCB do circuito do filtro passa-alto com frequência de corte de 50kHz, utilizando o OPAMP OPA828.

4.2.5 Circuito final

Com cada módulo impresso é, assim, possível fazer a montagem para a devida aplicação. Desta forma, foram dispostas duas configurações conforme o método para a determinação da velocidade da água: tempo de voo e efeito de *Doppler*.

No esquemático seguinte estão representadas as várias ligações de cada módulo do sistema acústico para a medição da velocidade da água utilizando o tempo de voo. Assim, o microprocessador começa

por gerar sinais digitais convertidos pelo DAC e que são posteriormente amplificados através do OPAMP ADA4870. Os *switches* têm o intuito de selecionar a função de cada transdutor num dado instante.

Para a recepção, o sinal é filtrado por um filtro passa-alto que depois é recebido pelo microprocessador recorrendo a interrupções externas.

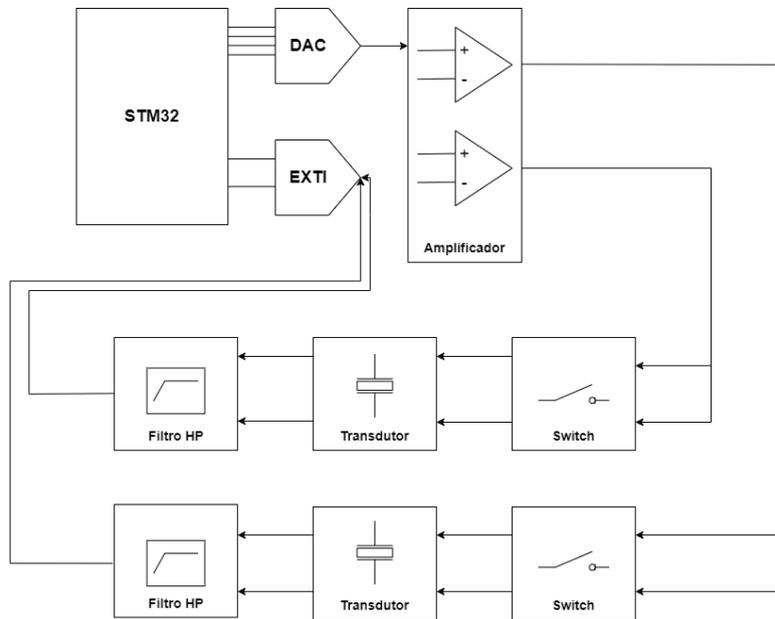


Figura 4.29: Esquemático das ligações entre os módulos do sistema acústico para a determinação da velocidade da água pelo método do tempo de voo.

As duas diferenças nos esquemáticos do tempo de voo e efeito de *Doppler* são na recepção, em que, no efeito de *Doppler*, é utilizado um módulo adicional para limitar a tensão, assim como a conversão de uma onda sinusoidal em quadrada.

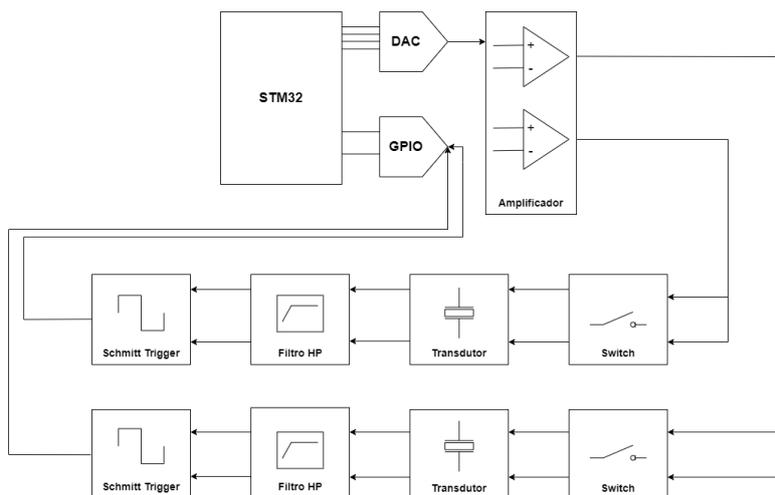


Figura 4.30: Esquemático das ligações entre os módulos do sistema acústico para a determinação da velocidade da água pelo método do efeito de *Doppler*.

4.3 Software

Relativamente ao *software*, como foi mencionado anteriormente, o microcontrolador *STM32F767ZI* foi utilizado para o controlo de todo o sistema, assim como para processamento de dados. Fez-se recurso ao *Matlab* para gerar a tabela de valores da onda sinusoidal, que por sua vez será utilizada pelo microcontrolador para gerar a onda sinusoidal.

Para a configuração dos periféricos e do microcontrolador, foi utilizada a ferramenta gráfica, *STM32CubeMX*, que inicializa o código referente a cada periférico utilizado. Quanto à programação do microcontrolador em si, utilizou-se o *Keil uVision IDE*. A ferramenta *Terminal* também foi utilizada regularmente para imprimir os valores na porta série para confirmação dos resultados.

De relevar que em ambos os algoritmos (*Doppler* e tempo de voo), a *STM32F767ZI* tem uma enorme importância, no que toca à geração dos sinais de atuação através do DAC, controlo dos *switches* analógicos e para medição do tempo de voo ou para a medição da frequência da onda recebida.

4.3.1 Geração de sinusoides

Para atuar os transdutores acústicos, é necessário gerar um sinal sinusoidal através do DAC do microcontrolador. Para isso, o periférico DAC pode ser configurado para que a tensão analógica na saída corresponda ao valor digital enviado para o registo DOR (Figura 4.31). Em suma, gerar o sinal sinusoidal envolve a escrita dos seus valores, em alguma parte da memória, para o registo de saída do DAC. Este processo pode ser dividido em duas etapas, explícitas nos próximos pontos.

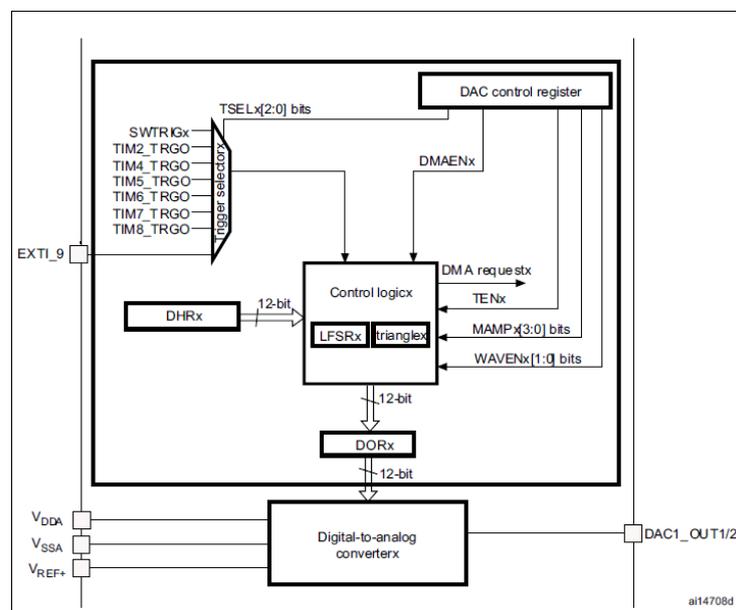
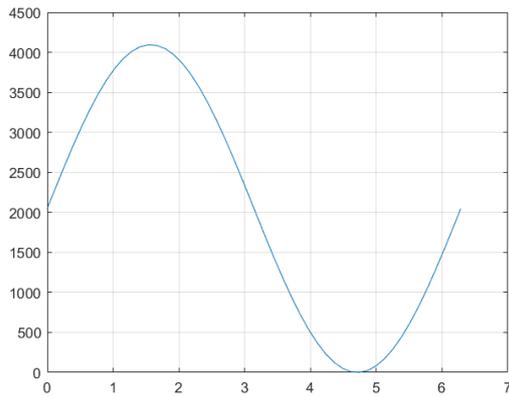


Figura 4.31: Diagrama de blocos do periférico DAC da *STM32F767ZI*[33].

Tabela de valores da forma de onda sinusoidal

Neste caso, foi utilizado um *script* em *Matlab* para gerar e imprimir os pontos da forma de onda sinusoidal. Permite a configuração da resolução do DAC (neste caso, o DAC utilizado tem uma resolução de 12-bits), assim como do *offset* e do número de amostras pretendido.

Nas figuras seguintes estão representadas as formas de onda sinusoidais, assim como as respetivas amostras. É possível observar que quanto maior o número de amostras, melhor é o aspeto da forma de onda.

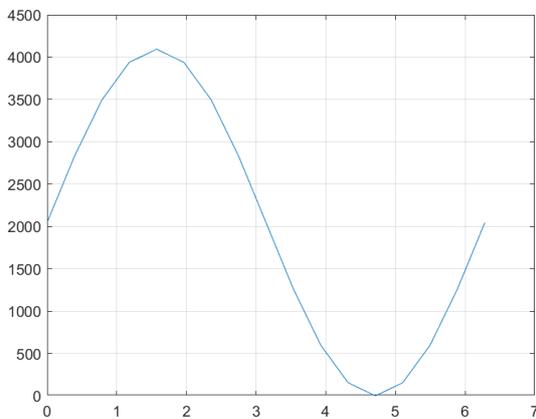


(a) Forma de onda.

```
2048, 2309, 2567, 2816, 3052, 3272,
3472, 3648, 3798, 3920, 4010, 4069,
4094, 4086, 4044, 3969, 3863, 3727,
3563, 3375, 3164, 2936, 2693, 2439,
2179, 1916, 1656, 1402, 1159, 931,
720, 532, 368, 232, 126, 51,
9, 1, 26, 85, 175, 297,
447, 623, 823, 1043, 1279, 1528,
1786, 2047, >>
```

(b) Amostras da forma de onda armazenados numa tabela.

Figura 4.32: Resultado da simulação para gerar a onda sinusoidal de 50 amostras.

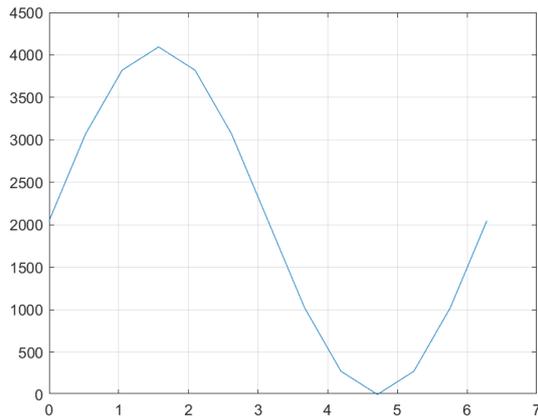


(a) Forma de onda.

```
2048, 2831, 3495, 3939, 4095, 3939,
3495, 2831, 2048, 1264, 600, 156,
0, 156, 600, 1264, 2047, >>
```

(b) Amostras da forma de onda armazenados numa tabela.

Figura 4.33: Resultado da simulação para gerar a onda sinusoidal de 17 amostras.



(a) Forma de onda.

```
2048, 3071, 3821, 4095, 3821, 3071,
2048, 1024, 274, 0, 274, 1024,
2047, >>
```

(b) Amostras da forma de onda armazenados numa tabela.

Figura 4.34: Resultado da simulação para gerar a onda sinusoidal de 13 amostras.

Geração da forma de onda sinusoidal com recurso ao DMA

Existem diversas maneiras para transferir os pontos da forma de onda alocados na memória para a saída do DAC. Uma delas é utilizar o *Central Processing Unit* (CPU). Contudo, é um método dispendioso no que toca à sobrecarga do CPU e ao seu consumo. Além disso, qualquer interrupção ao nível do CPU ou o facto de existirem outras funções mais prioritárias do que a geração da onda sinusoidal vão distorcer o *timing* do sinal de saída do DAC.

Pelas razões anteriores, fez-se uso da unidade *Direct Memory Access* (DMA) em conjunto com um *timer*. A função do *timer*, neste caso, é periodicamente dar *trigger* à unidade DMA para mover um ponto da forma de onda armazenado numa tabela na memória para a saída do DAC. Cada vez que o evento anterior ocorra, o DMA transfere um ponto da forma de onda para a saída do DAC e o *memory pointer* incrementa para mover a próxima amostra quando ocorrer o próximo *trigger*. O DMA pode ser configurado para operar num modo circular, ou seja, fica em *loop* na tabela. Este método é a melhor forma de completar a tarefa sem necessitar da intervenção do CPU. Para realizar esta tarefa foi escolhido um *timer* que seja compatível com o DAC e que esteja conectado com o *bus* que dispõe de uma frequência de *clock* maior. Assim sendo, foi escolhido o *timer* 8.

Com base nas seguintes equações é possível calcular a frequência da onda sinusoidal pretendida:

$$TriggerFrequency = \frac{F_{CLK}}{(PSC + 1) * (ARR + 1)} \quad (4.2)$$

F_{CLK} : frequência do clock utilizado pelo timer (Hz)

PSC : registo do prescaler

ARR : registo do auto-reload

$$OutWaveFrequency = \frac{TriggerFrequency}{N_S} \quad (4.3)$$

N_S : número de amostras

OutWaveFrequency: frequência da onda de saída do DAC (Hz)

Para maximizar a frequência da onda de saída tem que existir uma correlação com os valores dos registos do *prescaler* e do *auto-reload*, assim como do número de amostras. Um número de amostras demasiado baixo causa uma onda sinusoidal demasiado distorcida, o que pode prejudicar a atuação do transdutor acústico e dificultar a leitura da frequência do sinal recebido.

4.3.2 Medição da frequência

Atendendo à equação 3.7, relativa ao algoritmo do efeito de *Doppler*, uma das condições fundamentais para calcular a velocidade da água é a frequência da onda recebida por parte do transdutor recetor. Deste modo, foi desenvolvido um algoritmo com o intuito de calcular a frequência do sinal recebido.

Este método envolve colocar um temporizador no sinal externo para detetar o número de ascensões positivas e negativas dentro de um intervalo de tempo. A frequência pode ser obtida dividindo o número de contagens pelo tempo médio entre duas ascensões (positivas ou negativas).

Para isso, o *timer* foi configurado para que, em cada um dos dois canais utilizados, detetasse a ascensão positiva e a ascensão negativa. Como foi mencionado anteriormente, recorreu-se ao DMA, de modo a poupar a intervenção do CPU.



Figura 4.35: Configuração de cada um dos canais do *timer*.

Nos fluxogramas seguintes está explícito com mais detalhe o funcionamento do algoritmo. De modo geral, cada vez que o programa entra na interrupção do *timer*, vê se esta foi causada pela ascensão positiva (canal 1) e pela ascensão negativa (canal 2). Se as duas *flags* da interrupção de cada canal não estiverem ativas, o programa sai da interrupção. Caso contrário, a interrupção prossegue para a espera de obtenção de informação útil, pois com frequências mais altas (na ordem de MHz), o DMA por vezes captura 0 no início; por isso, o índice é incrementado até aparecer informação relevante. A variável *riseavg* é a diferença entre o tempo de duas ascensões positivas consecutivas, para isso é necessário atribuir um valor inicial.

A seguir, são adicionados os valores adquiridos pelo DMA à variável *riseavg* e as variáveis do contador e do índice da ascensão positiva são incrementadas. A quantidade de amostras adquiridas pelo DMA é

definido na variável *numval* - neste caso, foram definidas 512 amostras. Depois da obtenção dos dados, seguem-se os cálculos, respetivamente:

- cálculo da média de tempos entre duas ascensões positivas consecutivas;
- cálculo para a ascensão negativa no segundo canal - caso o tempo da ascensão negativa seja menor que o tempo da ascensão positiva, então existe algum erro e ambos os índices são incrementados até o erro desaparecer;
- cálculos finais:
 1. se o tempo da ascensão negativa é menor que o tempo da ascensão positiva, o índice da ascensão negativa é incrementado;
 2. se a diferença entre o tempo das ascensões for igual ou maior que 0 e menor que *riseavg*, então é registado como sucesso.

O cálculo da frequência só é realizado fora da interrupção, no programa principal.

```
/* Calculate Frequency
 * Freq = Clock/(time taken between 2 Rise)
 */
frequency[counter] = (refClock/(float)riseavg);
```

Figura 4.36: Cálculo da frequência recebida.

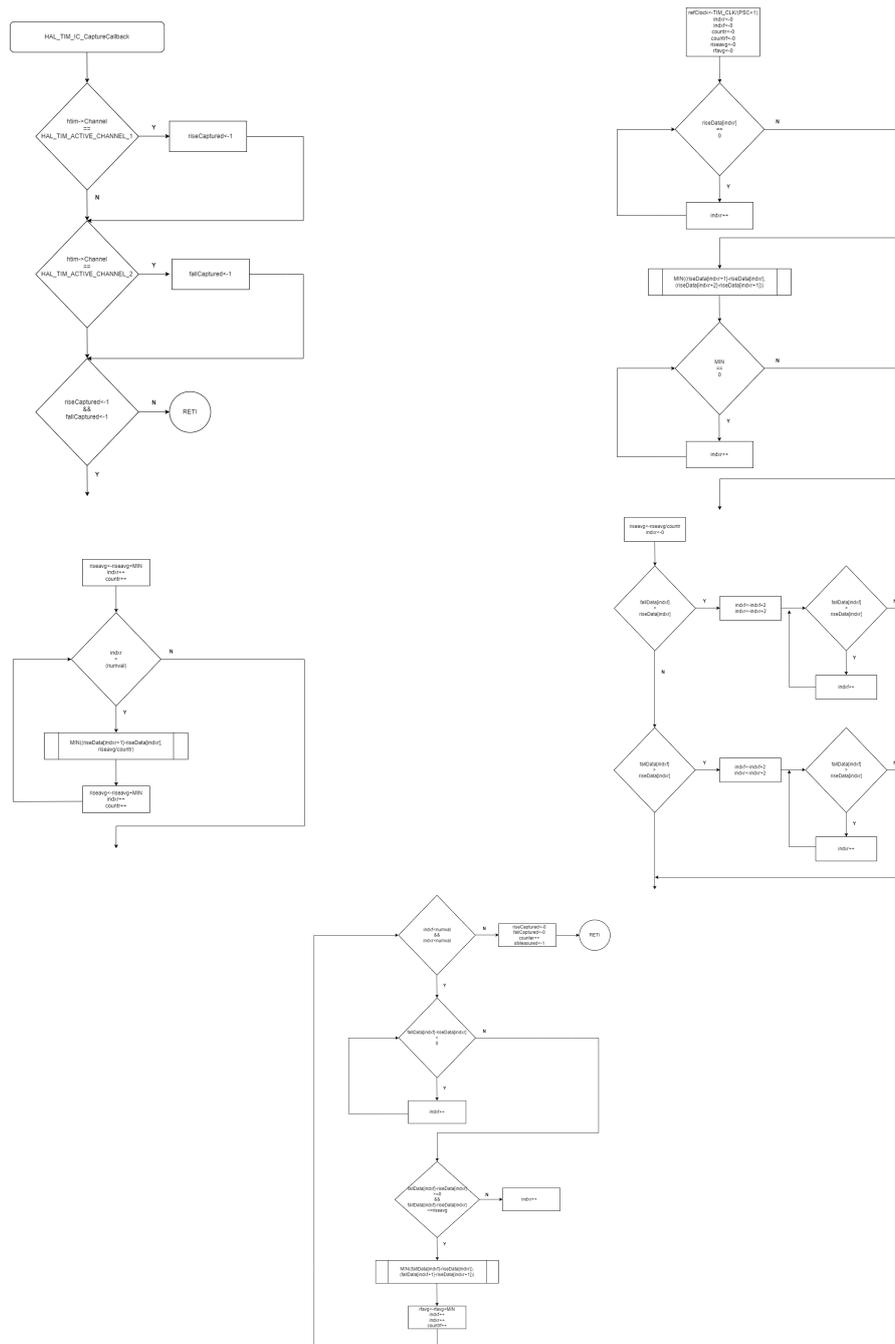


Figura 4.37: Fluxogramas relativos ao algoritmo da medição da frequência.

4.3.3 Medição do tempo de voo

Atendendo à figura 3.11, para descobrir a velocidade a que se move o fluido, é necessário calcular o tempo de voo, ou seja, o tempo de propagação nos dois sentidos: desde o transdutor A até ao transdutor B e desde o transdutor B até ao transdutor A.

Assim, a linha de raciocínio é baseada em descobrir o momento em que cada um dos transdutores recebe o sinal acústico. Observando a figura seguinte, assumindo que o primeiro momento ($T_A = 0s$)

é quando o transdutor A, neste caso o emissor, inicia a transmissão do sinal acústico para o transdutor B e o segundo momento (T_B) é quando o transdutor B, neste caso o recetor, recebe o primeiro instante do sinal. Com esta diferença de tempos ($T_B - T_A$) é possível calcular o intervalo de tempo, utilizado na equação de tempo de voo. O mesmo se aplica no sentido contrário, apenas muda a função de cada transdutor.

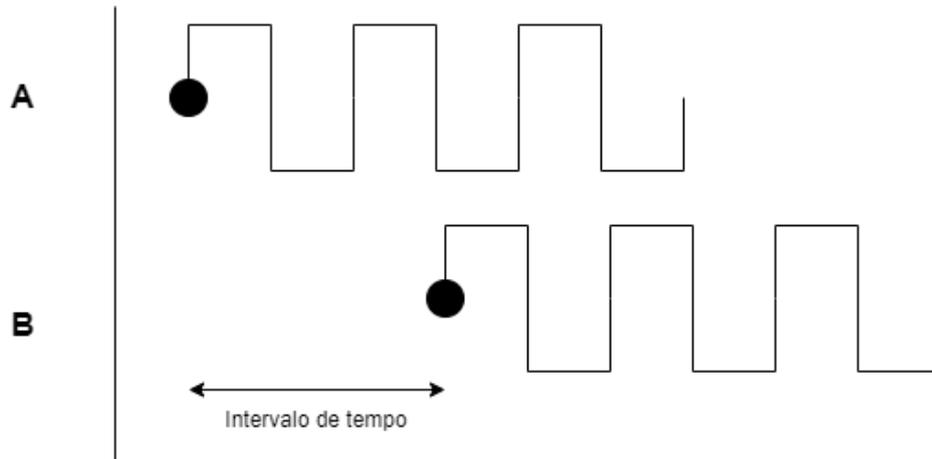


Figura 4.38: Esquemático representativo do raciocínio associado ao algoritmo a implementar (A e B representam o emissor e o recetor, respetivamente).

Deste modo, para descobrir o instante de tempo em que o transdutor recebe o sinal acústico, foi desenvolvido um algoritmo com base no uso de interrupções externas e de temporizadores. O uso de interrupções externas é benéfico no desempenho do microcontrolador, assim como na aplicação em tempo real, uma vez que, comparativamente com o método de *polling*, onde o microcontrolador faz uma monitorização contínua do estado lógico do pino conectado ao transdutor recetor, a interrupção externa só é ativa quando deteta uma ascensão positiva e/ou negativa no pino, ou por *software*.

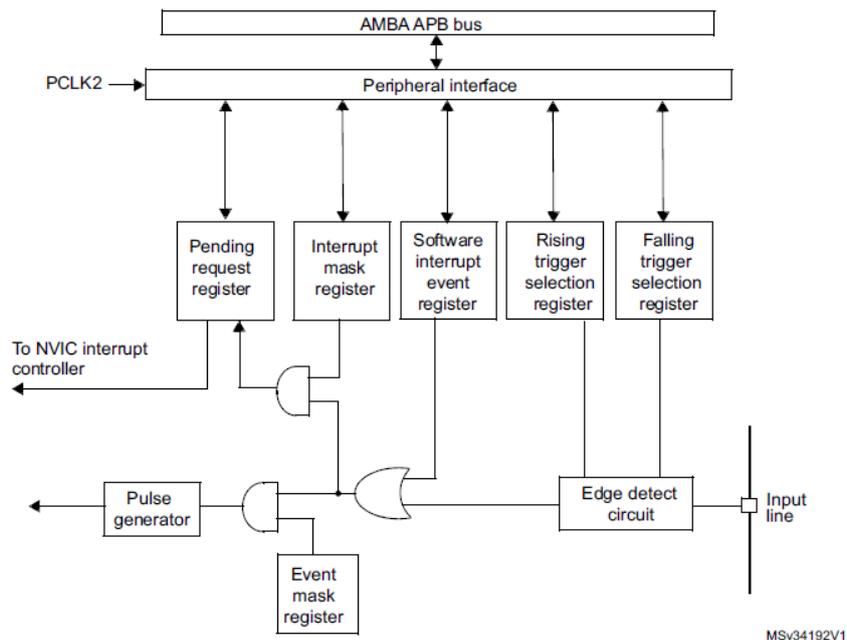


Figura 4.39: Diagrama de blocos do controlo das interrupções/eventos externos[33].

O microcontrolador é caracterizado por ter 23 fontes de eventos/interrupções, que estão divididas em duas secções: a primeira corresponde aos pinos de cada porto (P0 a P15); a segunda secção corresponde a interrupções relacionadas com o *Real Time Clock* (RTC), *ethernet*, *Universal Serial Bus* (USB), entre outros. Assim, na primeira secção, existem 16 linhas de interrupções.

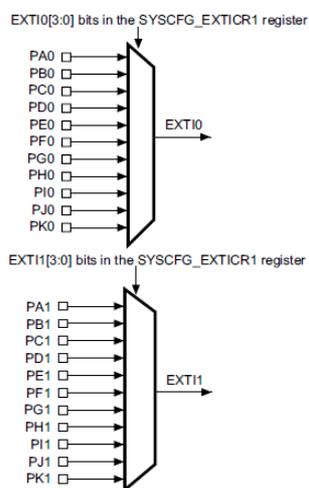


Figura 4.40: Mapeamento do GPIO em função das interrupções/eventos externos[33].

Assim, foram configuradas duas interrupções externas nas linhas EXTI1 e EXTI2, para o emissor e para o recetor, respetivamente. Ambos os pinos associados a estas interrupções estão configurados para detetarem o sinal na ascensão positiva e negativa. Além disto, foram, também, configurados dois temporizadores com um valor de recarga baixo, uma vez que é pretendido ter uma resolução elevada. Utilizando a equação 3.8 e assumindo que os transdutores se encontram a 20cm de distância e que a

velocidade da água é de 1500m/s, é possível calcular a resolução mínima do temporizador:

$$t = \frac{d}{c} \rightarrow t = \frac{0,2}{1500} \rightarrow t = 133,3\mu s \quad (4.4)$$

O temporizador foi então configurado para ter uma resolução de $1\mu s$, de forma a ter a maior resolução possível, como é possível observar na figura seguinte.



Figura 4.41: Configuração do temporizador para medição do intervalo de tempo que o sinal demora a percorrer.

O funcionamento do algoritmo é direto e está ilustrado nos fluxogramas seguintes, mas de uma forma geral: quando se dá início à transmissão do sinal gerado pelo DAC, a *flag* deste é ativa, significando que o temporizador 9 é ativo. Sempre que existe um *overflow* no temporizador 9, a variável *s* é incrementada, isto representa o incremento de 1 microssegundo por interrupção. Relativamente à interrupção externa EXT11 - como só é pretendido a deteção da primeira ascensão positiva ou negativa, a variável *counter_ab* é incrementada e quando esta é igual a 1 o temporizador 2 é desativado, retirando-se o valor de microssegundos passados, através da variável *Tab*, desde o início da transmissão até à deteção do sinal. A seguir, quando for detetada a primeira ascensão positiva ou negativa do sinal, este tempo é guardado na variável *Tba* e o raciocínio aplicado para a interrupção externa EXT11 é aplicado para a interrupção externa EXT12.

Após a obtenção dos valores de tempo em cada um dos pinos, prossegue-se à aplicação dos mesmos na equação 3.14.

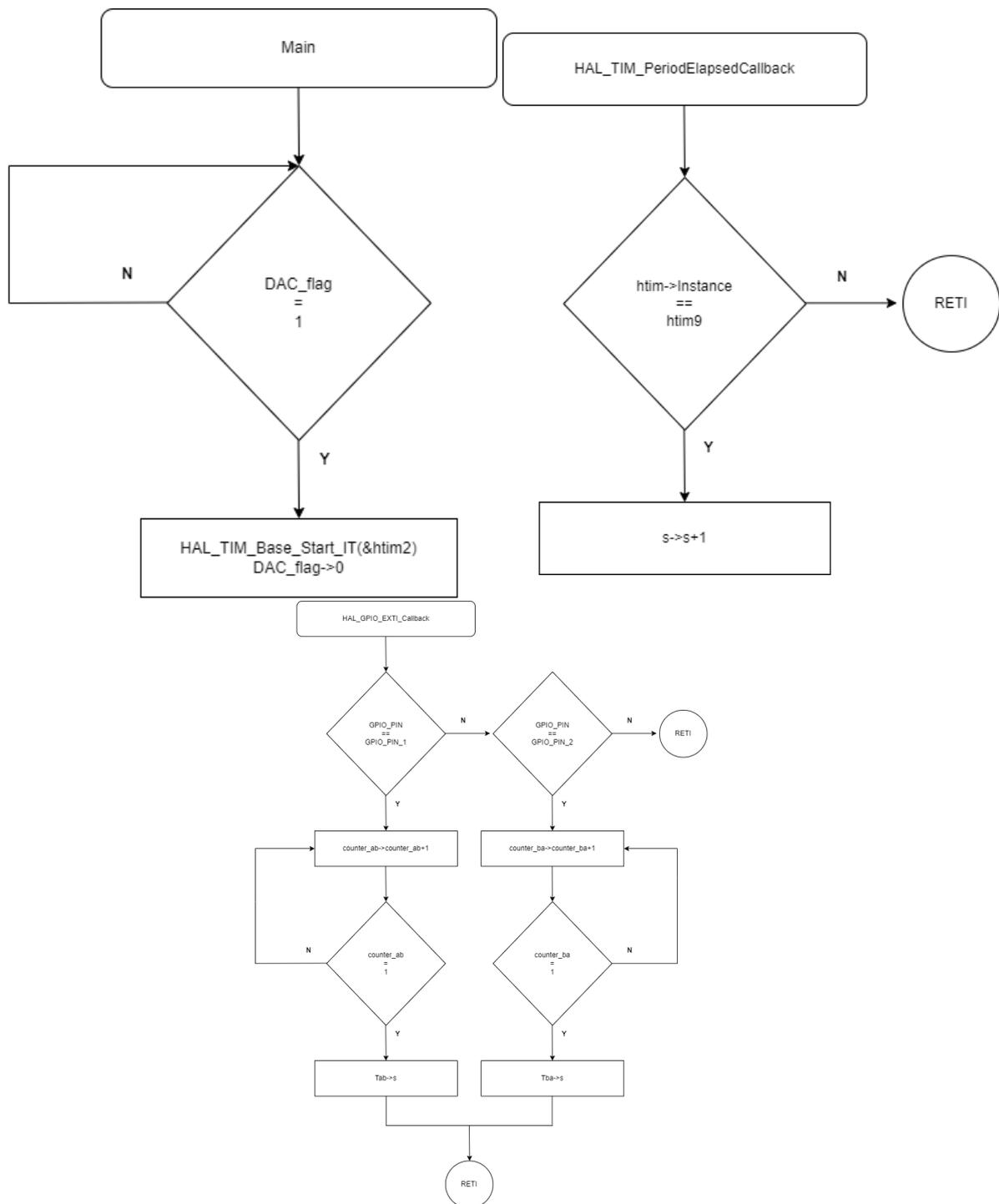


Figura 4.42: Fluxogramas relativos ao algoritmo do tempo de voo.

5. Testes e resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados do sistema desenvolvido face aos testes realizados. Estes testes apresentam as potencialidades e limites de operação de cada módulo desenvolvido, no que toca ao *hardware*. Relativamente ao *software*, também foram realizados testes para comprovar o bom funcionamento de cada algoritmo desenvolvido. Apenas foram realizados testes em ambiente laboratorial, não sendo realizados testes em ambiente real.

5.1 DAC

O primeiro módulo da geração do sinal de atuação é o DAC. Para a realização do teste do DAC, foram utilizadas as tabelas resultantes da simulação em *Matlab* (Figura 4.33 e Figura 4.34).

Como é possível aferir pelas figuras seguintes, a saída do DAC sofre atenuação em frequência. O sinal sinusoidal de 806kHz apresenta uma saída de 438mVpp, diminuindo para 332mVpp a 1,04MHz. Este valor de tensão é relativamente pequeno devido à eliminação do *offset* do sinal.

Devido aos limites impostos pelo oscilador do microcontrolador, de forma a serem obtidos valores adequados para testes, o valor máximo da frequência obtida na saída do DAC é de 1,04MHz.

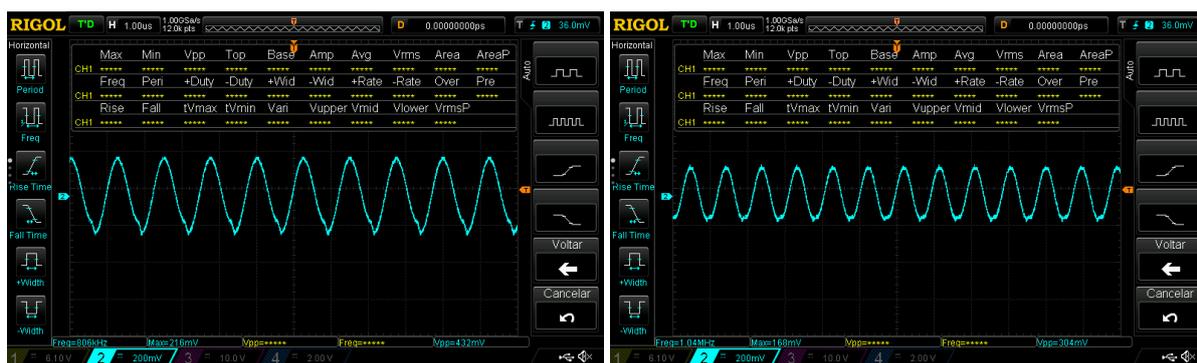


Figura 5.1: Sinal de saída do DAC para diferentes frequências dos transdutores acústicos (806kHz e 1,04MHz, respetivamente).

Como os transdutores utilizados nos testes de tempo de voo apresentam um melhor desempenho quando operam com uma frequência de 270kHz, o DAC também foi programado para armazenar a tabela de pontos (Figura 4.32) resultante da simulação em *Matlab*.

O sinal sinusoidal de 270kHz apresenta uma saída relativamente pequena, pois o sinal sofre uma maior atenuação devido à eliminação do *offset* que, neste caso, era relativamente maior que os dos casos anteriores.

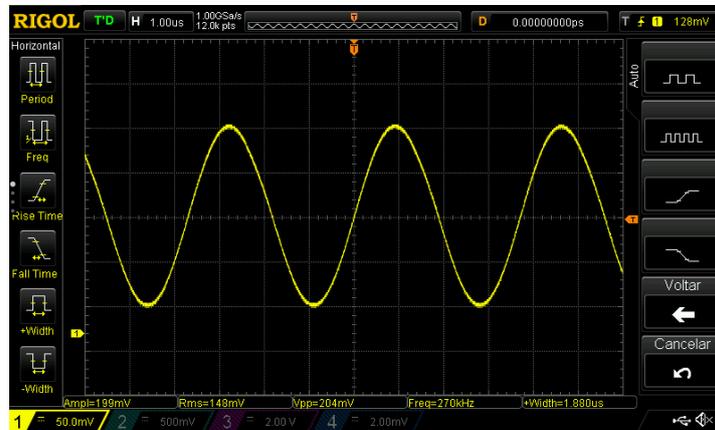


Figura 5.2: Sinal de saída do DAC de 270kHz para alimentação dos transdutores utilizados nos testes de tempo de voo.

5.2 Circuito de amplificação

Os sinais apresentados na saída do DAC (Figura 5.1 e Figura 5.2) foram usados como entrada no módulo de amplificação composto pelo OPAMP ADA4870.

Em todos os testes realizados, o ganho do amplificador foi ajustado para obter a maior tensão possível na saída, sem haver saturação.

Assim, para os sinais de 806kHz e 1,04MHz obtiveram-se, respetivamente, na saída valores de tensão de 5Vpp e 3,72Vpp. Já no sinal de 270kHz foi obtido na saída 6,40Vpp.

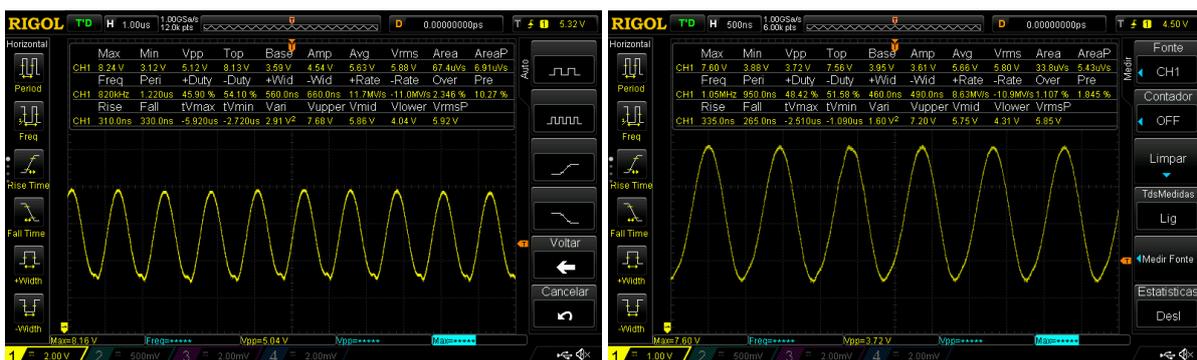


Figura 5.3: Sinais de saída do OPAMP ADA4870 para os sinais de entrada da figura 5.1 (806kHz e 1,04MHz, respetivamente).



Figura 5.4: Sinal de saída do OPAMP ADA4870 para o sinal de entrada da figura 5.2 (270kHz).

5.3 Circuito de corte

O circuito de corte foi testado com 3 sinais de controlo, ambos com 3,3Vpp, provenientes do microcontrolador: o primeiro com 5kHz, o segundo com 50kHz e o terceiro, um caso mais realista, com 16Hz.



Figura 5.5: Sinais de controlo provenientes do microcontrolador. Na figura à esquerda o sinal de controlo de 5kHz, na figura à direita o sinal de controlo de 50kHz e na figura em baixo o sinal de controlo de 16Hz.

Como sinal de entrada foi utilizada uma onda sinusoidal com 1MHz e com 3,3Vpp de amplitude. Observando os resultados seguintes é possível afirmar que o circuito de corte apresenta bons resultados em termos de tempo de resposta e o sinal de entrada não tem perdas de tensão.



Figura 5.6: Resposta do circuito de corte face aos sinais de controlo, CH2 (azul), mencionados anteriormente. Na figura à esquerda a comutação do circuito com o sinal de controlo de 5kHz, na figura à direita a comutação do circuito com o sinal de controlo de 50kHz e na figura em baixo a comutação do circuito com o sinal de controlo de 16Hz.

5.4 Filtro passa-alto

Os dois circuitos dos filtros passa-alto foram testados e validados. Relembrando que o filtro passa-alto para o efeito de *Doppler* tem uma frequência de corte perto dos 500kHz, enquanto o filtro passa-alto para o tempo de voo tem uma frequência de corte perto dos 50kHz. Os sinais de entrada têm, respetivamente, 3.3Vpp e 300mVpp, para simular o sinal recebido por parte do transdutor recetor.

Filtro passa-alto para o efeito de Doppler

Nos resultados seguintes é possível observar a atenuação que o sinal de entrada sofre quanto à sua amplitude quando a frequência do sinal é alterada de 1MHz (onda gerada pelo DAC) para 400kHz. É possível também observar o atraso criado pelo filtro passa-alto, mas uma vez que este algoritmo não necessita do tempo de propagação, apenas da frequência, esta não necessita de ser compensada ao nível de *software*.

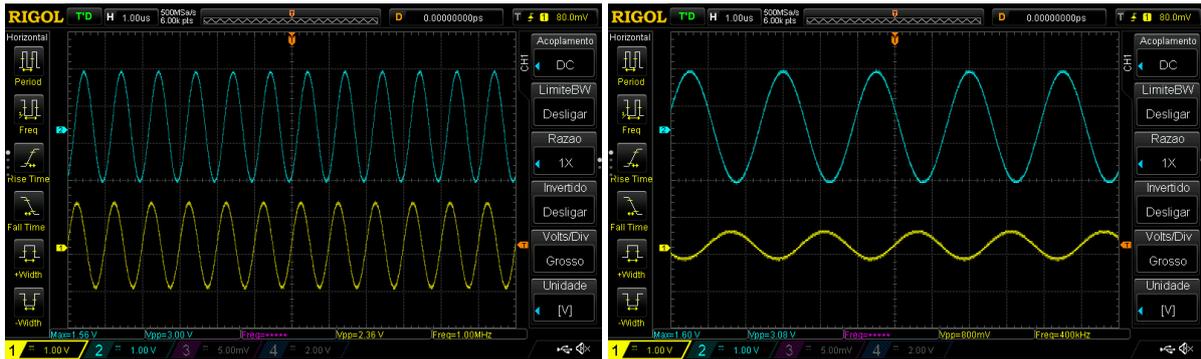


Figura 5.7: Resultados do circuito filtro passa-alto com frequência de corte de 500kHz utilizado para o algoritmo do efeito de *Doppler*. Na figura à esquerda a resposta face a um sinal de 1MHz e na figura à direita a resposta face a um sinal de 400kHz.

Filtro passa-alto para o tempo de voo

Nos resultados seguintes é possível observar a atenuação que o sinal de entrada sofre quanto à sua amplitude quando a frequência do sinal é alterada de 270kHz (onda gerada pelo DAC) para 40kHz. É possível observar o atraso resultante do circuito. Este atraso pode depois ser compensado ao nível de *software*, uma vez que no tempo de voo o tempo de propagação é uma variável fulcral para o cálculo da velocidade da água.

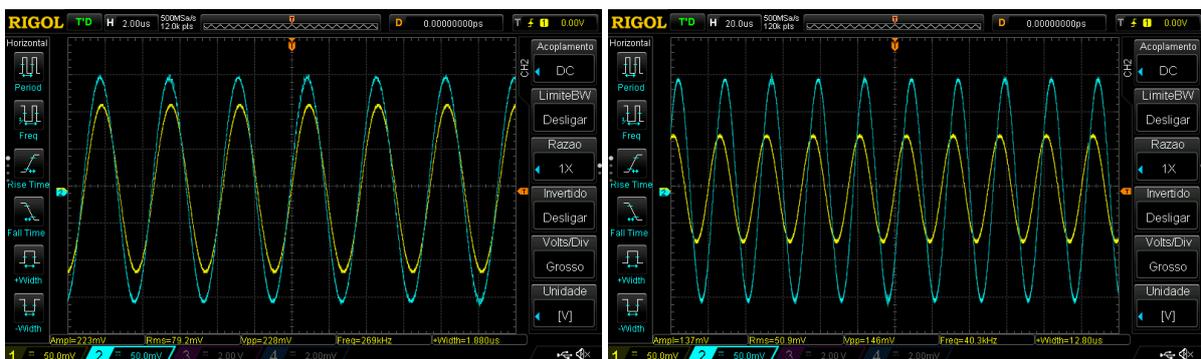


Figura 5.8: Resultados do circuito filtro passa-alto com frequência de corte de 50kHz utilizado para o algoritmo do tempo de voo. Na figura à esquerda a resposta face a um sinal de 270kHz e na figura à direita a resposta face a um sinal de 40kHz.

5.5 Circuito limitador de tensão

O módulo do circuito limitador de tensão foi testado com sinais de entrada semelhantes aos sinais resultantes do módulo de amplificação (Figura 5.3). Para um sinal de entrada de 600kHz e com amplitude de 5Vpp, é possível observar que a saída do módulo é uma onda quadrada e com uma tensão de 1,2Vpp, o suficiente para ser usada como *input* para medição da frequência e do tempo de voo, porém desfasada 180°.



Figura 5.9: Teste do circuito limitador de tensão - no CH1 (amarelo) a saída do circuito limitador de tensão e no CH2 (azul) a entrada sinusoidal com amplitude de 5Vpp e frequência de 600kHz.

Aumentando a frequência do sinal de entrada para 1MHz e diminuindo a amplitude para 3Vpp, o módulo tem uma resposta semelhante à da figura anterior.



Figura 5.10: Teste do circuito limitador de tensão - no CH1 (amarelo) a saída do circuito limitador de tensão e no CH2 (azul) a entrada sinusoidal com amplitude de 3Vpp e frequência de 1MHz.

Contudo, aumentando a amplitude do sinal de entrada para 5Vpp, é possível observar que o sinal de saída deste módulo começa a apresentar defeitos - já não tem o aspeto de forma de onda quadrada, começando a tornar-se sinusoidal.

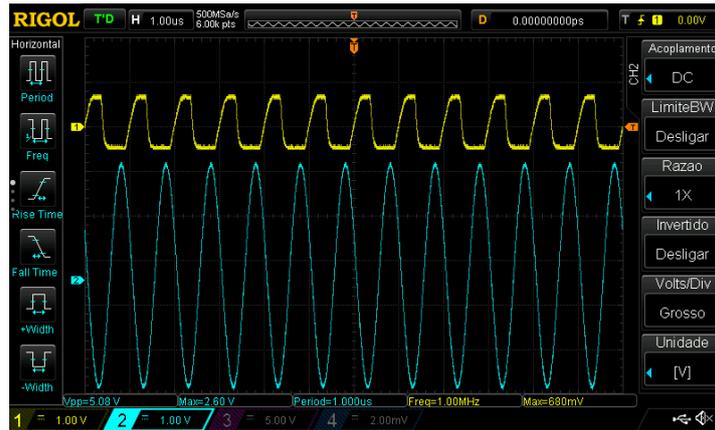


Figura 5.11: Teste do circuito limitador de tensão - no CH1 (amarelo) a saída do circuito limitador de tensão e no CH2 (azul) a entrada sinusoidal com amplitude de 5Vpp e frequência de 1MHz.

5.6 Medição da frequência

Com recurso ao gerador de sinais, o programa foi testado com o intuito de aferir o erro de cálculo. Foram utilizados sinais sinusoidais de 600kHz e 1MHz, respetivamente, como se pode observar nas figuras seguintes.

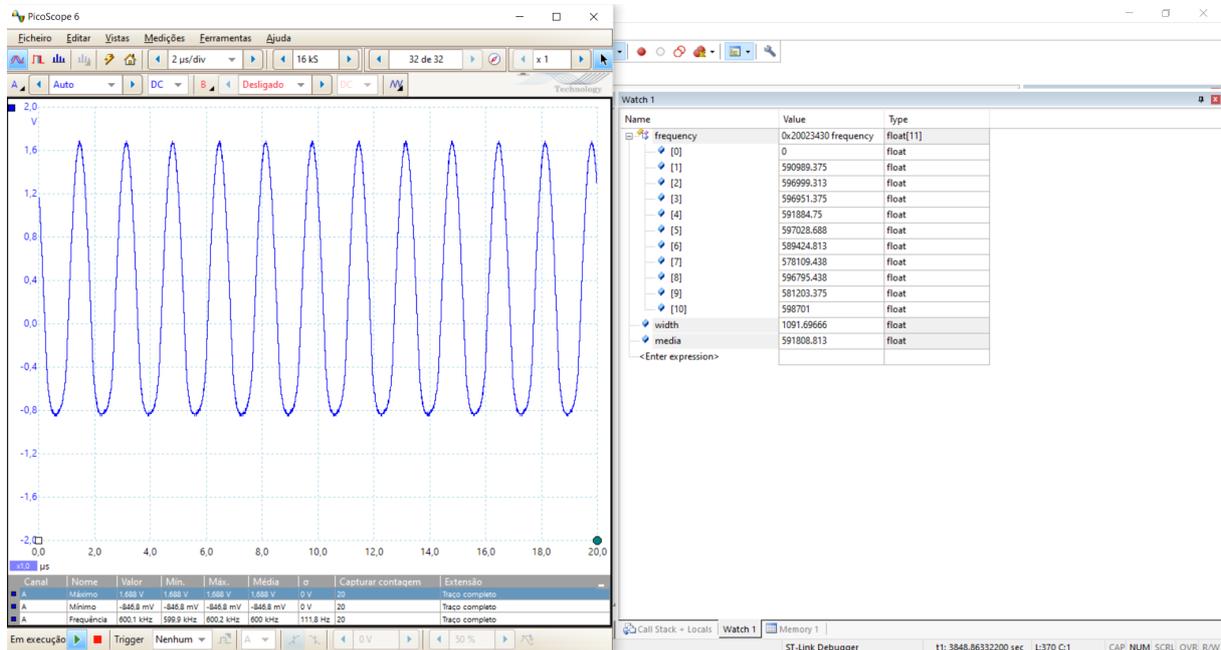


Figura 5.12: Teste do programa de cálculo da frequência com recurso ao gerador de sinais para frequências de 600kHz.

Com este teste realizado, foi também possível aferir o erro de medição por parte do algoritmo. Assim sendo:

$$erro = \left| \frac{600000 - 591808,813}{600000} \right| * 100 \Rightarrow erro = 1,3651\% \quad (5.1)$$

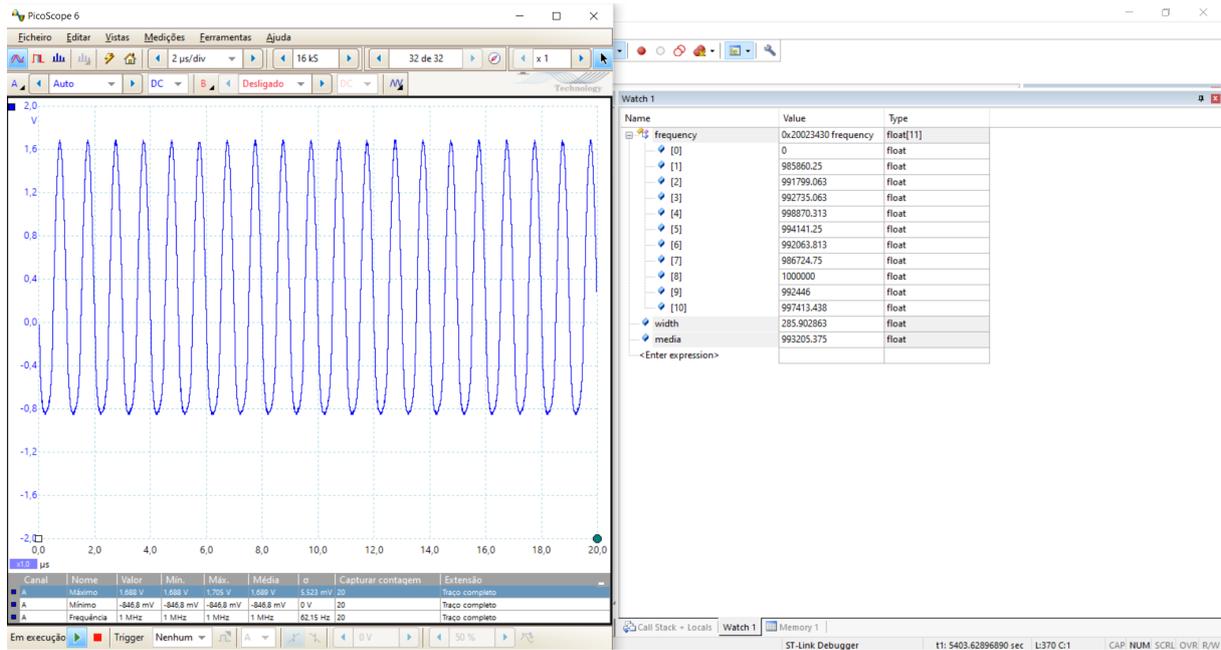


Figura 5.13: Teste do programa de cálculo da frequência com recurso ao gerador de sinais para a frequência de 1MHz.

Foi aferido o erro de medição por parte do algoritmo e é possível afirmar que este método tem um erro relativamente pequeno, como se pode observar nas equações, sendo o maior erro registado de 1,36%.

$$erro = \left| \frac{1000000 - 993205,375}{1000000} \right| * 100 \Rightarrow erro = 0,6795\% \quad (5.2)$$

5.7 Medição do tempo de voo

Após a implementação do algoritmo de tempo de voo procedeu-se à sua validação. Para isso, com recurso ao gerador de sinais e a todas as suas funcionalidades, foram gerados dois sinais de 270kHz e 300mVpp para simular o eco recebido por parte do transdutor recetor, de forma a validar a boa leitura do tempo de propagação do sinal. Cada um destes sinais apresenta um certo atraso de início de propagação do sinal, 5 e 20 segundos, como está representado na figura seguinte.

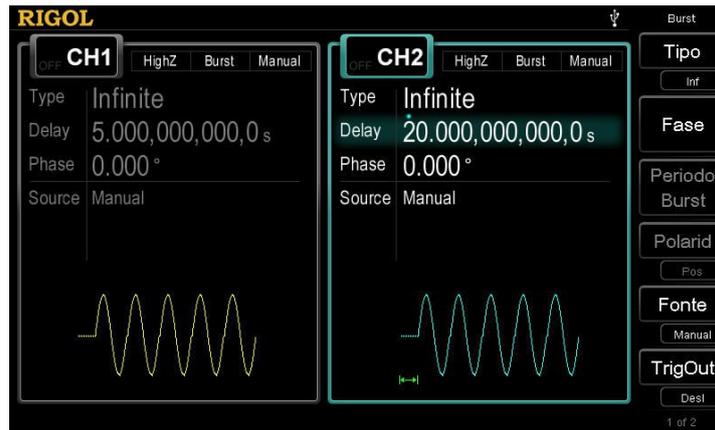


Figura 5.14: Configuração de cada um dos canais do gerador de sinais para simular o atraso de início de propagação do sinal.

Após esta configuração do gerador de sinais, é possível observar os resultados do tempo de propagação de cada um dos sinais no *debugger*. A variável *Tab* representa o tempo de propagação do sinal do CH1, enquanto que a variável *Tba* representa o tempo de propagação do sinal do CH2.

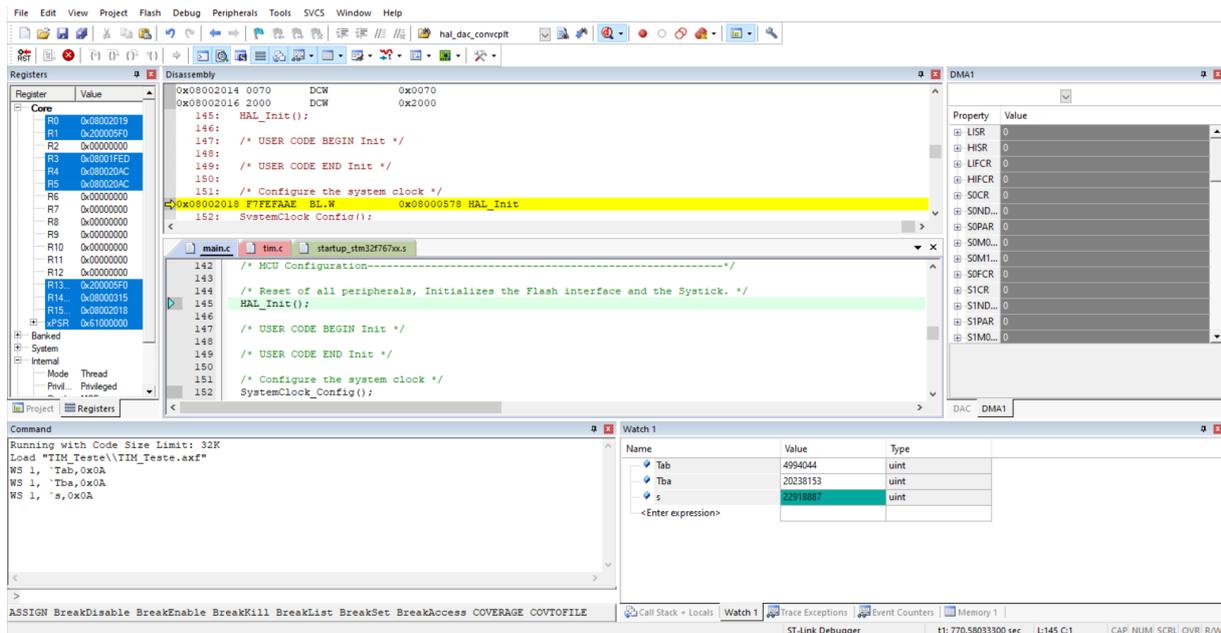


Figura 5.15: Resultados do teste de tempo de voo com recurso ao gerador de sinais.

Analisando os resultados é possível afirmar que existe um certo erro, erro esse que é humano, uma vez que é necessário ligar cada um dos canais do gerador de sinais. Em suma, o algoritmo, com a configuração do temporizador, consegue medir valores de tempo com uma resolução de $1\mu s$. Além disso, foram adicionadas resistências de *pull-down*, pois as interrupções externas são demasiado sensíveis a oscilações por mais pequenas que sejam. Desta forma, esta só é ativa para valores iguais ou acima de 300mVpp.

5.8 Teste em ambiente aquático (tanque de ensaio)

Após a validação de todos os módulos de *hardware* e dos dois algoritmos de *software* é então possível avançar para os testes aquáticos. De salientar que apenas foram testados os módulos respetivos ao algoritmo de tempo de voo.

Os transdutores inicialmente mencionados (BII-7694, BII-7695 e BII-7690) não foram utilizados, uma vez que o sinal recebido tem que ser da mesma gama de frequência a que o transdutor opera e, neste tipo de testes, a frequência ia diferir, induzindo um mau funcionamento por parte dos piezoelétricos.

Os testes foram realizados num tanque de dimensões $130 \times 50 \times 40 \text{ cm}^3$ em que são utilizados os piezoelétricos adequados para os testes do tempo de voo com a disposição representativa da figura seguinte.



Figura 5.16: Setup dos testes em meio aquático

Numa primeira instância foi testado o módulo de transmissão, para averiguar a amplitude do sinal recebido. Assim, observando os resultados da figura seguinte, o sinal recebido tem aproximadamente 300mVpp.

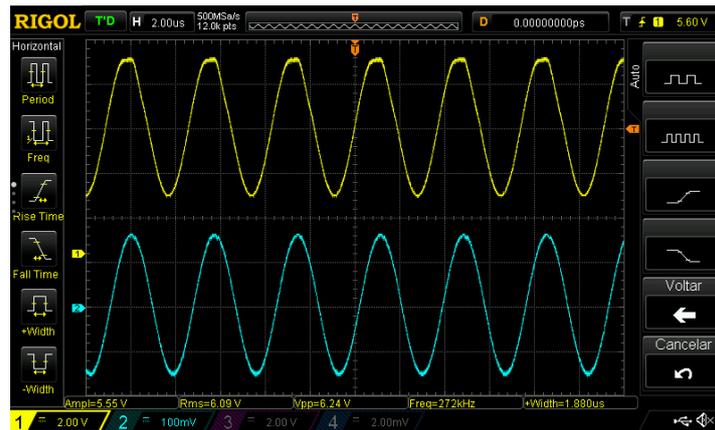


Figura 5.17: Transmissão do sinal amplificado (amarelo) e o respetivo sinal recebido pelo transdutor recetor (azul).

Os primeiros ecos recebidos têm uma amplitude ligeiramente menor, como pode ser visto na figura seguinte.

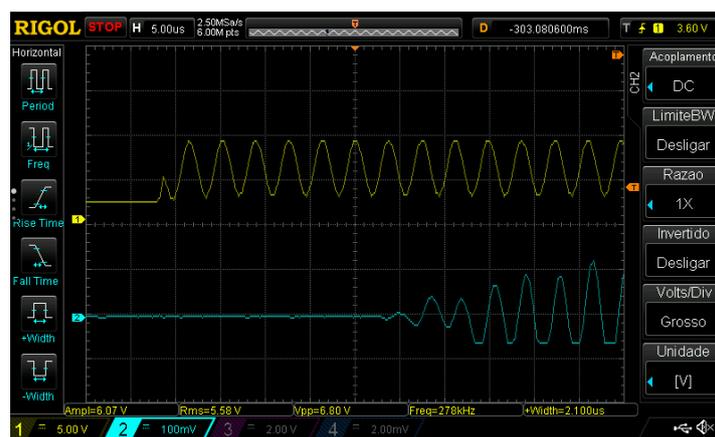


Figura 5.18: Transmissão do sinal amplificado (amarelo) e os primeiros ecos recebidos pelo transdutor recetor (azul).

6. Conclusões e trabalho futuro

No seguinte capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho, como o que se realizou com sucesso, as dificuldades apresentadas ao longo do desenvolvimento do sensor, assim como sugestões para um trabalho futuro.

6.1 Conclusão

Durante este projeto foi atingido o objetivo de desenvolver um sensor acústico, embora ainda se encontre num estado primórdio, capaz de medir com fiabilidade os parâmetros necessários para calcular a velocidade da água, isto num ambiente laboratorial, em que é um ambiente muito menos propício à falha do que o ambiente real. Para isso, desenvolveu-se o *hardware* e *software* necessários à atuação e receção dos piezoelétricos.

O sistema desenvolvido apresenta todas as funcionalidades necessárias para aparelhos acústicos, quer se baseiem no princípio do efeito de *Doppler*, quer no princípio de tempo de voo. Numa primeira etapa, desenvolveu-se o módulo da atuação dos transdutores, em que foram encontrados dois grandes obstáculos: a insuficiência do *clock* do microcontrolador para gerar um sinal com frequência elevada para o transdutor emissor e o dimensionamento de um circuito que amplifique ao máximo a tensão do sinal gerado pelo microcontrolador.

Já na etapa do desenvolvimento do módulo de receção e controlo das funções de cada piezoelétrico, num determinado momento, existiram mais problemas ao nível de algoritmos para a obtenção dos parâmetros a medir: por exemplo, na obtenção do tempo de voo, as interrupções externas envolviam um circuito externo, pois estas são demasiado sensíveis ao nível. Também, relativamente ao circuito limitador de tensão (*Schmitt Trigger*), o maior obstáculo foi encontrar um comparador suficientemente rápido para se obter uma onda quadrada.

De um modo geral, o principal objetivo desta dissertação foi obtido - o sensor é capaz de monitorizar continuamente o ambiente em estudo para a obtenção da velocidade da água. Porém, alguns dos requisitos não foram alcançados, que serão discutidos na próxima secção.

6.2 Trabalho futuro

Existem vários pontos a ser melhorados para trabalho futuro, tanto para a obtenção de melhores resultados e para a segurança/estabilidade do sensor acústico, tanto para testes em ambiente laboratorial e real. Focando no primeiro tópico, para a obtenção de melhores resultados e estabilidade do sensor é necessário cumprir um dos objetivos estabelecidos nesta dissertação: encapsulamento e proteção dos circuitos eletrônicos, assim como o desenvolvimento de uma PCB que englobe todos os módulos desenvolvidos (atuação, controlo e receção); outro ponto fulcral é a otimização do *software*, pois quanto mais otimizado for, mais próximo da realidade são os valores obtidos e, também, a escolha adequada de piezoelétricos, uma vez que os transdutores utilizados, apesar de serem mais sensíveis do que os propostos inicialmente, apresentam uma frequência central muito mais baixa. Alguns elementos de *hardware*, como, por exemplo, o microcontrolador devem ser substituídos para um com maior capacidade de processamento e de geração de sinais de elevadas frequências.

Quanto ao segundo tópico, para trabalho futuro é ideal a realização de testes do sensor já em modo protótipo, inicialmente em ambiente de laboratório, o que não foi possível nesta dissertação, pois não existia forma de simular o movimento da água sem entrar em regime turbulento. Futuramente, o sensor acústico, além dos testes em ambiente laboratorial, tem que ser sujeito a testes em ambiente real.

Referências

- [1] UNEP, “The marine environment is an essential component of the global life-support system.” <https://www.unep.org/news-and-stories/story/marine-environment-essential-component-global-life-support-system>, 5 2016.
- [2] E. R. Selig, D. G. Hole, E. H. Allison, K. K. Arkema, M. C. McKinnon, J. Chu, A. de Sherbinin, B. Fisher, L. Glew, M. B. Holland, J. C. Ingram, N. S. Rao, R. B. Russell, T. Srebotnjak, L. C. Teh, S. Troëng, W. R. Turner, and A. Zvoleff, “Mapping global human dependence on marine ecosystems,” 3 2019.
- [3] J. Ansong, E. Gissi, and H. Calado, “An approach to ecosystem-based management in maritime spatial planning process,” *Ocean and Coastal Management*, vol. 141, pp. 65–81, 6 2017.
- [4] D. Skelin, I. Bubli, and P. Vukadin, “Current profile measurement using moored acoustic doppler current profiler.”
- [5] G. C. Hays, “Current biology ocean currents and marine life,” 2017.
- [6] “Adcp – wikipédia, a enciclopédia livre.” https://pt.wikipedia.org/wiki/ADCP#Fixo_em_uma_estrutura_%C3%A0_meia_%C3%A1gua.
- [7] T. A. R. de Matos, “Desenvolvimento de um sensor de turbidez para aplicações marítimas por sensorização ótica e por reflexão acústica.”
- [8] A. G. Adeogun and A. A. Mohammed, “Review of methods of measuring streamflow using hydraulic structures.” www.intechopen.com.
- [9] P. Dobriyal, R. Badola, C. Tuboi, and S. A. Hussain, “A review of methods for monitoring streamflow for sustainable water resource management,” *Applied Water Science*, vol. 7, pp. 2617–2628, 10 2017.
- [10] C. L. Shope, S. Bartsch, K. Kim, B. Kim, J. Tenhunen, S. Peiffer, J. H. Park, Y. S. Ok, J. Fleckenstein, and T. Koellner, “A weighted, multi-method approach for accurate basin-wide streamflow estimation in an ungauged watershed,” *Journal of Hydrology*, vol. 494, pp. 72–82, 6 2013.
- [11] “Irrigation water flow measurement | oklahoma state university.” <https://extension.okstate.edu/fact-sheets/irrigation-water-flow-measurement.html?Forwarded= pods.dasnr.okstate.edu/docushare/dsweb/Get/Document-2225/>

- BAE-1502web.pdf.
- [12] R. Hudson and J. Fraser, "Introduction to salt dilution gauging for streamflow measurement part iv: The mass balance (or dry injection) method."
- [13] "Usbr water measurement manual - chapter 14 - measurements in pressure conduits, section 12. california pipe method." https://www.usbr.gov/tsc/techreferences/mands/wmm/chap14_12.html.
- [14] "Measurement of velocity by current-meter (with diagram)." <https://www.yourarticlelibrary.com/water/river-training/measurement-of-velocity-by-current-meter-with-diagram/60931>.
- [15] "Discharge measurement." <https://kacv.net/brad/nws/lesson5.html>.
- [16] "Feasibility of acoustic doppler velocity meters for the production of ... - scott e. morlock, hieu trung nguyen, jerry h. ross - google livros." https://books.google.pt/books?hl=pt-PT&lr=&id=e4HuAAAAMAAJ&oi=fnd&pg=PA7&dq=advm+doppler+velocity+meter&ots=T06SMTKkj9&sig=9ms5eUnwiN-cwGRQOPL93EmehDw&redir_esc=y#v=onepage&q=advm%20doppler%20velocity%20meter&f=false.
- [17] "Investigation of hydroacoustic flow-monitoring alternatives at the ... - catherine a. ruhl - google livros." https://books.google.pt/books?hl=pt-PT&lr=&id=p_7oISomOnQC&oi=fnd&pg=PA1&dq=hydroacoustic+instruments+velocity&ots=pVnwV3zm73&sig=UMMLP4nBVh28eApCtXkxhdFchfg&redir_esc=y#v=onepage&q&f=false.
- [18] "Index-velocity and other fixed-deployment instruments." <http://hydroacoustics.usgs.gov/indexvelocity/instruments.shtml>.
- [19] "Acoustic doppler current profiler principles of operation a practical primer." <http://www.rdinstruments.com>, 2011.
- [20] C. Mohn and M. White, "Acoustic doppler current profiler (adcp): Principles of operation and setup." www.bornhoeft.de, 2016.
- [21] D. Rodriguez, L. Schwab, and C. Rehmann, "Comparison of adcp and adv turbulence measurements."
- [22] "Velocimetria por imagem de partículas - wikipédia, a enciclopédia livre." https://pt.wikipedia.org/wiki/Velocimetria_por_imagem_de_part%C3%ADculas#Princ%C3%ADpio_de_funcionamento_da_t%C3%A9cnica_PIV.
- [23] "Piezoelectricity - wikipedia." <https://en.wikipedia.org/wiki/Piezoelectricity#Materials>.
- [24] "The underwater propagation of sound and its applications - dartmouth undergraduate journal of science." <https://sites.dartmouth.edu/dujs/2012/03/11/>

- the-underwater-propagation-of-sound-and-its-applications/.
- [25] R. J. Urick, "Sound propagation in the sea."
- [26] "Reverberation - wikipedia." https://en.wikipedia.org/wiki/Reverberation#In_music.
- [27] "Acoustic attenuation - wikipedia." https://en.wikipedia.org/wiki/Acoustic_attenuation.
- [28] W. Kuperman and P. Roux, "Underwater acoustics," 2007.
- [29] "Doppler effect - wikipedia." https://en.wikipedia.org/wiki/Doppler_effect.
- [30] "Derivation of doppler effect wavelength equations by ron kurtus - physics lessons: School for champions." https://www.school-for-champions.com/science/waves_doppler_effect_wavelength_derivations.html.
- [31] "Bii-7690 series: Low qm ndt imaging transducers for high axial and lateral resolutions." <http://www.benthowave.com>.
- [32] "Sensor ultrasons à prova de água - s/ instrumentação." <https://www.botnroll.com/pt/sonares/1425-sensor-ultrasons-a-prova-de-agua-s-instrumentacao.html>.
- [33] "This is information on a product in full production. stm32f765xx stm32f767xx stm32f768ax stm32f769xx," 2017.