



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Tiago André Rodrigues de Matos

**Desenvolvimento de um sensor de turbidez
para aplicações marítimas por sensorização
óptica e por reflexão acústica**

Dissertação de Mestrado

Mestrado em Engenharia Eletrónica Industrial e
Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do
Professor Doutor Marcos Silva Martins
Professor Doutor Renato Filipe Henriques

Setembro de 2017

DECLARAÇÃO

Nome: Tiago André Rodrigues de Matos

Endereço eletrónico: matos.tiagoandre@gmail.com Telefone: 914705700

Bilhete de Identidade/Cartão do Cidadão: 14472525

Título da dissertação: Desenvolvimento de um sensor de turbidez para aplicações marítimas por sensorização ótica e por reflexão acústica

Orientadores:

Professor Doutor Marcos Silva Martins

Professor Doutor Renato Filipe Henriques

Ano de conclusão: 2017

Mestrado em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

DE ACORDO COM A LEGISLAÇÃO EM VIGOR, NÃO É PERMITIDA A REPRODUÇÃO DE QUALQUER PARTE DESTA TESE/TRABALHO.

Universidade do Minho, ____/____/_____

Assinatura:

AGRADECIMENTOS

A presente dissertação de Mestrado, embora feita de forma individual, contou sempre com o apoio e presença de outrem, aos quais devo o meu reconhecimento.

Aos orientadores Marcos Silva Martins e Renato Filipe Henriques e ao coordenador do projeto Luís Miguel Valente Gonçalves, por todo o aconselhamento, orientação e condições disponibilizadas.

Aos colegas de projeto Christophe Barardo e Carlos Faria por todo o companheirismo, suporte e entreaajuda.

Uma palavra também para o Centro de Monitorização e Interpretação Ambiental de Viana do Castelo pela disponibilização do espaço para a realização de testes.

A estes, e a todos os outros que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho,

O meu muito obrigado!



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

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



RESUMO

A presente dissertação de Mestrado está inserida no projeto Next-Sea do grupo CMEMS da Universidade do Minho, que tem como objetivo a criação de bases para a nova geração de monitorização, planeamento e gestão de regiões costeiras, com vista a promover e monitorizar ecossistemas marítimos mais resilientes. Dentro deste quadro geral é pretendido o desenvolvimento de equipamentos discretos, de baixo custo, baixo consumo, georreferenciados, capazes de recolher e registar dados, e que possam ser colocados tanto na coluna de água como no fundo do mar.

Desta forma, o trabalho elaborado consiste no desenvolvimento de aparelhos capazes de medir e analisar de forma contínua a turbidez de águas marítimas e/ou fluviais. Para tal, foram desenvolvidos dois instrumentos distintos: um sensor de turbidez por processos óticos para medição da concentração de partículas em suspensão e um sensor por princípios acústicos para caracterização de tamanhos de sedimentos.

O sensor ótico desenvolvido assenta em três tipos de tecnologias de deteção luminosa (nefelométrica, luz transmitida e reflexão para trás) fazendo uso de uma fonte de luz e três fotodetetores infravermelhos numa configuração radial. Um par emissor-recetor com um comprimento de onda ultravioleta é também utilizado com o objetivo de fazer uma distinção entre matéria orgânica e inorgânica. Após uma calibração em laboratório o sensor esteve em monitorização contínua em ambiente real durante 20 dias de forma a avaliar o seu funcionamento.

O sensor acústico é inspirado da tecnologia ABS (*Acoustic backscatter profiling sensors*) e tem o princípio de funcionamento de um sonar ultrassónico ativo. É pretendido fazer a leitura da magnitude dos ecos recebidos fazendo uma correspondência com o tamanho radial dos sedimentos em suspensão e utilizando o tempo de voo para calcular a distância a que se encontram do sensor. Para a realização da transdução elétrica-mecânica foram utilizados três piezoelétricos de 1MHz, 2MHz e 5MHz, usados como emissor e recetor. O instrumento final desenvolvido engloba o dimensionamento de todo o *hardware* e *software* inerentes ao controlo de atuação dos transdutores, sensorização dos ecos ultrassónicos e armazenamento e processamento dos dados.

Palavras-Chave: Sensor de turbidez, difração ótica, reflexão acústica, oceanografia

ABSTRACT

The present Masters dissertation was developed in Next-Sea project of CMEMS - University of Minho and has de main goal to create the bases to the new monitoring generation, planning and management of the coastal areas to promote and monitor more resilient marine ecosystems. The investigation group pretends to develop discrete sensors, low cost, low power, georeferenced, capable of collecting and recording data, and which can be installed either in the water column or on the seabed.

In the present work is developed two types of turbidity sensors for under-water in situ measurement: an optical device for measuring the concentration of suspended particles in the water and an acoustic one for characterization of the sediment sizes.

The optical sensor relies on three different light detection technologies (backscattering, nephelometry and transmitted light) using three photodetectors and an infrared light source in a radial configuration. An ultraviolet receptor-emitter pair is also used to distinguish organic and inorganic matter. After a laboratory calibration, the sensor was in continuous monitoring in real environment for 20 days to evaluate its operation.

The acoustic sensor is inspired in the ABS technology (Acoustic backscatter profiling sensors) and works as an active ultrasonic sonar. It's intended to sense the acoustic backscattering strength of underwater targets, matching to the radial size of the suspended sediment and use the time flight to calculate the distance to the instrument. For the electrical-mechanical transduction, three piezoelectric transducers are used as emitter and receiver, operating at 1MHz, 2MHz and 5MHz. The final device includes the scale out of all the hardware and software required to the transducers actuation control, ultrasonic targets sensing and data storing and processing.

Keywords: turbidity sensor, optical diffraction, acoustic backscattering, oceanography.

ÍNDICE

Agradecimentos.....	iii
Resumo	v
Abstract.....	vii
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas.....	xxiii
Lista de Abreviaturas, Siglas e Acrónimos.....	xxv
1. Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Enquadramento	2
1.3 Objetivos.....	2
1.4 Aplicações.....	3
1.5 Organização da tese.....	3
2. Estado da arte	5
2.1 Método da vela de Jackson	6
2.2 Disco de Secchi.....	7
2.3 Turbidímetros óticos.....	8
2.3.1 Método EPA 180.1.....	9
2.3.2 Método Padrão 2130B.....	10
2.3.3 ISO 7027.....	11
2.3.4 Método GLI 2	12
2.3.5 Método de Hach 10133	14
2.3.6 Método de Mitchell M5271e M5331	15
2.3.7 Método Orion AQ4500	15
2.3.8 AMI Turbiwell.....	16
2.3.9 Síntese dos Métodos Padrão existentes.....	17
2.4 Turbidímetros por reflexão acústica.....	18
3. Fundamentos teóricos.....	21
3.1 Radiação eletromagnética	21
3.1.1 Luz visível	22
3.1.2 Radiação infravermelha.....	23
3.1.3 Radiação ultravioleta.....	23
3.1.4 Reflexão da luz	24

3.1.5	Absorção da luz – Lei de Beer-Lambert	26
3.1.6	Refração da luz – Lei de Snell-Descartes.....	27
3.2	Piezoeletricidade	28
3.2.1	Piezoeletricidade para geração de ultrassons	29
3.2.2	Absorção acústica	30
3.2.3	Reflexão acústica	30
3.2.4	Dispersão acústica.....	31
4.	Sensor ótico.....	33
4.1	Desenvolvimento de um protótipo	33
4.1.1	Escolha dos transdutores óticos	34
4.1.2	Eletrónica de sensorização	34
4.1.3	Assemblagem.....	35
4.1.4	Testes e resultados	36
4.1.4.1	Sensor de Luz Transmitida	36
4.1.4.2	Sensor Nefelométrico.....	37
4.1.4.3	Sensor Fowardscatter	38
4.1.4.4	Sensor Backscatter	39
4.1.4.5	Comparação entre os sensores	40
4.2	Modelo final.....	41
4.2.1	Transdutores óticos	41
4.2.2	Eletrónica de sensorização	42
4.2.3	Design e assemblagem final	43
4.2.4	Unidade de armazenamento de dados	44
4.3	Calibração do Sensor	46
4.3.1	Testes iniciais – definição do setup	46
4.3.2	Areia 350µm – teste “falhado”	49
4.3.3	Areia 350µm.....	51
4.3.4	Areia 180µm.....	53
4.3.5	Comparação 350µm e 180µm	55
4.3.6	Conclusões finais	57
4.4	Linearização dos dados da calibração	58
4.4.1	Backscatter	58
4.4.2	Nefelométrico	60
4.4.3	Transmitido Infravermelho.....	61

4.4.4	Transmitido Ultravioleta	63
4.5	Teste de Campo	65
4.5.1	Localização	65
4.5.2	Características do local.....	66
4.5.3	Instalação do sensor	67
4.5.4	Análise dos resultados.....	68
4.5.4.1	Medições da luz ambiente – fases do dia	68
4.5.4.2	Efeito da luz ambiente nas medições	70
4.5.4.3	Leituras de turbidez – análise das marés.....	71
4.5.4.4	Problemas de incrustação biológica.....	75
5.	Sensor acústico.....	77
5.1	Transdutores.....	77
5.1.1	Características dos piezoelétricos	78
5.1.2	Análise em VNA.....	79
5.2	Hardware.....	81
5.2.1	Módulo FPGA	81
5.2.2	DAC	82
5.2.3	Amplificação	84
5.2.3.1	Amplificador Operacional LM7171	84
5.2.3.2	Amplificador Push-Pull.....	84
5.2.3.3	Ponte-H de Darlington	85
5.2.3.4	Amplificador Operacional ADA4870.....	87
5.2.3.5	Ponte-H final.....	89
5.2.4	Circuito de atuação/corte.....	91
5.2.4.1	Relé	91
5.2.4.2	Porta de Transmissão de Potência	93
5.2.5	Módulos de recepção	95
5.2.5.1	Amplificador de carga.....	95
5.2.5.2	Amplificador de Instrumentação	97
5.2.5.3	Detetor de potência	98
5.2.6	Multiplexador Analógico	100
5.2.7	ADC	101
5.2.8	Circuito de Alimentações	102
5.2.9	Circuito Impresso Final.....	103

5.3	Software.....	106
5.3.1	Atuação de frequência única.....	106
5.3.2	Modo burst de frequência única	107
5.3.3	Modo burst de frequência múltipla	109
5.3.4	Programa final - recepção de sinais	113
5.4	Testes e resultados.....	115
5.4.1	DAC	115
5.4.2	Amplificador Operacional ADA4870	116
5.4.3	Ponte-H final.....	117
5.4.4	Relé	118
5.4.5	Porta de Transmissão de Potência	120
5.4.6	Atuação dos transdutores.....	121
5.4.7	Sintonização dos módulos de recepção.....	122
5.4.7.1	Amplificador de carga e inversor.....	123
5.4.7.2	Amplificador de Instrumentação	125
5.4.7.3	Detetor de Potência	127
5.4.8	Multiplexador	128
5.4.9	ADC	129
5.4.10	Caracterização de sedimentos.....	130
6.	Conclusão.....	133
	Bibliografia	135
	Anexo I – Teste protótipo sensor ótico.....	139
	Anexo II – Calibração sensor ótico	141

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Método da vela de Jackson. O líquido é derramado lentamente no tubo até a imagem da chama da vela deixe de ser visível. A turbidez é relacionada com o volume existente nesse momento[6].....	6
Figura 2- Utilização do disco de Secchi. Lentamente, mergulha-se o disco na água até este desaparecer, encontrando-se assim a profundidade de Secchi que é relacionada com o valor da turbidez [8].....	7
Figura 3 – Exemplificação do sistema de sensorização do Método EPA 180.1. Uma lâmpada de tungsténio com uma temperatura de cor entre os 2000 e 3000K incide sobre a amostra e um fotoreceptor, colocado a 90° em relação à fonte de luz, faz a leitura elétrica que será traduzida em Unidades de Turbidez Nefelométricas (NTU) [14].	10
Figura 4 - Método GLI 2. Quando um dos LEDs está ativo, o recetor imediatamente em frente lê o sinal de referência, enquanto o outro lê o sinal ativo. Quando esse LED desliga, e conseqüentemente o outro entra em funcionamento, fazem-se as mesmas medições tendo os recetores papéis contrários [14].....	13
Figura 5 - Método Hach 10133. Utilizado para medições de campo, este método consiste numa medição nefelométrica pela luz difusa. Um laser de cor vermelha é usado como emissor e o detetor, colocado a 90°, está ligado a um cabo de fibra ótica para aumentar a resolução das medições [14].	14
Figura 6 – Método Orion AQ4500. Um LED de banda espectral branca emite luz para a amostra. A conjugação dos valores sensorizados por um recetor nefelométrico (90°) e um de luz transmitida (180°) dará o valor de turbidez final [14].	16
Figura 7 – Corte de secção de um aparelho segundo o método AMI Turbiwell. A água flui num tubo com uma abertura de vidro onde se fazem as medições. Uma fonte de luz e um detetor nefelométricos, colocados fora do tubo, permitem uma sensorização sem contacto [28].....	17
Figura 8 – Exemplo de um ADCP (Acoustic Dopple Current Profiler). Consiste na utilização de transdutores piezoelétricos utilizados como emissores e recetores. Após a atuação do transdutor atuador, o recetor irá captar os ecos acústicos refletidos pelos sedimentos na vizinhança [33].....	19
Figura 9 - Espectro Eletromagnético. Classifica todas as ondas eletromagnéticas pela sua frequência indo desde as ondas longas de rádio até aos Raios Gama [34].	22
Figura 10 - Princípio da reflexão especular. Um raio incidente de ângulo \hat{i} , ao incidir numa superfície refletora, volta ao meio de propagação com um ângulo idêntico ($\hat{i} = \hat{r}$) [35].	24

Figura 11 - Reflexão difusa. Quando os raios de luz são refletidos por uma superfície rugosa e irregular, a luz irá difundir-se em diferentes direções [36].....	24
Figura 12 – Princípio da reflexão difusa. Na imagem (A), quando o tamanho da partícula é 1/10 do comprimento de onda da luz incidente a difusão é praticamente simétrica. Para partículas com um tamanho quatro vezes inferior ao comprimento de onda, a difusão tem maior intensidade na direção em que a luz se propaga (B). Na imagem (C), para partículas de tamanho superior ao comprimento de onda da luz incidente, a intensidade torna-se ainda maior na direção de propagação da luz [37].	25
Figura 13 – Exemplo da refração da luz. A mudança de meios com índices de refração diferentes provoca uma mudança no ângulo de propagação e velocidade do raio de luz [38].	28
Figura 14 - Modelo molecular simples para explicar o efeito piezoelétrico: na figura à esquerda, uma molécula sem deformação; na figura central, uma molécula sujeita a uma força externa e consequente distribuição da carga elétrica; na figura à direita, o efeito piezoelétrico direto na superfície de um material [39].	29
Figura 15 - Fenómeno do eco acústico onde o sinal sonoro emitido é refletido por um objeto de volta à fonte. Através do tempo e velocidade de propagação no meio, é possível calcular-se a distância percorrida pelo som [41].	31
Figura 16 - Exemplo da dispersão acústica quando o sinal atravessa fendas[42].....	31
Figura 17 – Esquemático do protótipo do sensor ótico. Diferentes posicionamentos dos recetores em relação à fonte luz geram diferentes respostas elétricas. Na imagem estão representados os detetores para leituras nefelométricas (90° em relação ao emissor), luz transmitida (180°), fowardscatter (135°) e backscatter (45°).	34
Figura 18 - Circuito elétrico do protótipo do sensor ótico.....	35
Figura 19 - Protótipo do sensor ótico.	35
Figura 20 - Setup dos testes realizados com o protótipo do sensor ótico.	36
Figura 21 – Resultados do teste do protótipo ótico para o sensor de luz transmitida (consultar Anexo I com os valores tabelados e ilustrações das amostras).	37
Figura 22 - Resultados do teste do protótipo ótico para o sensor nefelométrico (consultar Anexo I com os valores tabelados e ilustrações das amostras).	38
Figura 23 - Resultados do teste do protótipo ótico para o sensor fowardscatter (consultar Anexo I com os valores tabelados e ilustrações das amostras).	39
Figura 24 - Resultados do teste do protótipo ótico para o sensor backscatter (consultar Anexo I com os valores tabelados e ilustrações das amostras).	40

Figura 25 - Resultados do teste do protótipo ótico para os quatro tipos de sensores utilizados (consultar Anexo I com os valores tabelados e ilustrações das amostras).	41
Figura 26 - Sistema de atuação e sensorização do sensor ótico.....	42
Figura 27 - Desenho da PCB do circuito de sensorização no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).....	43
Figura 28 – Circuito impresso do sistema de sensorização.	43
Figura 29 - Desenho da parte frontal do sensor ótico no programa Fusion360.	43
Figura 30 - Modelo final do sensor de turbidez ótico.....	44
Figura 31 – Esquemático do módulo de armazenamento de dados.	45
Figura 32 - Desenho da PCB da unidade de armazenamento de dados no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	45
Figura 33 - Unidade de armazenamento de dados. Contém o microcontrolador Arduino Nano, shield de cartão de memória micro SD e relógio RTC.....	45
Figura 34 - Setup final dos testes iniciais da calibração do sensor ótico.....	48
Figura 35 - Valores do ensaio " falhado" da calibração do sensor ótico para areia de 350um. Consultar valores da Tabela 13 do Anexo II.....	50
Figura 36 - Setup da medição de estava a causar problemas nas medições. O facto de o misturador mecânico estar a girar a uma grande velocidade, necessária para manter as partículas em suspensão, criaria um vórtice de fluxo de sedimentos. Estando o sensor virado para o interior do recipiente, fazia com que a zona de sensorização não apanhasse esse mesmo fluxo.	51
Figura 37 - Valores do ensaio da calibração do sensor ótico para areia de 350um. Consultar valores da Tabela 14 do Anexo II.	52
Figura 38 - Valores do ensaio da calibração do sensor ótico para areia de 180um. Consultar valores da Tabela 15 do Anexo II.	54
Figura 39 – Curvas da resposta do sensor backscatter para sedimentos de tamanho 350µm e 180µm. Consultar valores da Tabela 14 e Tabela 15 do Anexo II.....	55
Figura 40 - Curvas da resposta do sensor nefelométrico para sedimentos de tamanho 350µm e 180µm. Consultar valores da Tabela 14 e Tabela 15 do Anexo II.....	55
Figura 41 - Curvas da resposta do sensor de luz transmitida para sedimentos de tamanho 350µm e 180µm. Consultar valores da Tabela 14 e Tabela 15 do Anexo II.	56
Figura 42 - Curvas da resposta do sensor ultravioleta para sedimentos de tamanho 350µm e 180µm. Consultar valores da Tabela 14 e Tabela 15 do Anexo II.....	56
Figura 43 - Linearização do detetor backscatter com resposta exponencial.....	59
Figura 44 - Linearização do detetor backscatter com resposta polinomial de 2º grau.	59

Figura 45 - Linearização do detetor nefelométrico com resposta exponencial.....	60
Figura 46 - Linearização do detetor nefelométrico com resposta polinomial de 2º grau.	61
Figura 47 - Linearização do detetor transmitido infravermelho com resposta logarítmica.	62
Figura 48 - Linearização do detetor transmitido infravermelho com resposta logarítmica e com a curva das areias de 180µm fracionada para valores superiores e inferiores a 10g/L.	62
Figura 49 - Linearização do detetor transmitido ultravioleta com resposta logarítmica.	63
Figura 50 - Linearização do detetor transmitido ultravioleta com resposta logarítmica e com as curvas da calibração fracionadas para valores superiores e inferiores a 30g/L.	64
Figura 51 - Instalações do Centro de Monitorização e Interpretação Ambiental de Viana do Castelo.	65
Figura 52 - Localização do Centro de Monitorização e Interpretação Ambiental de Viana do Castelo.	66
Figura 53 - Fauna e flora na zona fluvial do CMIA de Viana do Castelo.	66
Figura 54 - Instalação do sensor em maré-baixa.	67
Figura 55 - Caixa de proteção da eletrónica.	67
Figura 56 - Medições da luz ambiente (LEDs desligados) durante as primeiras 24h.	68
Figura 57 - Curva dos fotodetetores nas primeiras 24h desde a instalação do sensor. A laranja as medições da turbidez, a cinzento a medição da luz ambiente e a azul o valor diferencial entre as duas.	70
Figura 58 - Leituras dos fotodetetores entre as 21:30h de 12 de Julho e as 5:30h de 13 de Julho. Graduação de cores sob os gráficos representa o ciclo das marés, sendo o pico da baixa-mar por volta das 00:10h.	71
Figura 59 - Correspondência entre os valores elétricos de saída dos fotodetetores da Figura 58 e o valor de concentração através das expressões matemáticas (11), (13), (16) e (20) da linearização do sensor para areias de 350µm. As expressões matemáticas correspondem aos tipos de medições efetuadas: backscatter, nefelométrico, transmitido infravermelho e transmitido ultravioleta, respetivamente.	72
Figura 60 - Curva do sensor infravermelho de luz transmitida da Figura 59, sujeito ao filtro passa baixo da expressão matemática (23) com a=0.005.	73
Figura 61 - Correspondência entre os valores elétricos de saída dos fotodetetores da Figura 58 e o valor de concentração através das expressões matemáticas (12), (14), (18) e (22) da linearização do sensor para areias de 180µm. As expressões matemáticas correspondem aos tipos de medições efetuadas: backscatter, nefelométrico, transmitido infravermelho e transmitido ultravioleta, respetivamente.	74

Figura 62 - Medições efetuadas pelo sensor infravermelho de luz transmitida (com LED ligado) durante a primeira semana de monitorização. Escala de cores referente ao nível da água do mar, sendo o azul representativo da baixa-mar e o vermelho da preia-mar.	75
Figura 63 - Medições efetuadas pelo sensor infravermelho de luz transmitida (com LED ligado) nas últimas 96h em que esteve em campo. Escala de cores referente ao nível da água do mar, sendo o azul representativo da baixa-mar e o vermelho da preia-mar.	76
Figura 64 - Estado do sensor e cabo de transmissão de sinal à data da sua recolha	76
Figura 65 - Transdutores piezoelétricos utilizados.....	78
Figura 66- Diagrama do transdutor acústico BII-7694 com a taxa de rejeição em frequência.79	
Figura 67 - Diagrama do transdutor acústico BII-7695 com a taxa de rejeição em frequência.	80
Figura 68- Diagrama do transdutor acústico BII-7697 com a taxa de rejeição em frequência.80	
Figura 69 - Placa de desenvolvimento Mimas Spartan 6.	82
Figura 70 - Esquemático da PCB do DAC AD9708.	83
Figura 71 - Desenho da PCB do DAC no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	83
Figura 72 - Circuito impresso do DAC AD9708.	84
Figura 73 – Esquemático do Amplificador Push-Pull.	85
Figura 74 - Esquemático do amplificador em Ponte-H com configuração de Darlington.	86
Figura 75 - Desenho da PCB da ponte-H em configuração de Darlington no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	86
Figura 76 - Circuito impresso da ponte-H em configuração de Darlington.	87
Figura 77 - Esquemático dos amplificadores operacionais AD4870.	88
Figura 78 - Circuito de desligar e ligar os AD4870 através da FPGA.	88
Figura 79 - Desenho da PCB do circuito de amplificação com os ampops AD4870 no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	89
Figura 80 - Circuito impresso do circuito de amplificação com os ampops AD4870.	89
Figura 81 - Esquemático da Ponte-H final.....	90
Figura 82 - Desenho da PCB da versão final da Ponte-H no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).....	90
Figura 83 - Circuito impresso da versão final da Ponte-H.	91
Figura 84 - Esquemático de atuação do relé.	92
Figura 85 - Desenho da PCB do circuito do relé no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).....	92

Figura 86 - Circuito impresso do circuito do relé.	93
Figura 87 - Esquemático do circuito da porta de transmissão de potência.	93
Figura 88 - Desenho da PCB da porta de transmissão de potência no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	94
Figura 89 - Circuito impresso da porta de transmissão de potência.	94
Figura 90 - Exemplo de amplificador de carga/transimpedância.	95
Figura 91 - Esquemático do amplificador de carga.	96
Figura 92 - Desenho da PCB do amplificador de carga no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	96
Figura 93 - Circuito impresso do amplificador de carga.	97
Figura 94 - Exemplo de circuito de instrumentação.	97
Figura 95 - Esquemático do amplificador de instrumentação INA217.	97
Figura 96 - Desenho da PCB do amplificador de instrumentação no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	98
Figura 97 - Circuito impresso do amplificador de instrumentação.	98
Figura 98 - Esquemático do detetor de potência.	99
Figura 99 - Desenho da PCB do detetor de potência no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	99
Figura 100 - Circuito impresso do detetor de potência.	99
Figura 101 - Esquemático do multiplexador analógico.	100
Figura 102 - Desenho da PCB do multiplexador analógico no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	100
Figura 103 - Circuito impresso do multiplexador analógico.	101
Figura 104 - Esquemático do Conversor Analógico-Digital.	101
Figura 105 - Desenho da PCB do ADC no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	102
Figura 106 - Circuito impresso do ADC.	102
Figura 107 - Esquemático dos reguladores de tensão para as alimentações de $\pm 20V$, $\pm 15V$, $\pm 5V$ e $\pm 3V$	103
Figura 108 - Esquemático das ligações entre os vários módulos do sistema acústico.	104
Figura 109 - Desenho da PCB de base para o encaixe de todos os módulos no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).	105
Figura 110 - Circuito impresso da placa base com os encaixes de todos os módulos.	105

Figura 111 - Programa de atuação de frequência única no programa Xilinx System Generate.	106
Figura 112 - Simulação do programa de atuação de frequência única. No gráfico superior, o sinal sinusoidal de 8 bits a uma frequência de 1MHz e no gráfico inferior, o clock do DAC a uma frequência de 50MHz. As imperfeições do sinal são devido aos tempos de Simulação do Simulink, não sendo transmissíveis ao hardware.....	107
Figura 113 - Programa de atuação em modo burst de frequência única no programa Xilinx System Generate.....	108
Figura 114 - Subsistema Burst System do programa modo burst de frequência única.	108
Figura 115 - Simulação do modo burst para 20 ondas sinusoidais a uma frequência de 1MHz e tempo de espera de 1ms.	109
Figura 116 - Subsistema do programa modo burst de frequência múltipla (blocos apresentados para sinal de 1MHz).	110
Figura 117 - Programa de atuação em modo burst de frequência múltipla.	110
Figura 118 - Simulação do modo burst de frequência múltipla para 20 ondas sinusoidais e tempo de espera de 500 μ s.	111
Figura 119 – Simulação da atuação dos interruptores do programa modo burst de frequência múltipla (time_delay de 5 μ s). A verde o sinal lógico de atuação do relé de 1MHz, a azul o de 2MHz e laranja de 5MHz.....	112
Figura 120 - Simulação da atuação das portas do multiplexador do programa modo burst de frequência múltipla.....	112
Figura 121 - Programa de recepção de sinais.	113
Figura 122 - Exemplo de um filtro digital passa-banda de janela de Kaiser com uma banda passante de 950kHz a 1,150MHz.....	114
Figura 123 - Programa final de atuação do hardware desenvolvido com a junção do programa de modo burst de frequência múltipla com a recepção de ecos.....	115
Figura 124 - Sinal de saída do DAC para as diferentes frequências dos transdutores piezoelétricos (1.58MHz, 2.404MHz e 5,404MHz) e gráfico da atenuação do ruído e distorção do sinal (SINAD) e distorção harmónica total (THD) em frequência (retirado do datasheet do AD9708).	116
Figura 125 - Sinais de saída dos amplificadores AD4870, com ganho constante de 22,3, para os sinais de entrada da Figura 124 e gráfico da atenuação do sinal de saída do amplificador em frequência (retirado do datasheet do ADA4870).	117

Figura 126 - Resultados do sinal de saída da ponte-H para os valores de comando dos amplificadores operacionais ADA4870 da Figura 125.	118
Figura 127 - Teste de atuação do relé. No CH1 (amarelo) a saída do relé, sendo a entrada um sinal sinusoidal de 1MHz e 40Vpp. No CH2 (azul) o sinal de comando de 1Hz proveniente da FPGA.	119
Figura 128 - Teste de atuação do relé. No CH1 (amarelo) a saída do relé, sendo a entrada um sinal sinusoidal de 1MHz e 40Vpp. No CH2 (azul) o sinal de comando de 100Hz proveniente da FPGA.	119
Figura 129 - Teste de atuação do relé. No CH1 (amarelo) a saída do relé, sendo a entrada um sinal sinusoidal de 1MHz e 40Vpp. No CH2 (azul) o sinal de comando de 110Hz proveniente da FPGA.	120
Figura 130 - Circuito de controlo da porta de transmissão. A amarelo (CH1) o sinal de comando de 50kHz proveniente da FPGA e a azul (CH2) os valores de comando desfasados aplicado à porta de transmissão.	120
Figura 131 - Comutação da porta de transmissão de potência para um sinal sinusoidal de entrada de 38Vpp. A amarelo (CH1) um dos sinais de controlo dos mosfets e a azul (CH2) o sinal de saída.	121
Figura 132 - Atuação dos transdutores piezoelétricos com sinais sinusoidais de 38Vpp e respetivas frequências de operação de 1,058MHz, 2,404MHz e 5,400MHz. A amarelo e azul o sinal em cada polo e a roxo o sinal total aplicado a cada um dos transdutores.	122
Figura 133 - Setup dos testes para sintonização dos módulos de receção.	123
Figura 134 - Teste do amplificador de carga com o transdutor de 1,058MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador. A seta laranja identifica o eco recebido.	123
Figura 135 - Teste do amplificador de carga com o transdutor de 2,404MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador.	124
Figura 136 - Teste do amplificador inversor com o transdutor de 1,058MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador. Foram sensorizados dois ecos, assinalados com as setas laranjas.	124
Figura 137 - Teste do amplificador inversor com o transdutor de 2,404MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador. A seta laranja identifica o eco recebido.	125

Figura 138 – Teste do amplificador de instrumentação com o transdutor de 1,058MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador. Foram sensorizados três ecos, assinalados com as setas laranjas.	126
Figura 139 - Teste do amplificador de instrumentação com o transdutor de 2,404MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador. A seta laranja identifica o eco recebido.	126
Figura 140 - Teste do detetor de potência com o transdutor de 1,058MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do detetor....	127
Figura 141 - Teste do detetor de potência com o transdutor de 2,404MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do detetor....	128
Figura 142 - Teste do multiplexador. Um dos selecionadores foi ligado à massa e o outro a um pino comutado da FPGA (CH1, amarelo). O mux faz a comutação de duas entradas, uma delas ligada à massa e outra a um sinal sinusoidal (CH2, azul).....	128
Figura 143 - Esquemático de testes do ADC.	129
Figura 144 - Resultados do teste do ADC em conjunto com o DAC para leitura de sinais sinusoidais de 1,058MHz, 2,404MHz e 5,404MHz e gráfico de atenuação em frequência do ADC (retirado do datasheet do AD9057). A amarelo (CH1) o sinal de entrada do ADC e a azul (CH2) o sinal de saída do DAC.....	129
Figura 145 - Aumento gradual e controlado de colheres de chá de café durante o teste do protótipo do sensor ótico.....	140

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Síntese dos Métodos Padrão para controlo de turbidez existentes	18
Tabela 2 - Frequência e comprimento de onda das cores do espectro visível.	22
Tabela 3 – Classificação da radiação ultravioleta segundo a norma ISO.	23
Tabela 4 – Sensor sujeito à luz ambiente e luz das lâmpadas da sala.	47
Tabela 5 – Estores da sala fechados e luz apagada.	47
Tabela 6 - Sensor sujeito apenas à luz das lâmpadas da sala (estores fechados).	47
Tabela 7 - Cartão a tapar o recipiente de testes de forma a anular a luz externa.	48
Tabela 8 – Correspondência entre os valores elétricos e a respetiva concentração, obtidas nos testes de calibração do sensor ótico (valores de cada sensor em Volt). Estes dados serão utilizados para a linearização das respostas de cada tipo de medição.	58
Tabela 9 - Características dos transdutores acústicos.	78
Tabela 10 - Principais características dos transdutores piezoelétricos na análise em VNA.	81
Tabela 11 - Tabela de verdade correspondente aos selecionadores do multiplexer canal dos transdutores acústicos ativo.	113
Tabela 12 - Resultados do teste em ambiente controlado do protótipo do sensor ótico	139
Tabela 13 - Valores do teste “falhado” da calibração do sensor ótico para areia de 350um.	141
Tabela 14 - Valores do ensaio da calibração do sensor ótico para areia de 350um.	141
Tabela 15 - Valores do ensaio da calibração do sensor ótico para areia de 180um.	141

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÓNIMOS

A

ABS Acoustic Backscatter Profiling Sensor

ADC Conversor Analógico-Digital

AmpOp Amplificador Operacional

APHA American Public Health Association

C

CMIA Centro de Monitorização e Interpretação Ambiental

CMEMS Center for MicroElectroMechanical Systems

D

DAC Conversor Digital-Analógico

DSP Digital Signal Processor

E

EPA United States Environmental Protection Agency

F

FET Field Effect Transistor

FIR Filtro de Resposta a Impulso Finito

FNMU Formazin Nephelometric Multibeam Units

FNRU Formazin Nephelometric Ratio Units

FNU Formazin Nephelometric Units

FPGA Field-Programmable Gate Array

FTU Formazin Turbidity Units

G

GPIO Gate Purpose Input/Output

H

HDL Hardware Description Language

I

IIR Filtro de Resposta a Impulso Infinito

ISO International Organization for Standardization

J

JTU Jackson Turbidity Units

L

LED	Light-Emitting Diode
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
M	
MSPS	Mega Samples Per Second
N	
NTD	Nondestructive Testing
NTU	Nephelometric Turbidity Units
P	
PCB	Printed Circuit Board
PLA	Poliácido Lácteo
PMT	PhotoMultiplier Tube (cabo fotomultiplicador)
PSRR	Power Supply Rejection Ratio
R	
RF	Radiofrequência
RTC	Relógio de Tempo Real
S	
SoC	System-on-a-Chip
T	
TSS	Total de Sólidos Suspensos
U	
USEPA	United States Environmental Protection Agency
USGS	United States Geological Survey
V	
VNA	Vector Network Analyzer

1. INTRODUÇÃO

Ocupando cerca de setenta e um por cento da superfície da Terra, o mar tem uma importância enorme não só na vida do ser humano, como na vida de todo o planeta.

Este, através da fotossíntese do fitoplâncton marinho, é responsável pela produção de cerca de setenta por cento do oxigénio existente, essencial à sobrevivência dos seres vivos. Além disso, os ambientes marinhos desempenham um papel importante na regulação da vida Terrestre, nomeadamente na regulação e equilíbrio do clima atmosférico [1].

A um nível mais superficial, o mar apresenta um variadíssimo leque de valências para o ser humano: pesca, transportes marítimos, desportos náuticos, investigação biológica, botânica e biotecnológica, recursos minerais diversificados, exploração de petróleo e gás natural, exploração de energias renováveis, lazer marítimo, estudos geológicos marinhos, hidrografia, cartografia, meteorologia, etc.

Desde meados do século XVII, com o aparecimento da Revolução Industrial, o Homem tem consumido recursos naturais de uma forma irresponsável sem grandes preocupações ecológicas nem de rentabilização. Com o crescente populacional mundial ao longo dos anos e consequente aumento da demanda por recursos alimentares, energéticos e minerais, o mar surge como uma solução à escassez que cada vez mais se torna uma realidade.

1.1 Motivação

O crescimento da população humana e a crescente pressão pela obtenção de recursos adicionais originam consequências nos ecossistemas marinhos [2]. Estes dois fatores, juntamente com as mudanças globais que se têm assistido ao longo das últimas décadas, são em certa medida o que pode estar a causar impactos adicionais sobre os ecossistemas e a colocar o seu equilíbrio em risco. As sociedades humanas parecem ser incapazes de desbloquear novos paradigmas de desenvolvimento no sentido de projetar um crescimento sustentável, sendo uma das principais razões a falta de conhecimento acerca dos processos naturais que estão a afetar os ecossistemas marinhos e costeiros.

Um dos maiores problemas na elaboração de planos de gestão eficazes das zonas costeiras é a escassez de dados das variáveis marítimas com uma escala temporal e espacial vasta e detalhada. Este cenário abre espaço para a nova geração de monitorização, planeamento e gestão das regiões costeiras, com vista a promover e monitorizar ecossistemas mais resilientes.

1.2 Enquadramento

Esta tese de dissertação de Mestrado insere-se no projeto Next-Sea do grupo CMEMS da Universidade do Minho. Este projeto tem como objetivo a criação de bases para a gestão de sistemas costeiros usando o noroeste de Portugal como um caso de estudo.

A monitorização está no centro desse compromisso, tendo em vista o desenvolvimento de equipamentos discretos, de baixo custo, georreferenciados, capazes de recolher e registar dados que possam ser colocados tanto na coluna de água como no fundo do mar e capazes de transferir os dados armazenados para um recetor à superfície.

O controlo eficaz dos sistemas costeiros irá alargar horizontes para a inovação futura das Ciências do Mar, tendo em vista um caminho de evolução sustentável e de antecipação de problemas ambientais.

1.3 Objetivos

O objetivo desta dissertação de Mestrado é o desenvolvimento um sensor de turbidez “*on-line*” para ser utilizado num ambiente marítimo.

Pretende-se fazer dois tipos sensorização tendo em vista duas finalidades: sensorização ótica para a medição da concentração de sedimentos e sensorização por reflexão acústica para a caracterização dos tamanhos dos mesmos.

O sensor ótico consistirá na conjugação de um LED emissor com um comprimento de onda infravermelha e um conjunto de sensores óticos do mesmo tipo, colocados a diferentes ângulos em relação à fonte emissora de luz. A absorção da luz por parte da matéria em suspensão está na base das medições, fazendo-se uma razão entre a concentração de sedimentos e o valor elétrico dos recetores.

O sensor acústico será composto por um conjunto de piezoelétricos cerâmicos com diferentes frequências, em que cada um deles funcionará como emissor e recetor. Será feito um varrimento de várias frequências e serão lidos os ecos recebidos, estimando-se o tamanho dos sedimentos em suspensão. Através do tempo de voo é também possível calcular a distância a que estes se encontram do sensor.

Os sensores devem ser fiáveis nas suas medições, robustos devido às condições adversas a que serão sujeitos, de baixo consumo, portáteis, e com cuidados especiais relativamente à proteção dos circuitos elétricos para não entrarem em contacto com a água.

1.4 Aplicações

Tanto na oceanografia como na limnologia, a turbidez tem grande importância no que diz respeito ao estudo das condições de desenvolvimento da zona eufótica, onde a passagem ou não de luz solar é crucial para o desenvolvimento da flora marinha [3], nos estudos dos fenómenos de transporte de sedimentos e no estudo da qualidade das águas, especialmente para as de consumo humano.

Noutras áreas, como por exemplo a indústria alimentar ou farmacêutica, é também um aspeto bastante relevante no controlo de qualidade e características finais de produtos ou deteção de contaminantes em soluções químicas.

1.5 Organização da tese

Sendo que se propõe o desenvolvimento de dois sensores distintos, a organização da tese será também dividida em duas grandes partes. Assim, como corpo principal, terá os seguintes capítulos:

- Capítulo 1: Introdução;
- Capítulo 2: Estado da Arte;
- Capítulo 3: Fundamentos Teóricos;
- Capítulo 4: Sensor Ótico;
- Capítulo 5: Sensor Acústico;
- Capítulo 6: Conclusão.

Os Capítulos 4 e 5 terão como conteúdo toda a análise, design, implementação e resultados inerentes ao respetivo sensor a desenvolver.

2. ESTADO DA ARTE

A turbidez, também denominada como turvação, é uma propriedade física dos fluidos que se traduz na redução da sua transparência ótica devido à presença de materiais em suspensão que obstruem a passagem da luz [4].

Por definição, a turbidez é causada pela presença de materiais que não estão dissolvidos no fluido, cuja presença altera as suas propriedades óticas. Esses materiais podem ser de origem orgânica ou inorgânica, variando em cor, matéria e dimensão, podendo ir desde dimensões macroscópicas até partículas coloidais.

A turbidez não é uma grandeza física pelo que não é diretamente mensurável. A complexidade das interações entre as propriedades óticas dos materiais em suspensão, como cores e tamanhos; as características do fluido, principalmente o seu índice de refração, cor e propriedades dos solutos; e o comprimento de onda e intensidade da luz incidente, tornam a turbidez numa propriedade visual bastante subjetiva.

Assim, a turbidez como propriedade ótica da água torna-se um dos parâmetros mais difíceis de medir.

A maior parte dos sensores de turbidez usados atualmente utilizam tecnologia ótica. Não sendo a turbidez traduzível numa grandeza física, criaram-se alguns sistemas padronizados tendo em vista uma convergência das medições. Contudo, quando se utiliza um medidor ou um sensor, a maioria dos dados de turbidez não são comparáveis com outras tecnologias. As unidades de turbidez como NTU (*Nephelometric Turbidity Units*) e FNU (*Formazin Nephelometric Units*), para citar as mais utilizadas, não têm qualquer significado físico, químico ou biológico.

Assim, as diferenças no tipo de matéria em suspensão, desenho do instrumento e características dos atuadores e sensores utilizados, irão alterar as leituras das medições. Estes instrumentos são ferramentas bastante convenientes e precisos, enquanto a consistência é mantida.

Os dados de turbidez devem ser sempre avaliados num contexto. Água clara nem sempre é saudável, da mesma forma que água turva nem sempre indica um problema. Isto significa que é importante ter em conta não só o tipo de matéria em suspensão, mas também os locais onde as medições são feitas e todo o seu sistema ecológico.

2.1 Método da vela de Jackson

A primeira tentativa prática de medir a turbidez a nível laboratorial foi através do método da vela de Jackson [5].

Desenvolvido há mais de um século, este instrumento consiste numa vela acesa colocada sob um tubo de vidro com um fundo plano (ver Figura 1). O fluido no qual se pretende medir a turbidez é derramado lentamente no tubo até à imagem da chama deixar de ser visível do ponto de vista do topo do mesmo (a luz não desaparece totalmente, apenas a imagem da chama). Este fenómeno ocorre quando a luz é totalmente dispersada pelas partículas em suspensão no líquido.

O tubo contém uma graduação que permite relacionar o volume do líquido existente no mesmo a sua transparência e consequente turbidez.

Tendo em vista uma padronização do instrumento, a graduação inicial utilizada era em ppm (partes por milhão) de dióxido de silício (SiO_2 , ou vulgarmente sílica), denominada por *Jackson Turbidity Units* (JTU). Depois da invenção da formazina, em 1926, adotou-se uma nova graduação, *Formazin Turbidity Units* (FTU).

Mesmo com algumas melhorias nas suas normas de medição ao longo do tempo, este método teve sempre algumas limitações. A vela de Jackson tem uma gama dinâmica limitada, não sendo possível fazer medições abaixo de 25 JTU, e as medições são bastantes subjetivas pois as leituras são baseadas na observação humana.

Outros turbidímetros baseados na extinção da luz foram desenvolvidos tendo este método como base, mas permaneceram sempre dependentes da visão humana. Atualmente, esses métodos são considerados obsoletos em favor de instrumentos eletrónicos que oferecem maior gama dinâmica e precisão.

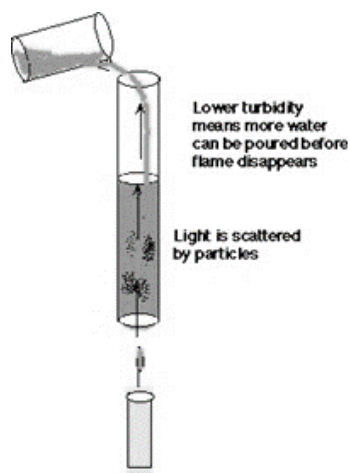


Figura 1- Método da vela de Jackson. O líquido é derramado lentamente no tubo até a imagem da chama da vela deixar de ser visível. A turbidez é relacionada com o volume existente nesse momento[6].

2.2 Disco de Secchi

O método convencional para medir a turbidez marítima é pelo disco de Secchi, criado em 1865 por Pietro Angelo Secchi. Devido ao seu baixo custo, portabilidade e facilidade de manuseamento, é um instrumento amplamente utilizado principalmente em instrumentação naval.

O disco de Secchi consiste num disco plano circular com um diâmetro entre os 16cm e os 40cm. Usualmente, é dividido em quatro partes equivalentes com os contrastes de preto e branco, como representado na Figura 2, no entanto, em alguns casos utilizam-se discos totalmente brancos ou totalmente pretos.

Este disco, preso por uma corda, é submerso lentamente na água até deixar de ser visível. De seguida, é içado lentamente de volta até ao último ponto de visibilidade, encontrando-se assim a profundidade de Secchi (usualmente em metros ou centímetros). Altas profundidades de Secchi relacionam-se com alta clareza da água e baixos níveis de turbidez, no sentido contrário baixas profundidades indicam altos níveis de turbidez.

As leituras por este instrumento dependem da atenuação da luz na água, isto é, a capacidade de penetração da luz no meio. Quando o disco está de baixo de água e a luz é refletida pelo mesmo, o disco é visível pelo observador. Quando o disco é obscurecido pelos sedimentos em suspensão, a luz não é refletida de volta ao espectador, mas sim dispersa e difusa pelo meio.

Embora seja um método bastante utilizado é também pouco fiável [7]. As leituras são bastante afetadas pelas mudanças nas condições da luz solar, agitação da água, hora do dia e erro humano.

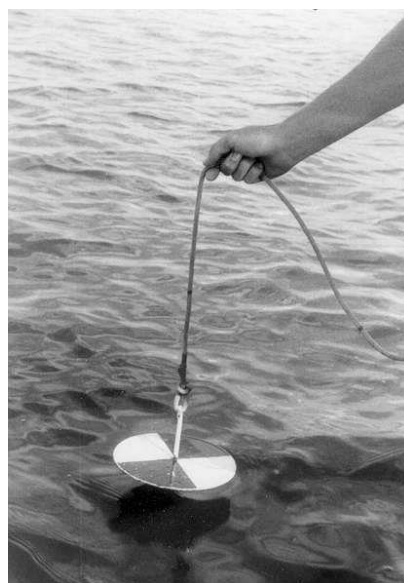


Figura 2- Utilização do disco de Secchi. Lentamente, mergulha-se o disco na água até este desaparecer, encontrando-se assim a profundidade de Secchi que é relacionada com o valor da turbidez [8].

2.3 Turbidímetros óticos

Os turbidímetros óticos vieram colmatar o problema da suscetibilidade ao erro humano apresentados pelos métodos anteriores. Através de uma sensorização eletrónica, foi possível aumentar tanto a gama dinâmica das medições como a sua precisão.

Estes tipos de dispositivos consistem na atuação de uma fonte de luz e de um ou mais fotodetetores que podem tomar várias posições em relação ao atuador.

Quando a luz do atuador é incidida sobre a amostra, esta irá ser dispersada e absorvida pelas partículas em suspensão existentes [9], variando o sinal elétrico dos fotodetetores. Quanto maior for a turbidez, menos será a potência luminosa recebida pelo sistema sensorial e menor será o seu valor elétrico. No sentido contrário, para baixos valores de turbidez a luz tem mais facilidade em atravessar o meio e o valor elétrico dos fotodetetores será maior.

Atualmente, existem alguns métodos padronizados para medir a turbidez. Contudo, cada método de medição usa uma unidade diferente.

Uma multiplicidade de unidades de turbidez foi introduzida pois uma mudança no tipo de fonte de luz, detetor ou ângulo de medição, irá alterar a leitura do sensor. Assim, diferentes instrumentos de turbidez podem produzir várias medições na mesma amostra.

Os sólidos inorgânicos têm maior tendência a refletir a luz, enquanto as partículas orgânicas a absorver [10]. Matérias diferentes reagirão também de maneira diferente a diferentes comprimentos de onda, o que torna as medições bastantes difíceis de analisar. Estes sistemas são bastantes úteis e precisos desde que a consistência seja mantida.

Embora já exista uma maior tendência em procurar soluções para otimizar estes dispositivos para sensores “de campo”, a sua maioria ainda prevalece como medidores de bancada laboratoriais o que os tornam bastante grandes, caros e dependentes da energia elétrica da rede.

Existem vários métodos óticos padrão de qualidade da água em uso. A Agência de Proteção Ambiental dos Estados Unidos [11] (USEPA) aprovou oito padrões para monitorização de água potável. Até 2009, apenas quatro métodos foram aceites: Método EPA 180.1, Método Padrão 2130B, Método de Instrumento de Grandes Lagos 2 (GLI 2) e Método de Hach. Em 2009, A USEPA aprovou quatro novos métodos: Métodos Mitchell M5271 e M5331, Orion AQ4500, e AMI Turbiwell.

Para além destes, a USGS [12] (*United States Geological Survey*) usa também outros métodos com características otimizadas para valores de turbidez mais elevados, como por exemplo o International Organization for Standardization (ISO) 7027.

De todos estes métodos, o Método 180.1 da EPA e o ISO 7027 são os mais conhecidos e com maior reconhecimento a nível internacional.

2.3.1 Método EPA 180.1

O Método EPA 180.1 é um método de medição de turbidez aprovado pela Agência de Proteção Ambiental dos Estados Unidos [13].

Este método utiliza tecnologia nefelométrica que faz a medição da luz difusa a 90°, isto é, o fotodetector deve estar posicionado a 90 graus, com uma margem de 30, em relação à fonte de luz (ver Figura 3). Para minimizar as diferenças nas medições da dispersão da luz, o método rege que a luz incidente e dispersa não pode percorrer mais de 10 centímetros desde a fonte de luz até ao fotodetector. Recetores adicionais são permitidos, desde que o ângulo de 90 graus seja sempre o de maior relevância.

A fonte de luz utilizada é uma lâmpada de tungsténio com uma temperatura de cor entre os 2200 e os 3000 Kelvins. Isto significa que a saída é policromática, ou seja, de banda larga espectral.

O fotodetector deve ter uma sensorização para comprimentos de onda entre os 400 e os 600 nanómetros. O uso de uma banda espectral ampla faz com que o sensor seja mais suscetível a amostras coloridas. Isto significa que se houver muita matéria a absorver diferentes comprimentos de onda, a precisão do sensor irá diminuir drasticamente. Por outro lado, um espectro de banda larga irá permitir que o instrumento seja sensível a partículas mais pequenas. Esta sensibilidade significa que uma fonte de lâmpada de tungsténio proporcionará uma resposta muito mais precisa do que uma fonte de luz monocromática quando se medem amostras com partículas muito pequenas.

O uso da lâmpada de tungsténio requer uma verificação de calibração diária e uma recalibração frequente devido à decomposição incandescente inerente à lâmpada. À medida que a lâmpada se queima lentamente, a saída de luz diminui, alterando a leitura das medições.

O Método EPA 180.1 utiliza tecnologia nefelométrica calibrada por um padrão de formazina. Assim, as suas unidades vêm em Unidades Nefelométricas de Turbidez (NTU).

Os instrumentos regidos por esta norma são adequados para medir níveis de turbidez entre 0 e 40 NTU. A níveis mais elevados, a relação entre a dispersão da luz e a turbidez torna-se não linear. Isto significa que a quantidade de luz dispersa que pode atingir o fotodetector diminui, limitando as capacidades do instrumento.

As condições ótimas para o uso destes instrumentos são em amostras onde existe pouca interferência de cor e baixa turbidez.

Se for pretendido fazer medições acima dos 40 NTU, a diluição da amostra em água é possível, fazendo-se o calculo segundo a seguinte expressão[14]:

$$NTU = \frac{A * (B + C)}{C} \quad (1)$$

NTU = Valor de turbidez da amostra original em Unidades Nefelométricas

A = Valor de turbidez da amostra diluida em Unidades Nefelométricas

B = Volume de água diluída na amostra em mililitros

C = volume de água da amostra diluida em mililitros

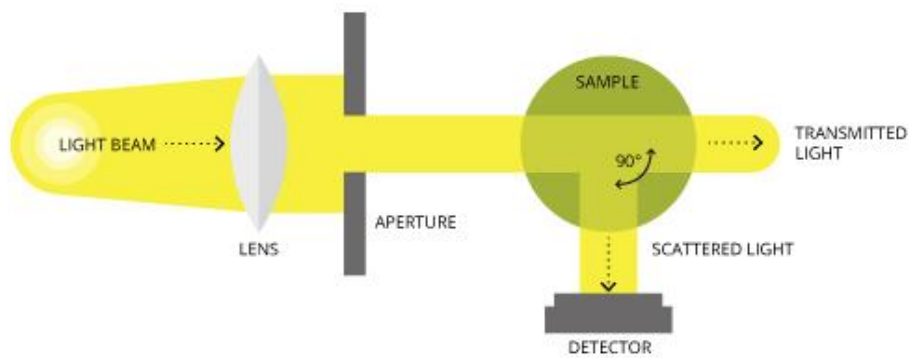


Figura 3 – Exemplificação do sistema de sensorização do Método EPA 180.1. Uma lâmpada de tungstênio com uma temperatura de cor entre os 2000 e 3000K incide sobre a amostra e um fotoreceptor, colocado a 90° em relação à fonte de luz, faz a leitura elétrica que será traduzida em Unidades de Turbidez Nefelométricas (NTU) [14].

2.3.2 Método Padrão 2130B

O Método Padrão 2130B [15] foi estabelecido pela Associação Americana de Saúde Pública [16] (APHA) para exames de água e águas residuais. Este método tem apenas algumas ligeiras diferenças em relação ao EPA 180.1, pelo que são muitas vezes confundidos. Devido às grandes semelhanças entre ambos, este é um método muito pouco utilizado devido à sua pouca popularidade.

Os componentes utilizados e as regras de design do instrumento são exatamente iguais ao do método EPA 180.1 pelo que as diferenças se prendem com a definição da norma de calibração primária e com a gama de medição dos métodos [14].

De acordo com o *Standard Methods* [17] o único padrão primário aceitável é a formazina, feita a partir do zero pelo utilizador, seguindo as instruções específicas descritas. Contudo, o

Método 2130B afirma que a formazina preparada pelo utilizador deve ser utilizada como último recurso devido ao uso de compostos carcinogénicos. Em vez disso, recomendam o uso de uma solução de calibração comercial ou fornecida pelo fabricante, que são considerados padrões secundários.

Por outro lado, o Método de EPA 180.1, considera tanto a formazina preparada pelo utilizador como a formazina comercial como padrões primários, não diferenciando qualquer um deles.

A segunda diferença é a gama dinâmica de medição dos aparelhos. Tal como descrito no subcapítulo anterior, o Método EPA 180.1 define o limite máximo de medição em 40 NTU, sendo que para medições de valor superiores a amostra deve ser diluída. O Método Padrão 2130B alega que a sua gama se estende até aos 1000 NTU e a diluição das amostras deve ser evitada sempre que possível pois a composição da amostra pode mudar, tornando a medição resultante menos exata.

2.3.3 ISO 7027

A Organização Internacional de Normalização [18] desenvolveu um modelo mais rígido, conhecido como ISO 7027 [19]. Esta norma tenta garantir que os sensores e medidores de turbidez tenham boa repetibilidade e comparabilidade. Embora seja bastante comum em toda a Europa, este método não é aprovado pela EPA para regulamentos de água potável pois não é tão sensível a valores baixos de turbidez.

Assim como os métodos anteriores, a medição de turbidez faz-se pela luz difusa a 90 graus, estando a grande diferença na banda espectral da fonte luz.

Este método requer especificamente uma fonte de luz monocromática com um comprimento de onda de 860 nanómetros e com uma largura de banda espectral de 60 nanómetros. Na maior parte dos casos, os instrumentos que obedecem a este método usam uma fonte de luz LED de 860 nanómetros como emissor.

A nível do recetor, requer-se um ângulo primário de 90 graus, com uma margem de 20 a 30 graus. São também permitidos ângulos de deteção adicionais, mas o detetor nefelométrico de 90 graus deve ser a principal fonte de medição. Tal como no Método EPA 180.1, a distância do percurso de luz é limitada a 10 centímetros.

Para níveis de turbidez entre 0 e 40 NTU, as unidades recomendadas para este método são Unidades Nefelométricas de Formazina (FNU). O USGS sugere que este método pode ser usado até 1000 NTU com um único fotodetector, ou até 4000 NTU se detetores adicionais

forem utilizados [20]. Para este último caso, as unidades devem ser em *Formazin Nephelometric Ratio Units* (FNRU).

Tanto a EPA 180.1 como a ISO 7027 utilizam tecnologia nefelométrica calibrada por um padrão de formazina, no entanto, as diferenças na fonte de luz e as ligeiras diferenças no design criam resultados de medição diferentes. A ISO 7027 tem a vantagem de que, sendo a luz próxima do infravermelho, esta raramente é absorvida por partículas e moléculas coloridas, reduzindo assim o erro presente numa fonte de luz de banda larga. Além disso, os LEDs tendem a ser mais estáveis ao longo do tempo que as lâmpadas de tungstênio. Contudo, como comprimentos de onda maiores são menos sensíveis a partículas de tamanho reduzido, este método produzirá leituras de turbidez ligeiramente inferiores ao Método EPA 180.1 para baixos valores de turbidez.

2.3.4 Método GLI 2

O Método GLI 2 [21] duplica o número de fontes de luz e fotodetetores utilizados nos métodos anteriores. Assim, duplica também o número de medições efetuadas e utiliza-as para cancelar erros.

Este método, também conhecido como turbidímetro modulado de quatro feixes, utiliza para cada medição uma fonte emissora e dois recetores posicionados a um ângulo de 180 e 90 graus, respetivamente. Com a alternância entre os emissores ativos, alternam-se também as relevâncias dos emissores.

Os LEDs, de 860 nanómetros, alternam pulsos de luz a cada meio segundo. Os fotodetetores tomam leituras simultâneas, fornecendo um sinal ativo e um sinal de referência. O detetor colocado diretamente em frente ao LED ativo é considerado o sinal de referência, enquanto o detetor num ângulo de 90 graus é considerado o sinal ativo. A cada meio segundo, os sinais ativo e de referência alternam quando o outro LED emissor pulsa (ver Figura 4).

Assim, o método GLI2 fornece duas medições ativas e duas de referência para determinar cada leitura. Devido a estas medições diferenciais., quaisquer erros que possam aparecer são matematicamente cancelados

As unidades de medição do sensor são então calculadas através da seguinte expressão:

$$NTU = Cal_0 \sqrt{\frac{Ativo_1 * Ativo_2}{Referencia_1 * Referencia_2}} - Cal_1 \quad (2)$$

NTU = Valor de turbidez em Unidades Nefelométricas

Cal_0 = Coeficiente de calibração

$Ativo_1$ = Corrente do detetor a 90° (LED1 ligado e LED2 desligado)

$Ativo_2$ = Corrente do detetor a 90° (LED1 desligado e LED2 ligado)

$Referencia_1$ = Corrente do detetor a 180° (LED1 ligado e LED2 desligado)

$Referencia_2$ = Corrente do detetor a 180° (LED1 desligado e LED2 ligado)

Cal_1 = Coeficiente de calibração

O método GLI 2 permite maior sensibilidade e cancelamento de erros para níveis de turbidez entre 0 e 100 NTU. Contudo, este método perde alguma precisão à medida que os níveis de turbidez sobem acima de 40 NTU devido ao aumento da intensidade da luz dispersa [14].

Os instrumentos GLI2 são ideais para gamas de turbidez baixas. Quando utilizados em amostras com níveis turbidez entre os 0 e 1 NTU, estes tornam-se extremamente precisos.

Devido à sua concepção multifeixe o USGS recomenda o uso das unidades FNMU (*Formazin Nephelometric Multibeam Units*) em vez de NTU.

Instrumentos com este design ainda são classificados como tecnologia nefelométrica devido à utilização de fotodetecores em ângulos de 90 graus.

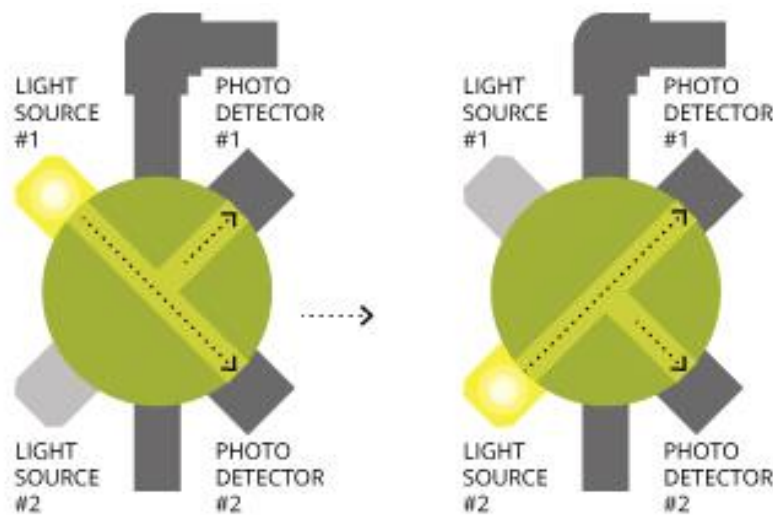


Figura 4 - Método GLI 2. Quando um dos LEDs está ativo, o recetor imediatamente em frente lê o sinal de referência, enquanto o outro lê o sinal ativo. Quando esse LED desliga, e conseqüentemente o outro entra em funcionamento, fazem-se as mesmas medições tendo os recetores papéis contrários [14].

2.3.5 Método de Hach 10133

O Método de Hach 10133 é um método de medição aprovado pela Agência de Proteção Ambiental dos Estados Unidos [22]. Embora também seja baseado em tecnologia nefelométrica, este método usa uma fonte de luz laser em oposição a uma lâmpada de tungstênio ou LED infravermelho.

O emissor laser deve emitir luz vermelha, com um comprimento de onda entre os 630 e os 690 nanômetros. Tal como no método EPA 180.1 e no ISO 7027, a distância total que o feixe de luz viaja não pode exceder os 10 centímetros.

O detetor deve ser ajustado a 90 graus do percurso da luz incidente e deve ser ligado a um cabo fotomultiplicador (PMT) através de um cabo de fibra ótica (Figura 5). O PMT é utilizado para aumentar a sensibilidade do fotodetector.

Utilizando-se o laser como fonte de luz e cabo fotomultiplicador ligado ao detetor, torna-se assim possível detetar níveis de turbidez extremamente baixos. Devido à elevada resolução deste método, as suas unidades são expressas em mili*Nephelometric Turbidity Units* (mNTU). Assim, a faixa recomendada para estes instrumentos é 0 a 5 NTU (0 a 5000 mNTU).

Ao contrário dos métodos anteriores, o Método Hach 101033 é concebido para monitorização em linha ou em processo. Os instrumentos em conformidade com este método são ideais para monitorização de campo em fluídos com níveis de turbidez muito baixos, tais como a monitorização de água potável ou de efluentes de estações de tratamento de águas residuais.

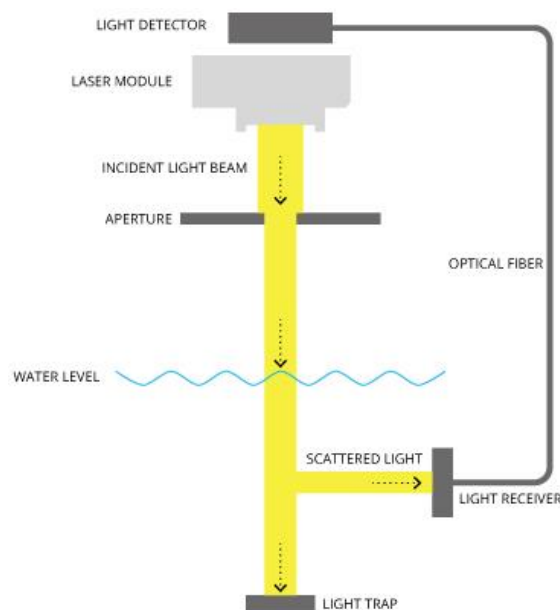


Figura 5 - Método Hach 10133. Utilizado para medições de campo, este método consiste numa medição nefelométrica pela luz difusa. Um laser de cor vermelha é usado como emissor e o detetor, colocado a 90°, está ligado a um cabo de fibra ótica para aumentar a resolução das medições [14].

2.3.6 Método de Mitchell M5271e M5331

Os métodos de Mitchell são procedimentos alternativos de teste, aprovados pela EPA em 2009, para medir a turbidez de água potável. O termo “procedimento alternativo de teste” remete à utilização de uma técnica nefelométrica aprovada pela EPA sem que resulte num método completamente novo. Assim, os métodos Mitchell produzem resultados comparativos relativos ao método EPA 180.1.

Semelhante ao Hach 10133, esta tecnologia pretende fazer medições de campo utilizando medições nefelométricas.

Para o método M5271 [23] a fonte de luz deve ser um laser com um comprimento de onda entre os 620 e os 680 nanómetros, ao passo que para o M5331 [24] é utilizado um LED com comprimento de onda entre os 510 e os 540 nanómetros.

Para ambos, o fotodetector é colocado a 90 graus com uma margem de 30 e o curso de luz está limitado a 10 centímetros (tal como o EPA 180.1).

As grandes vantagens destes métodos para os semelhantes é que introduzem tecnologia de retenção de bolhas de água e janelas que evitam o efeito da condensação.

Para os instrumentos estarem de acordo com estes métodos, é também necessário que consigam suportar até 30 psi de pressão.

Tal como o método EPA 180.1, a sua gama de medição compreende-se de 0 a 40 NTU.

2.3.7 Método Orion AQ4500

O método Orion AQ4500, desenvolvido pela Thermo Fisher Scientific [25], baseia-se no uso do turbidímetro Thermo Orion AQUAfast, modelo AQ4500, e é também um procedimento alternativo de teste relativo ao método EPA 180.1 [26].

Este método utiliza um emissor e dois recetores de espectro entre os 400 e os 600 nanómetros.

A fonte de luz utilizada é um LED azul revestido de fósforo. Esta configuração permite alargar a banda espectral dos 450 nanómetros (azul) para luz “branca”. Assim, produz o mesmo efeito que a lâmpada de tungsténio do método EPA 180.1.

A razão pela utilização do LED em vez da lâmpada é a possibilidade de pulsar a fonte emissora a uma alta frequência, permitindo assim uma deteção síncrona. Desta forma, qualquer luz dispersa ou erros induzidos pela eletrónica, são praticamente anulados.

A sensorização é feita por dois recetores: o nefelométrico faz a medição da turbidez enquanto o de luz transmitida, colocado a 180 graus em relação à fonte emissora (Figura 6),

serve para gerar uma referência de compensação de cor devido à absorção das partículas coloridas presentes na amostra. A razão entre as duas medições resulta no valor de turbidez final.

Embora os manuais deste instrumento aleguem que a sua gama de medição vai dos 0 aos 4000 NTU, a EPA apenas reconhece este método para medições até 40 NTU. Para valores de turbidez acima deste valor, a amostra deve ser diluída e fazer o cálculo da Equação (1).

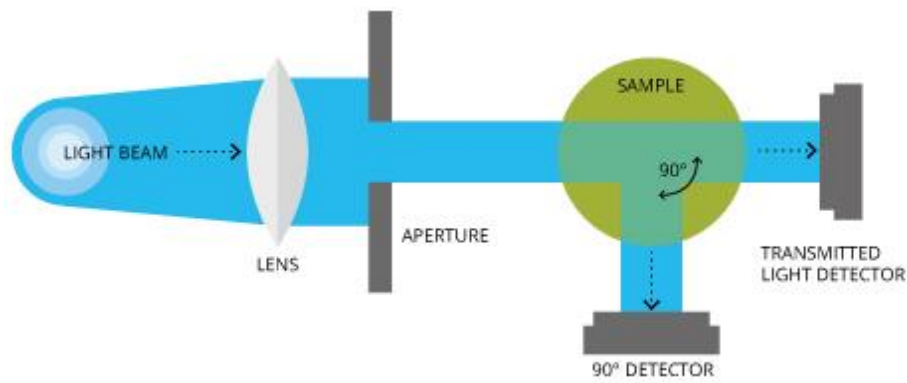


Figura 6 – Método Orion AQ4500. Um LED de banda espectral branca emite luz para a amostra. A conjugação dos valores sensorizados por um recetor nefelométrico (90°) e um de luz transmitida (180°) dará o valor de turbidez final [14].

2.3.8 AMI Turbiwell

O AMI Turbiwell é também um procedimento alternativo de teste, aprovado pela EPA, para medições contínuas em campo [27].

Este tipo de turbidímetros têm uma propriedade única pois são sensores que não têm contacto direto com o fluido.

Também conhecido como *surface scatter* (reflexão da superfície), este tipo de instrumentos têm um depósito, por onde o líquido flui, com uma fina abertura em vidro que fica exposta a uma fonte de luz colocada fora do tubo (Figura 7). A luz emitida será refletida pelas partículas do líquido que obstruem a sua passagem e será sensorizada por um recetor nefelométrico.

A fonte emissora de luz deve ser um LED com uma resposta espectral entre os 400 e os 600 nanómetros e deve ser colocado de forma a fazer um ângulo de 45 graus, com 5 de tolerância, com a superfície do líquido.

O fotodetector deve ser colocado num ângulo reto em relação ao emissor e deve ter uma resposta de comprimento de onda entre os 400 e os 600 nanómetros. Para um melhor desempenho do instrumento devem utilizar-se atuadores e sensores com o mesmo pico espectral. Para estar de acordo com o método a luz sensorizada não pode percorrer mais de 10 centímetros.

Embora o método afirme que este sistema possa ser usado para medições até 200 NTU, a aprovação EPA limita-os dos 0 aos 40 NTU.

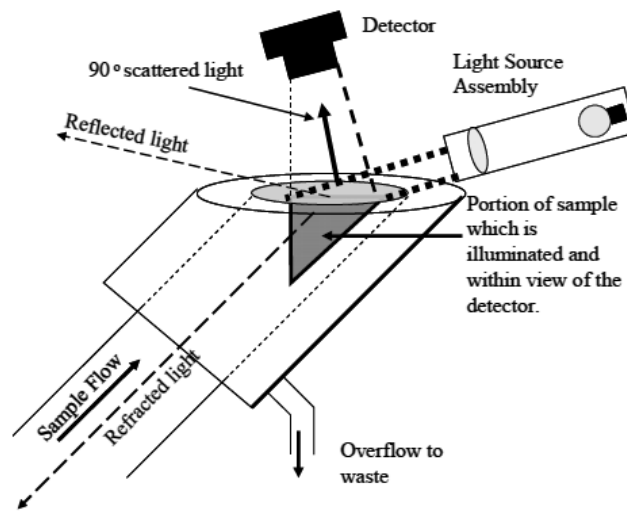


Figura 7 – Corte de secção de um aparelho segundo o método AMI Turbiwell. A água flui num tubo com uma abertura de vidro onde se fazem as medições. Uma fonte de luz e um detector nefelométricos, colocados fora do tubo, permitem uma sensorização sem contacto [28].

2.3.9 Síntese dos Métodos Padrão existentes

Visto que os métodos apresentados têm como finalidade o controlo de turbidez para consumo humano, é notório que estes apresentam uma gama dinâmica relativamente baixa pois é nesses valores que necessitam de ter uma boa precisão.

Para a aplicação pretendida, medição da turbidez no mar, a gama de medição deve ser bastante superior. Nesse sentido, dos métodos referidos apenas o Orion AQ4500 e o AMI Turbiwell parecem ter alguma credibilidade, no entanto, ambos apresentam alguns problemas.

O AMI Turbiwell faz a medição por reflexão ótica superficial, o que torna o design do sensor bastante complexo para este ser colocado no fundo do oceano ou de um rio. Além disso, a gama dinâmica pode não ser suficiente para ambientes de grande turbidez.

No caso do ORION AQ4500 o facto da banda espectral ser bastante ampla e englobar os verdes e azuis constitui um problema. A maior parte das matérias orgânicas vivas presentes nos meios marinhos e fluviais absorvem comprimentos de onda azuis e verde e consequentemente emitem espectros vermelhos [29], o que irá interferir com as medições de turbidez. Além disso, o custo destes instrumentos é bastante elevado o que também é um entrave para medições georreferenciadas amplas.

Devido aos problemas que os turbidímetros óticos atuais apresentam torna-se necessário a idealização de um outro tipo de sensor, não obstante o aproveitamento de algumas técnicas

destes métodos, que possibilitem medições com uma gama dinâmica ampla e com um custo reduzido.

Tabela 1 - Síntese dos Métodos Padrão para controlo de turbidez existentes

Método	Fonte de luz	Detetor	Espectro (nm)	Gama (NTU)
EPA 180.1	Lâmpada tungsténio	Nefelométrico	400 - 600	0 - 40
ISO 7027	LED	Nefelométrico	830 - 890	0 - 40
GLI 2	LED	Nefelométrico e Transmitido	860	0 - 100
Hach 101033	Laser	Nefelométrico	630 - 690	0 - 5
Mitchell M5271	Laser	Nefelométrico	620 - 680	0 - 40
Mitchell M5331	LED	Nefelométrico	510 - 540	0 - 40
Orion AQ4500	LED	Nefelométrico e Transmitido	400 - 600	0 - 4000
AMI Turbiwell	LED	Nefelométrico	400 - 600	0 - 200

2.4 Turbidímetros por reflexão acústica

Os turbidímetros por reflexão acústica, denominados por *Acoustic Backscatter Profiling Sensor* (ABS), são relativamente recentes e encontram-se ainda em fase de estudo, não existindo uma oferta comercial declarada.

Muitas vezes refere-se a este tipo de sensores como medidores de Doppler acústico (ADCP), embora estes sejam usados como medidores de correntes.

Este tipo de sensores não mede diretamente a turbidez. O seu objetivo é a medição contínua do tamanho dos sedimentos suspensos no meio [30], ou seja, fazer a medição dos sólidos suspensos totais (TSS) que é também uma das formas de avaliar a turbidez.

Para tal, um emissor e um recetor acústico são posicionados no mesmo local com a mesma orientação. O emissor gera ondas acústicas de diferentes frequências que serão refletidas pelos sedimentos da vizinhança, sendo recebidas pelo transdutor recetor (Figura 8). Os turbidímetros acústicos fazem a leitura da magnitude dos ecos recebidos, obtendo uma estimativa do tamanho das partículas em suspensão presentes na vizinhança [31].

Analisando o tempo de voo das ondas acústicas é também possível determinar a distância a que os sedimentos se encontram, obtendo-se assim uma leitura estratificada.

O fenómeno de transporte de sedimentos é bastante complexo, além disso, o tipo de matéria que o mar apresenta pode tomar as mais variadas formas, tamanhos e tipo de material, o que resulta numa resposta acústica bastante diferente. Nesse sentido, a interpretação dos ecos recebidos torna-se bastante difícil de descodificar, mesmo com uma boa calibração.

Os ABSs atuais apresentam uma baixa taxa de exatidão, na ordem dos 10-20% [32], estando a o sua otimização e estudo ainda em progresso.

O sensor acústico a ser desenvolvido assentará nesta tecnologia.

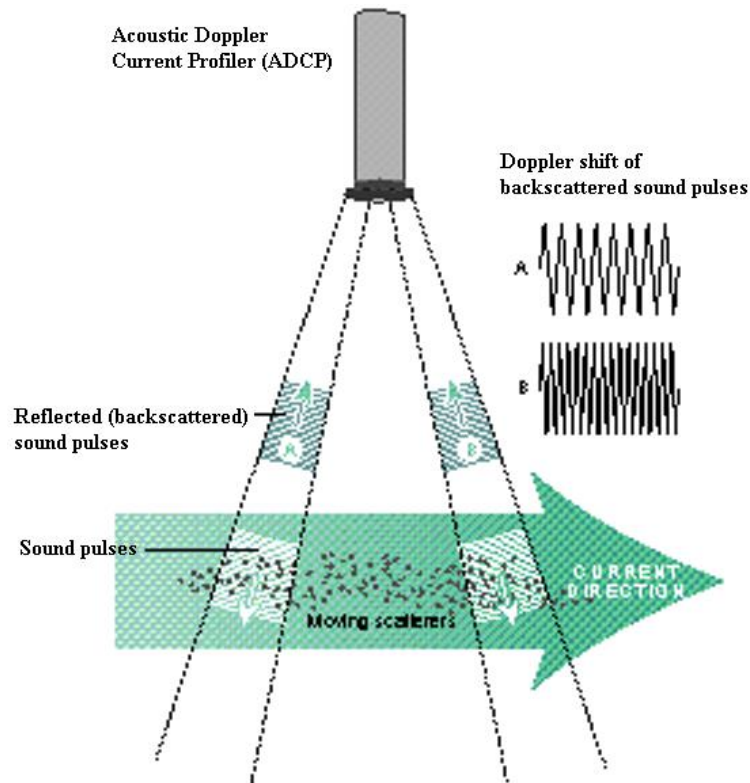


Figura 8 – Exemplo de um ADCP (Acoustic Dopple Current Profiler). Consiste na utilização de transdutores piezoelétricos utilizados como emissores e recetores. Após a atuação do transdutor atuador, o recetor irá captar os ecos acústicos refletidos pelos sedimentos na vizinhança [33].

3. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Os sensores a ser desenvolvidos terão como princípio de funcionamento fenômenos físicos ondulatórios. A interação entre a matéria e a respetiva onda de atuação gerada pelo transdutor correspondente é o que torna a medição das grandezas físicas possível.

No presente capítulo serão apresentadas alguns princípios e leis básicas da Física Clássica e Quântica que suportam o funcionamento e explicam a interação da Natureza com os modos de atuação dos sensores a desenvolver.

Serão abordados os principais fenômenos das ondas eletromagnéticas e mecânicas, referentes ao sensor por princípios óticos e por princípios acústicos, respetivamente.

3.1 Radiação eletromagnética

A radiação eletromagnética, descoberta teoricamente pelo físico escocês James C. Maxwell e confirmada experimentalmente por Heinrich Hertz no século XIX, é o resultando da combinação da oscilação em fase de um campo elétrico com um magnético que, autossustentando-se, consegue desacoplar-se das cargas elétricas que lhe deram origem. A radiação eletromagnética pode ser entendida como a propagação de uma onda transversal, isto é, as suas oscilações são perpendiculares à direção do movimento. Do ponto de vista da Mecânica Quântica, a radiação eletromagnética traduz-se no deslocamento de fotões.

As ondas eletromagnéticas, assim como todas as ondas físicas, podem ser classificadas em três grandezas: amplitude, frequência ou período/comprimento de onda e fase. Deste modo, o espectro eletromagnético abrange o intervalo completo de todos os possíveis comprimentos de onda de radiação eletromagnética.

O espectro eletromagnético compreende-se entre as ondas longas de radio, de grande comprimento de onda e baixa frequência, até aos raios Gama de pequeno comprimento de onda e alta frequência. A radiação ótica encontra-se num ponto intermédio e engloba desde as ondas de rádio aos raios X (ver Figura 9).

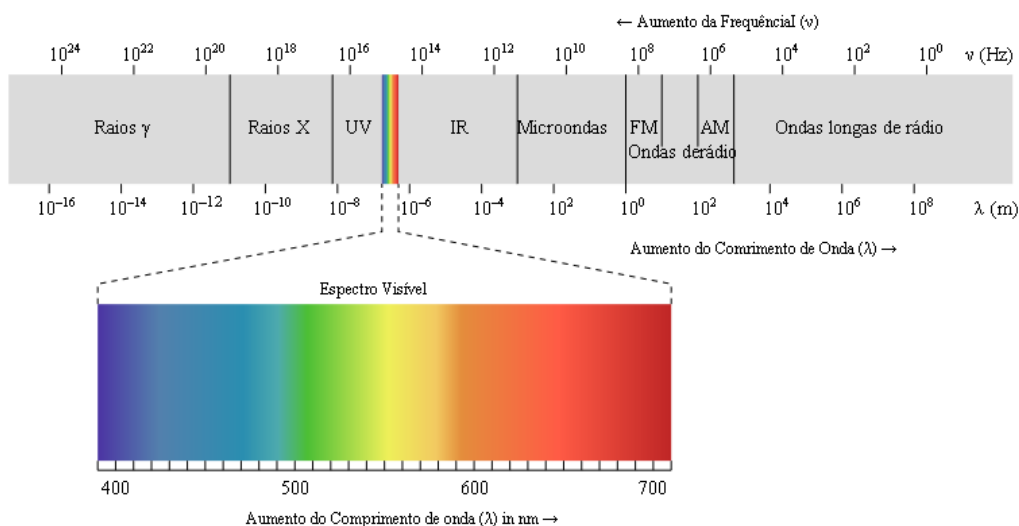


Figura 9 - Espectro Eletromagnético. Classifica todas as ondas eletromagnéticas pela sua frequência indo desde as ondas longas de rádio até aos Raios Gama [34].

3.1.1 Luz visível

A luz visível, também denominada por espectro visível, espectro ótico, ou simplesmente luz, é uma porção do espectro eletromagnético cuja radiação é composta por fótons capazes de serem sensorizados pelo ser humano.

O espectro visível compreende-se entre a frequência óticamente estimulante mais baixa (400THz), o vermelho, e a mais alta (750THz), o violeta, tendo como limitadores a radiação infravermelha e ultravioleta, respetivamente.

A cada comprimento de onda pertencente à faixa da luz visível, encontra-se associada a percepção de uma cor. A conjugação de todos os comprimentos de onda é usualmente denominada por luz “branca”.

Tabela 2 - Frequência e comprimento de onda das cores do espectro visível.

Cor	Frequência (THz)	Comprimento de onda (nm)
Violeta	668 - 789	380 - 450
Azul	606 - 668	450 - 495
Verde	526 - 606	495 - 570
Amarelo	508 - 526	570 - 590
Laranja	484 - 508	590 - 620
Vermelho	400 - 484	620 - 750

3.1.2 Radiação infravermelha

A radiação infravermelha foi descoberta em 1800 pelo astrónomo inglês William Herschel e compreende-se entre os 300GHz e os 400THz (comprimento de onda de 1 milímetro a 700 nanómetros), limite superior das micro-ondas e inferior da cor vermelha.

Ainda que o infravermelho não seja visível ao olho humano, este pode ser perceptível através da sua emissão de calor.

A maior parte da radiação térmica emitida por objetos próximos à temperatura ambiente é infravermelho, assim como a irradiação do ser humano à temperatura normal do corpo. Esta propriedade faz com que as tecnologias IV sejam extensivamente utilizadas para fins militares e civis para aplicações como aquisição de alvo, vigilância, visão noturna, análise de eficiência térmica, monitorização ambiental, detetores de movimento, comunicações sem fios de curto alcance, etc.

3.1.3 Radiação ultravioleta

O ultravioleta é a radiação eletromagnética compreendida entre os 750THz e os 300PHz (comprimento de onda entre os 10 e os 400 nanómetros), limite superior do violeta do espectro ótico e inferior dos raios X. A radiação ultravioleta pode ainda ser subdividida de várias formas, sendo que a norma ISSO discrimina os comprimentos de onda descritos da Tabela 3.

A radiação ultravioleta é bastante utilizada para diversos fins, entre eles, leitores óticos, esterilização, efeitos de iluminação e espectrometria para análise química.

Tabela 3 – Classificação da radiação ultravioleta segundo a norma ISO.

Nome	Abreviação	Comprimento de onda (nm)
Ultravioleta	UV	100 – 400
Ultravioleta A	UVA	315 – 400
Ultravioleta B	UVB	280 - 315
Ultravioleta C	UVC	100 – 280
Ultravioleta próximo	NUV	300 – 400
Ultravioleta médio	MUV	200 – 300
Ultravioleta distante	FUV	122 – 200
Ultravioleta extremo	EUV	10 – 121
Ultravioleta de vácuo	VUV	10 - 200

3.1.4 Reflexão da luz

A reflexão da luz é um fenómeno ótico que ocorre quando a luz incide sobre uma superfície refletora e retorna ao seu meio de origem. Esta, pode ser classificada em dois tipos: reflexão especular e reflexão difusa.

Se a superfície refletora for muito lisa, como é o caso por exemplo dos espelhos, a reflexão de luz que ocorre é chamada de reflexão especular ou regular. A reflexão é explicada através de duas leis:

- O raio incidente (\hat{i}), a reta normal e o raio refletido (\hat{r}) são coplanares, ou seja, estão no mesmo plano;
- O ângulo de incidência é igual ao ângulo de reflexão ($\hat{i} = \hat{r}$).

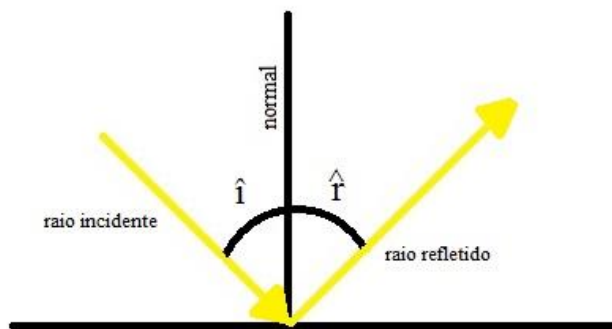


Figura 10 - Princípio da reflexão especular. Um raio incidente de ângulo \hat{i} , ao incidir numa superfície refletora, volta ao meio de propagação com um ângulo idêntico ($\hat{i} = \hat{r}$) [35].

A reflexão regular está na base de muitos instrumentos óticos, no entanto, na Natureza, a maior parte das matérias são irregulares e rugosas o que não oferece à luz incidente uma superfície lisa e plana para obter este tipo de reflexão. Neste caso, os raios de luz propagam-se em diferentes direções e estamos presentes da reflexão difusa (Figura 11).

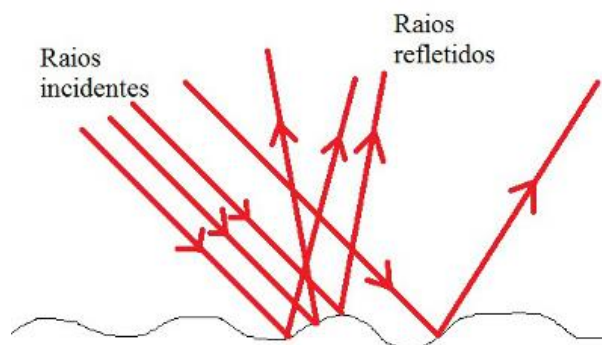


Figura 11 - Reflexão difusa. Quando os raios de luz são refletidos por uma superfície rugosa e irregular, a luz irá difundir-se em diferentes direções [36].

A reflexão ótica torna-se complexa quando as partículas refletoras têm formas e tamanhos diferentes. A distribuição espacial da luz refletida depende da relação do tamanho da partícula com o comprimento de onda da luz incidente.

Partículas muito menores que o comprimento de onda da luz incidente exibem uma distribuição bastante simétrica, com quantidades aproximadamente iguais de luz refletida, tanto para frente como para trás da partícula (ver Figura 12 (A)).

À medida que os tamanhos de partícula aumentam em relação ao comprimento de onda, a luz é gradualmente refletida para a frente com uma intensidade mais elevada do que nas outras direções (ver Figura 12 (B) e (C)).

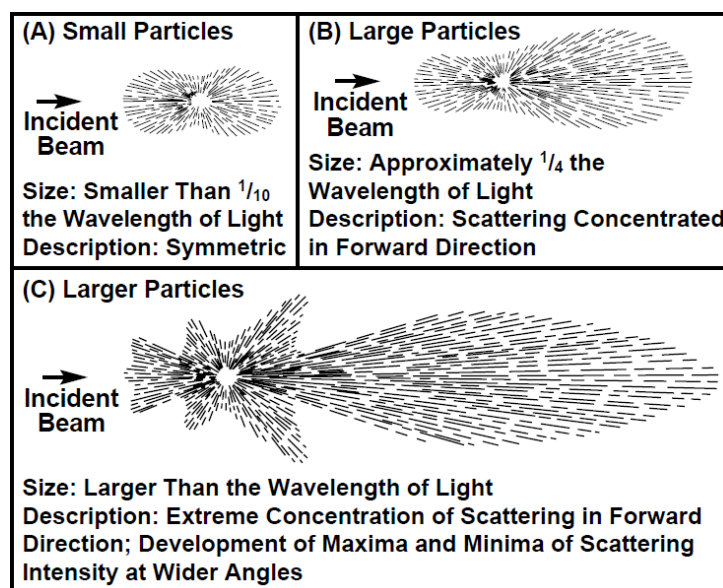


Figura 12 – Princípio da reflexão difusa. Na imagem (A), quando o tamanho da partícula é $\frac{1}{10}$ do comprimento de onda da luz incidente a difusão é praticamente simétrica. Para partículas com um tamanho quatro vezes inferior ao comprimento de onda, a difusão tem maior intensidade na direção em que a luz se propaga (B). Na imagem (C), para partículas de tamanho superior ao comprimento de onda da luz incidente, a intensidade torna-se ainda maior na direção de propagação da luz [37].

Assim, partículas de menor dimensão tendem a refletir mais intensamente os comprimentos de onda mais pequenos (azuis) e têm pouco efeito nos comprimentos de onda maiores (vermelhos). No sentido contrário, partículas maiores refletem mais facilmente os vermelhos que os azuis.

O índice de refração da partícula deve também ser diferente do índice de refração do fluido para que ocorra a dispersão. Quanto maior a diferença entre ambos, maior é a intensidade da luz refletida.

Por fim, a concentração de partículas na amostra será o grande fator para uma maior ou menor reflexão da luz incidente. Quanto maior for o número de obstáculos que a luz encontrar, mais reflexão ótica haverá.

3.1.5 Absorção da luz – Lei de Beer-Lambert

A absorção da luz consiste na diminuição da energia luminosa na sua passagem através da matéria, isto é, os obstáculos que um raio de luz encontra vão absorver parte da sua energia. Na maior parte dos casos esta energia surge como forma de calor, noutros, é irradiada sob a forma de radiação de maior comprimento de onda, dando-se o fenómeno da fluorescência.

Lei de Beer-Lambert

$$T = \frac{I_1}{I_0} \quad (3)$$

T = Transmitância da luz

I₁ = Intensidade de luz depois de atravessar o corpo

I₀ = Intensidade da luz incidente

$$A = \alpha * d * c \quad (4)$$

A = Absorvância do corpo

α = Absorbtividade molar da substância

d = distância que a luz atravessa pela corpo

c = concentração da substância no meio

$$\alpha = \frac{4\pi * k}{\lambda} \quad (5)$$

k = coeficiente de extinção do corpo

λ = comprimento de onda do feixe de luz

$$A = -\log T \quad (6)$$

A lei de Beer-Lambert explica que há uma relação exponencial entre a transmissão de luz através de uma substância e a sua concentração, assim como a relação entre a transmissão e a distância do corpo que a luz atravessa.

O valor do coeficiente de absorção α varia segundo os materiais absorventes e com o comprimento de onda para cada material em particular.

Assim, a absorção de luz numa amostra é maior com o aumento da sua concentração, quanto maior forem os sedimentos em suspensão e quanto menor for o comprimento de onda da luz incidente (luz infravermelha tem menor tendência em ser absorvida do que a luz visível).

3.1.6 Refração da luz – Lei de Snell-Descartes

A refração da luz é um fenómeno ótico que ocorre quando um feixe luminoso sofre uma variação na sua direção de propagação ao cruzar a fronteira entre dois meios com diferentes índices de refração. Além da direção de propagação, a sua velocidade e comprimento de onda também são afetados, mantendo uma proporção direta. A constante de proporcionalidade é a frequência que não se altera.

O índice de refração é uma relação entre a velocidade da luz no vácuo e a velocidade da luz num determinado meio.

$$n = \frac{c}{v} \quad (7)$$

n = índice de refração

c = velocidade da luz no vácuo ($3 * 10^8 m/s$)

v = velocidade de propagação da luz no meio

Lei de Snell-Descartes

$$n_1 * \sin \theta_1 = n_2 * \sin \theta_2 \quad (8)$$

n_1 = índice de refração do meio onde a onda se propaga

n_2 = índice de refração do meio onde a luz vai incidir

θ_1 = ângulo de incidência

θ_2 = ângulo de refração

A lei de Snell-Descartes, ou lei da refração, resume-se a uma expressão que dá o desvio angular sofrido por um raio de luz ao passar de um meio para outro com índices de refração diferentes. Quando a luz cruza a fronteira entre os meios, dependendo dos índices de refração relativos entre os dois, a luz poderá ser refratada para um ângulo maior ou menor. Esses ângulos são medidos em relação à linha normal, representada perpendicularmente à fronteira (Figura 13).

A refração entre duas superfícies é reversível, isto é, se todas as condições forem mantidas, os ângulos serão os mesmos quando a luz se move na direção oposta.

Quando a luz é monocromática, a Lei de Snell também pode ser expressa em termos de uma razão da velocidade ou do comprimento de onda do raio em cada meio:

$$\frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2} = \frac{v_1}{v_2} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \quad (9)$$

v_1 = velocidade de propagação da onda incidente

v_2 = velocidade de propagação da onda refratada

λ_1 = comprimento de onda da onda incidente

λ_2 = comprimento de onda refratada

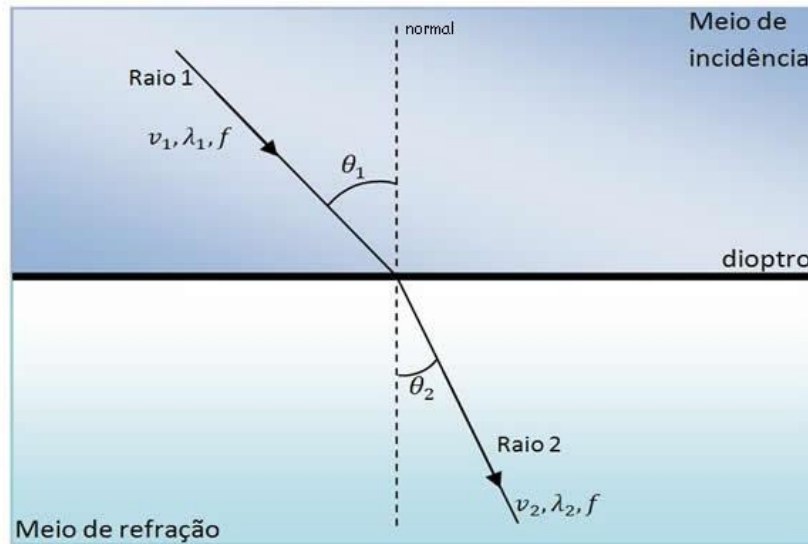


Figura 13 – Exemplo da refração da luz. A mudança de meios com índices de refração diferentes provoca uma mudança no ângulo de propagação e velocidade do raio de luz [38].

3.2 Piezoeletricidade

A piezoeletricidade, do grego *piezein*, foi descoberta pelos irmãos Pierre e Jacques Currie na França em 1881 e consiste na capacidade que alguns cristais têm em transformar energia mecânica sobre força de pressão em energia elétrica, e vice-versa.

Assim, a piezoeletricidade pode apresentar-se em duas formas: o efeito piezoelétrico direto, em que a geração interna da carga elétrica resulta da aplicação de uma força mecânica no corpo, e o efeito piezoelétrico inverso, em que a aplicação de um campo elétrico resulta numa deformação mecânica.

Uma das condições para um cristal ser piezoelétrico é não possuir centro de simetria, uma vez que esta propriedade física existe devido à assimetria de polarização iônica, isto é, a resposta a um estímulo externo não é igual em todas as direções (Figura 14).

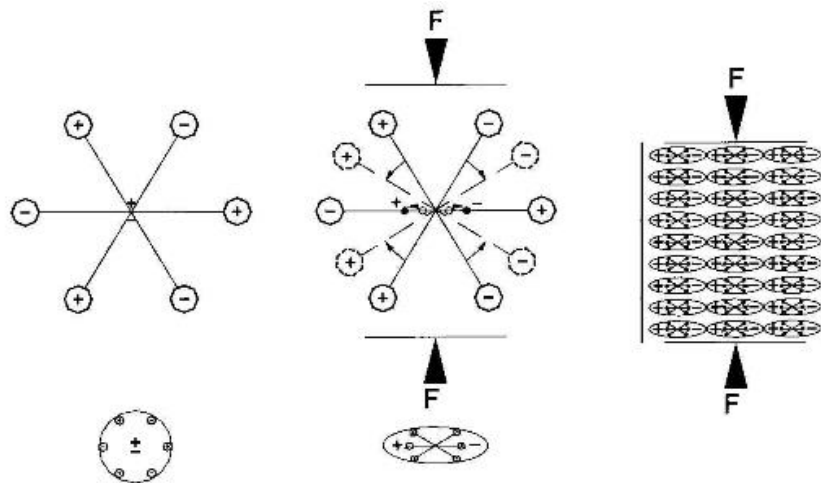


Figura 14 - Modelo molecular simples para explicar o efeito piezoelétrico: na figura à esquerda, uma molécula sem deformação; na figura central, uma molécula sujeita a uma força externa e conseqüente distribuição da carga elétrica; na figura à direita, o efeito piezoelétrico direto na superfície de um material [39].

Assim, quando um material piezoelétrico está sob a influência de um campo elétrico é esperado que este se deforme. A direção desta deformação irá depender da simetria do cristal e da direção na qual o estímulo é aplicado, enquanto que a sua magnitude dependerá da constante de piezoelectricidade do próprio material.

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 usado em aplicações piezoelétricas. Além deste, devido à facilidade de sintetização, são também bastante utilizados cristais cerâmicos à base de titanato de bário ou de zirconato de chumbo (PZT).

3.2.1 Piezoelectricidade para geração de ultrassons

O comportamento peculiar dos materiais piezoelétricos quando sujeitos à aplicação de uma diferença de potencial elétrico entre as suas superfícies levou ao desenvolvimento de várias ideias. Uma delas foi a aplicação de pulsos elétricos alternados de alta frequência ao cristal, obtendo-se assim a conseqüente resposta a nível mecânico.

Assim, sempre que o cristal tiver uma atuação mecânica superior a 20 kHz (limite inferior da frequência ultrassom) e esta tiver energia suficiente para se propagar no meio, estamos na presença de emissão ultrassônica.

Este fenômeno originou várias aplicações e instrumentos usados hoje em dia nas mais diversas áreas, como por exemplo detetor de metais, medidores de distâncias, sonares, solda ultrassônica, mistura, aceleração de processos químicos, etc.

3.2.2 Absorção acústica

À medida que uma onda de som atravessa um corpo, o seu material vai ser deformado mecanicamente (princípio da transmissão acústica) provocando perdas através da conversão de parte da energia sonora em calor, e resultando numa perda de potência no sinal. Este fenómeno é conhecido como absorção acústica.

A fração de som absorvida é governada pelas impedâncias acústicas de ambos os meios e é uma função da sua frequência e ângulo incidente. O tamanho e forma dos materiais podem também ter influencia no comportamento da onda, o que torna o sistema bastante complexo.

Em geral, materiais macios, maleáveis e porosos são bons isoladores acústicos, absorvendo a maior parte do som, enquanto materiais densos e duros têm mais tendência a refletir.

Embora seja um assunto com um crescente interesse nos últimos anos, ainda carece de expressões matemáticas que traduzam os processos físicos inerentes. Todas as experiências publicadas são ajustadas para certas condições pelo que nenhuma pode ser traduzida para um modelo geral.

3.2.3 Reflexão acústica

A reflexão de uma onda sonora acontece quando esta encontra um obstáculo e é refletida pelo mesmo, retornando para o meio de origem de propagação. Tal como acontece para as ondas eletromagnéticas, as ondas acústicas obedecem às mesmas leis da reflexão (ver Figura 10). Na acústica, esse acontecimento origina dois outros fenómenos: o eco e a reverberação.

A reverberação ocorre quando o som é refletido de uma forma reiterativa, isto é, o mesmo sinal chega ao recetor mais do que uma vez. Este fenómeno ocorre geralmente em ambientes fechados ou parcialmente fechados, onde o som tem várias reflexões.

O eco acontece quando o som refletido retorna ao emissor após o som original ser extinto totalmente, sendo possível saber a que distância o objeto refletor se encontra da fonte sonora através da seguinte expressão:

$$d = \frac{v * t}{2} \quad (10)$$

d = distância a que o objeto se encontra da fonte emissora

v = velocidade de propagação do som no meio

t = tempo e propagação (desde a emissão até ao retorno do sinal)

A potencia do sinal refletido, também conhecido como *target strength*, irá depender principalmente do tamanho e tipo de material do objeto. 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. Além disso, quando menor for o diâmetro do objeto em relação ao comprimento de onda da onda incidente, menor será a energia refletida [40].

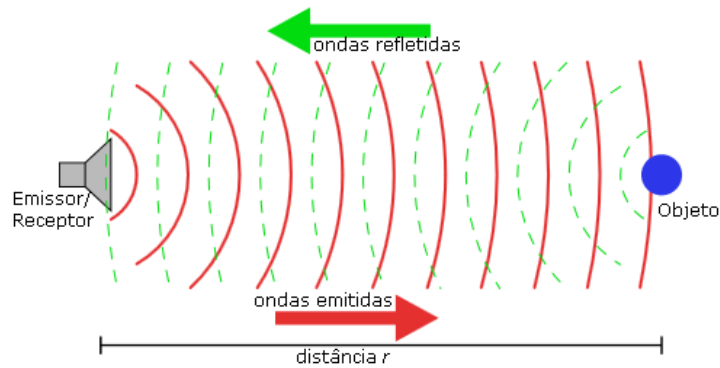


Figura 15 - Fenômeno do eco acústico onde o sinal sonoro emitido é refletido por um objeto de volta à fonte. Através do tempo e velocidade de propagação no meio, é possível calcular-se a distância percorrida pelo som [41].

3.2.4 Dispersão acústica

A dispersão acústica, ou espalhamento do sinal acústico, é um fenômeno físico que acontece quando as ondas sonoras são forçadas a desviar-se de uma trajetória direta, por um ou mais caminhos, devido a desuniformidades no meio onde se propagam (Figura 16).

Convencionalmente, a dispersão do som também inclui os tipos de reflexão acústica, sendo as reflexões que sofrem dispersão chamadas de reflexões difusas e as reflexões não-transmitidas de reflexos especulares.

Na transmissão de sinal sonoro pelo meio aquoso, a dispersão acústica pode ter origem em qualquer tipo de matéria que se diferencie do meio de propagação. Os elementos mais relevantes que podem causar espalhamento são partículas em suspensão, bolhas, gotículas e flutuações de densidade de fluídos.

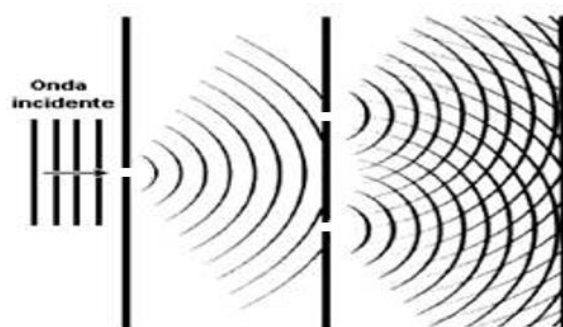


Figura 16 - Exemplo da dispersão acústica quando o sinal atravessa fendas[42].

4. SENSOR ÓTICO

O sensor ótico desenvolvido tem como objetivo medir a concentração de partículas em suspensão em ambientes marítimos e/ou fluviais.

Iluminando-se uma amostra aquosa com matéria não dissolvida, a luz emitida está sujeita à atenuação, difração e reflexão causada pelas partículas que obstruem a passagem da luz. Assim, utilizando-se transdutores óticos (fontes emissoras de luz como atuadores e fotodetetores como recetores), pretende-se fazer uma correspondência entre o valor elétrico sensorizados pelos emissores óticos e a turbidez na amostra, expressa em concentração de partículas em suspensão.

Para o correto funcionamento do sensor é necessário o correto dimensionamento dos transdutores a utilizar e da eletrónica de sensorização de forma a obter uma gama dinâmica de medição e precisão necessárias à aplicação a que este se destina.

O sensor deve ser fiável, de baixo custo, baixo consumo e com capacidade para recolher e armazenar dados.

Cuidados especiais são também necessários em relação à estanquicidade de todo o sistema, de forma a proteger a eletrónica da água e ser assim possível a sua submersão.

4.1 Desenvolvimento de um protótipo

Foi desenvolvido um protótipo do sensor com o objetivo de estudar a resposta de recetores com diferentes posicionamentos em relação ao emissor.

Tanto os ambientes marítimos como os fluviais são de enorme complexidade e diversidade. Assim, a conjugação de vários recetores é crucial para que o sensor se possa ajustar a qualquer tipo de ambiente, oferecendo uma ampla gama dinâmica sem negligenciar a sua precisão.

Nesta fase, foram estudados quatro tipo de medições: *backscatter*, nefelométrico, *fowardscatter* e de luz transmitida, colocados a 45°, 90°, 135° e 180° em relação ao emissor, respetivamente (Figura 17).

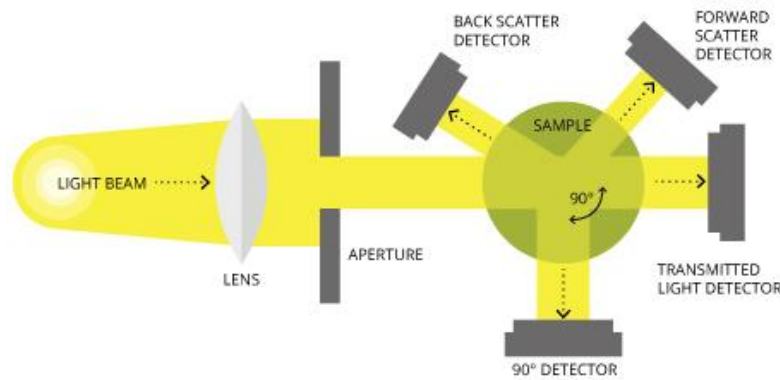


Figura 17 – Esquemático do protótipo do sensor ótico. Diferentes posicionamentos dos recetores em relação à fonte luz, geram diferentes respostas elétricas. Na imagem estão representados os detetores para leituras nefelométricas (90° em relação ao emissor), luz transmitida (180°), forwardscatter (135°) e backscatter (45°).

4.1.1 Escolha dos transdutores óticos

A escolha dos transdutores é um ponto fulcral para o correto funcionamento do sensor. Foi selecionado o comprimento de onda infravermelho devido à sua menor suscetibilidade à coloração das partículas presentes no meio e por estar fora da gama de absorção ótica da matéria orgânica (tipicamente ultravioletas, verdes e azuis).

Para a fonte emissora de luz optou-se por usar LEDs devido ao seu custo reduzido e grande oferta comercial. Além disso, em comparação com os seus concorrentes (lasers e lâmpadas), têm uma resposta muito mais rápida, permitindo serem pulsados a altas frequências, e não apresentam grandes problemas de manutenção nem calibração.

Como atuador, escolheu-se o LED de referência *Kingbright L-34F3C* com um comprimento de onda de 940nm, banda espectral de 50nm e ângulo de emissão de 30°.

Para recetor, utilizou-se fototransístores de referência *Kingbright L-53P3C* com o mesmo comprimento de onda do atuador e uma corrente no escuro de 100nA.

4.1.2 Eletrónica de sensorização

Sendo o fototransístor uma fonte de corrente quando excitado por uma fonte luminosa, o ganho em tensão elétrica obteve-se através da colocação de uma resistência em série.

O circuito elétrico utilizado para fazer a sensorização ótica apresenta-se na Figura 18 e contempla o circuito de atuação do LED e o de receção dos quatro fototransístores através de uma alimentação de 5V.

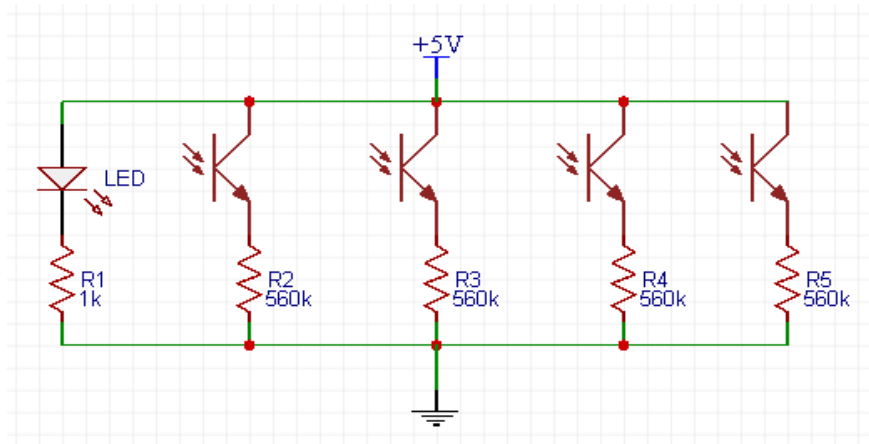


Figura 18 - Circuito elétrico do protótipo do sensor ótico.

4.1.3 Assemblagem

Para a possível submersão do sensor, a eletrónica teve de ser protegida para não entrar em contacto com a água. Assim, os LEDs foram montados numa estrutura e os seus pernos revestidos com cola quente.

A eletrónica de sensorização foi montada em *veroboard* com cabelagem de ligação de forma a não entrar em contacto com a água.

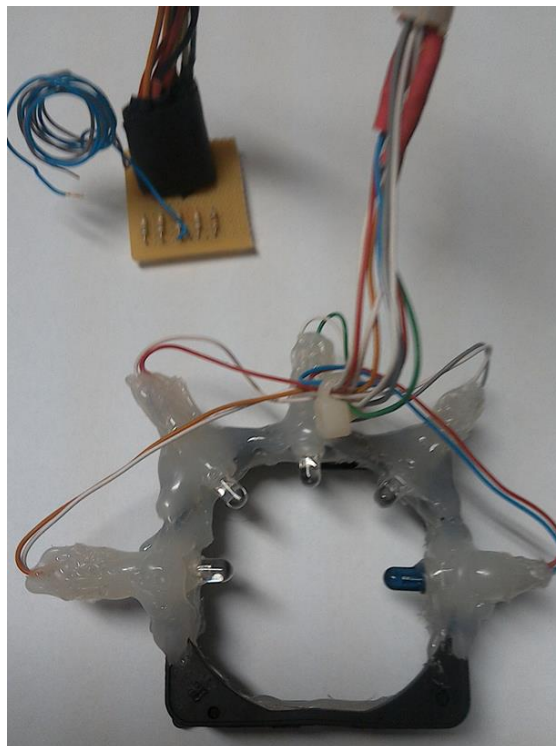


Figura 19 - Protótipo do sensor ótico.

4.1.4 Testes e resultados

Para realizar o estudo da resposta dos diferentes detetores óticos fizeram-se testes em ambiente controlado de forma a simular vários níveis de turbidez. Para tal, num recipiente com 2L de água destilada, dissolveu-se gradualmente café solúvel em proporções conhecidas (colheres de café de 5mL) e registou-se o sinal elétrico dos fototransístores.

Para evitar valores de offset da luz exterior, as medições foram feitas dentro de uma caixa negra opaca, tal como se pode ver na Figura 20.



Figura 20 - Setup dos testes realizados com o protótipo do sensor ótico.

4.1.4.1 Sensor de Luz Transmitida

O sensor de luz transmitida, colocado a 180° em relação à fonte, tem como princípio de funcionamento a atenuação da luz incidida sobre a amostra. Esta perda de intensidade luminosa deve-se à absorção e dispersão da luz causadas pelas partículas em suspensão. Assim, para um limite máximo de água destilada, sem qualquer partícula em suspensão e inexistência de obstrução ótica, deverá corresponder o valor de leitura máxima que o fotodetector pode gerar. Em sentido contrário, com o aumento da turbidez, espera-se a diminuição do valor elétrico do detetor.

Na Figura 21 apresentam-se os resultados obtidos para o detetor de luz transmitida do teste do protótipo.

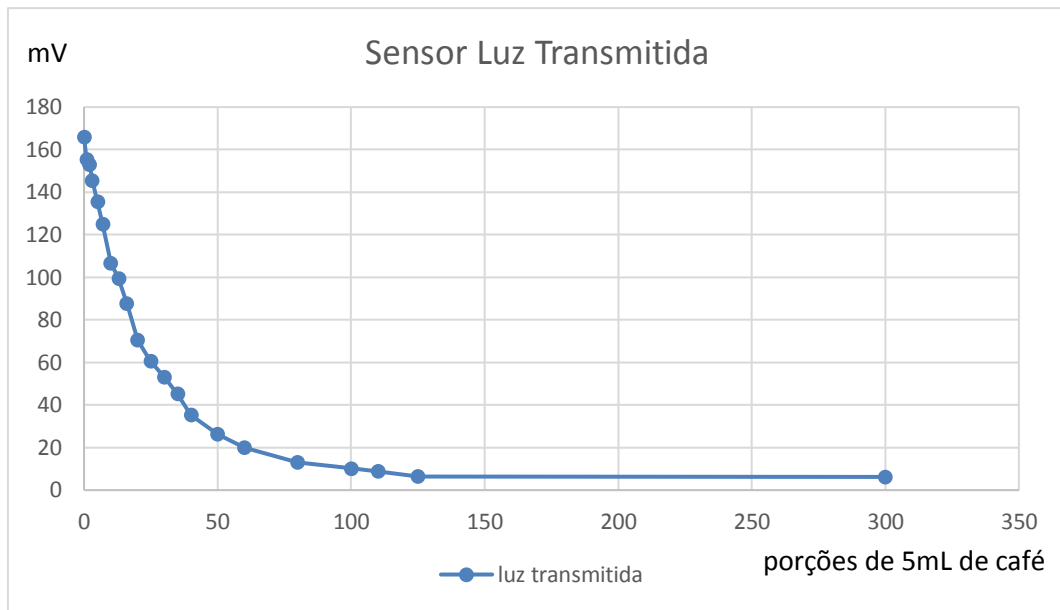


Figura 21 – Resultados do teste do protótipo ótico para o sensor de luz transmitida (consultar Anexo I com os valores tabelados e ilustrações das amostras).

Tal como esperado, com o aumento da concentração de café da solução o valor elétrico do fotodetector vai gradualmente diminuindo até à sua colmatação.

Analisando a resposta obtida observa-se que este tipo de deteção é bastante linear até um determinado valor de turbidez, cerca de 25 colheres de chá de café, tendo de seguida uma resposta exponencial até às 100 colheres, limite no qual já começa a ser difícil fazer qualquer tipo de diferenciação.

4.1.4.2 Sensor Nefelométrico

O sensor nefelométrico, colocado a 90° em relação à fonte de luz, faz a sensorização da luz dispersa e refletida causada pelas partículas em suspensão. Este tipo de deteção é bastante usado na indústria farmacêutica, química e alimentar devido à sua alta precisão. Em contrapartida, a sua gama de medição é normalmente bastante baixa.

Para água destilada, o valor elétrico de saída deverá ser teoricamente nulo, pois não existem partículas em suspensão que permitam difratar ou refletir a luz emitida. Com o aumento gradual de sólidos em suspensão, e conseqüente dispersão da luz, o valor elétrico do fotodetector deverá aumentar até um limite máximo. A partir daí, a amostra é suficientemente turva para atenuar a luz no caminho entre o emissor e recetor, e o detetor terá uma resposta igual ao de luz transmitida.

Na Figura 22 apresentam-se os resultados obtidos para o detetor nefelométrico do teste do protótipo.

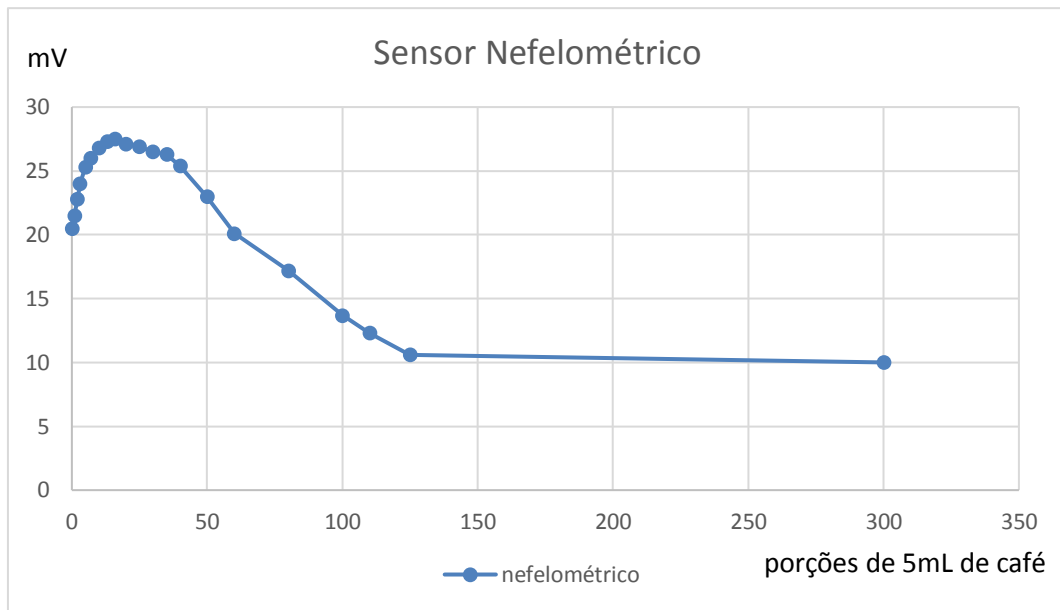


Figura 22 - Resultados do teste do protótipo ótico para o sensor nefelométrico (consultar Anexo I com os valores tabelados e ilustrações das amostras).

No teste realizado o valor para a primeira amostra não é nulo como idealizado, pois a água utilizada, embora destilada, não é totalmente pura. Considerando esse facto, a curva do sensor é idêntica ao esperado.

Analisando a resposta obtida, as curvas ascendentes e descendentes têm sensibilidade suficiente para se fazer caracterizações. Já na parte de transição e a partir das 125 colheres os resultados são praticamente constantes, logo, com pouca utilidade.

Este tipo de medição não poderá ser utilizado sem nenhum outro complementar pois as retas ascendente e descendente contêm valores de saída (eixo das ordenadas) iguais para diferentes valores de turbidez (eixo das abcissas), não permitindo assim diferenciar valores nesses intervalos apenas com um medidor nefelométrico.

4.1.4.3 Sensor Fowardscatter

O sensor *fowardscatter*, ou de reflexão para a frente, é muito semelhante ao nefelométrico, no entanto, não existem quase nenhuma referências ao uso deste tipo de detecção.

Tal como o anterior, faz a medição da luz dispersa que é refletida pelas partículas em suspensão, no entanto, é colocado a 135° em relação à fonte de luz, o que teoricamente permite aumentar a gama dinâmica em relação ao anterior.

Tal como na detecção nefelométrica, para água totalmente destilada o seu valor de saída deverá ser nulo. Com o aumento da turbidez, deverá ter uma curva de saída ascendente até um valor máximo e depois uma curva descendente até não ser mais possível sensorizar.

Os resultados do teste realizado com o protótipo do sensor ótico para este tipo de detecção são apresentados na Figura 23.

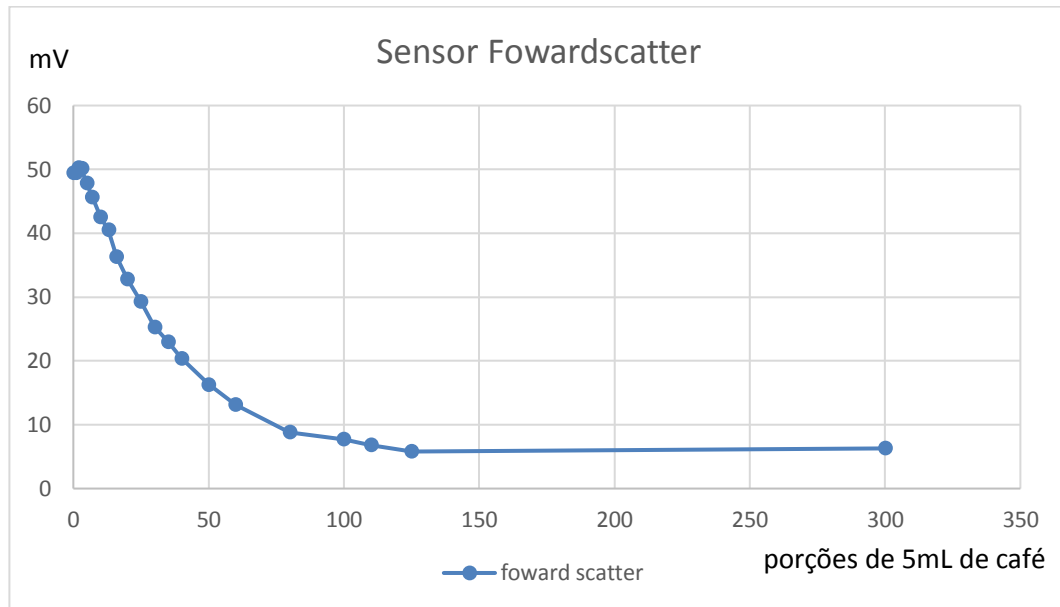


Figura 23 - Resultados do teste do protótipo ótico para o sensor fowardscatter (consultar Anexo I com os valores tabelados e ilustrações das amostras).

Ao contrário do que aconteceu com o detector nefelométrico, neste não foi perceptível a curva ascendente para valores baixos de turbidez, no entanto, as primeiras duas amostras levam a querer que o início do teste coincidiu com o pico que é esperado neste tipo de medição.

Assim, apresentando apenas a curva descendente, a resposta é muito semelhante à do sensor de luz transmitida, embora com uma sensibilidade menor.

4.1.4.4 Sensor Backscatter

O sensor *backscatter*, ou de reflexão para trás, é o mais comumente usado nos medidores de turbidez marítimos por princípios óticos. Este tipo de medição, com o detetor colocado usualmente entre 30° a 60° em relação à fonte de luz emissora, é feita através da luz refletida pelas partículas em suspensão na amostra. Assim, para água sem sedimentos, não existem qualquer tipo de reflexões, o que se reflete num valor elétrico de saída do fotodetetor nulo. À medida que a água vai ficando mais turva, vão aumentando as partículas em suspensão e consequente reflexão ótica, o faz com que o valor elétrico do detetor aumente.

A resposta obtida no experimento para este tipo de detecção, apresentada na Figura 24, foi muito semelhante à idealizada.

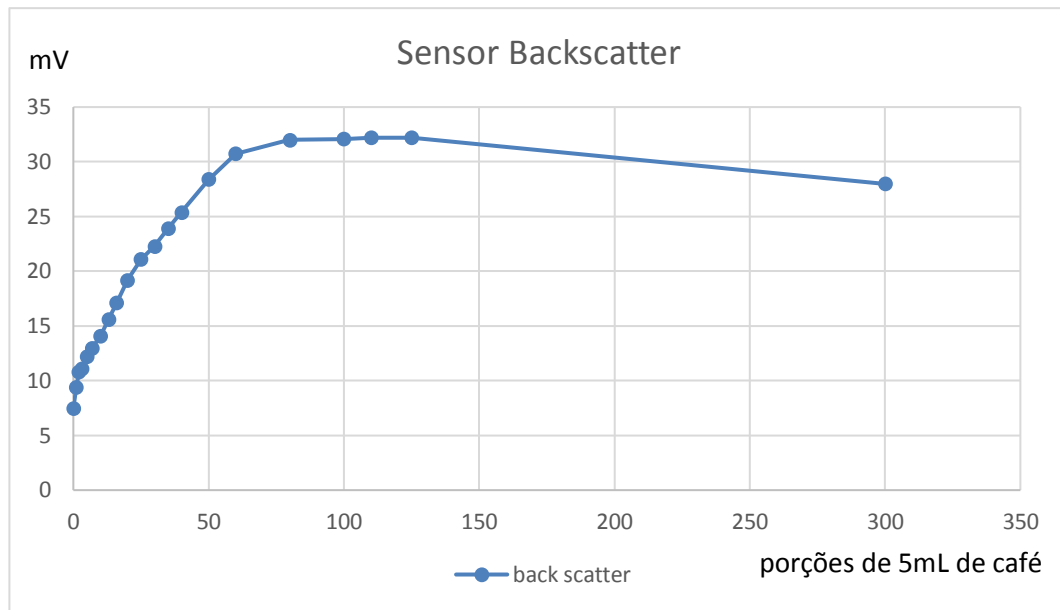


Figura 24 - Resultados do teste do protótipo ótico para o sensor backscatter (consultar Anexo I com os valores tabelados e ilustrações das amostras).

Para água destilada o valor elétrico do fotodetector não foi nulo, no entanto, está em consonância com os resultados dos sensores nefelométrico e *forwardscatter*.

Com o aumento da turbidez este tipo de medição apresentou uma boa linearidade até cerca de 60 colheres. A partir deste valor as medições são bastante constantes até um certo ponto em que a turbidez é de tal forma alta que começa a haver absorção ótica nos caminhos de luz entre o emissor e recetor, fazendo com que o valor elétrico comece a diminuir.

Os valores de turbidez que originam a curva descendente, teoricamente, não serão encontrados em ambiente real. Assim, este tipo de medição não deverá precisar de uma outra complementar, como acontece para o nefelométrico.

4.1.4.5 Comparação entre os sensores

Analisando os resultados dos quatro tipos de medições utilizadas (Figura 25), o de luz transmitida parece ser claramente o que apresenta melhores resultados. Além de uma boa linearidade até um certo valor de turbidez, é também aquele que apresenta uma maior sensibilidade.

Para altos valores de turbidez, embora fosse esperado que o sensor *backscatter* tivesse os melhores resultados, por ser o mais comumente usado neste tipo de aplicação, não apresentou uma curva com um declive suficientemente grande para se conseguir distinguir claramente alterações nas leituras. Em sentido contrário, e contra o teoricamente esperado, o sensor nefelométrico apresentou uma curva com alguma sensibilidade para este intervalo.

O sensor *forwardscatter* não parece apresentar grandes vantagens na sua utilização em relação aos outros tipos de detetores, daí a sua pouca utilização neste tipo de instrumentos.

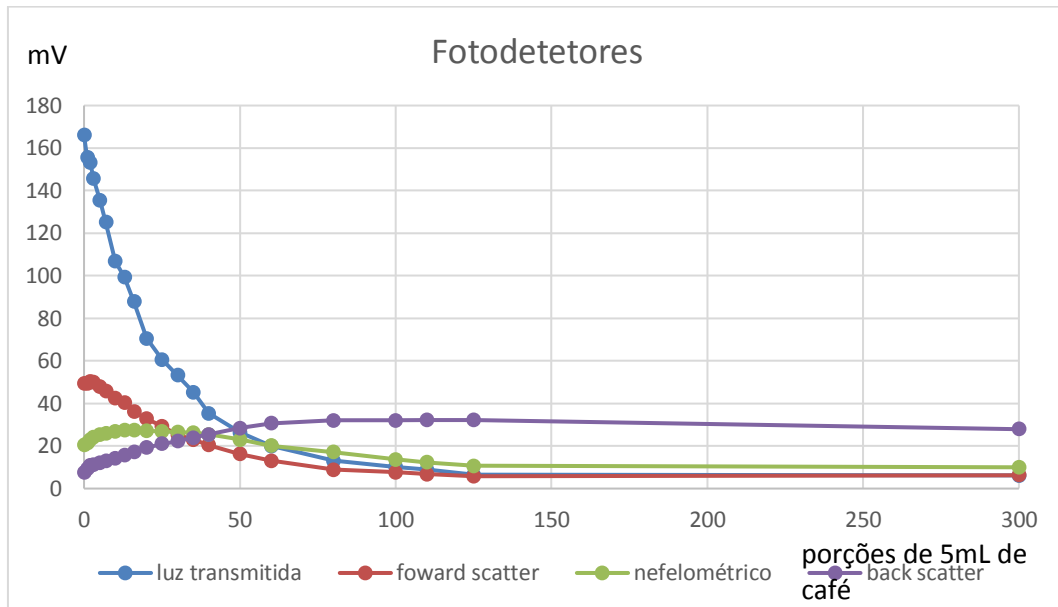


Figura 25 - Resultados do teste do protótipo ótico para os quatro tipos de sensores utilizados (consultar Anexo I com os valores tabelados e ilustrações das amostras).

4.2 Modelo final

A realização do protótipo serviu para estudar os diferentes tipos de medição e as vantagens e desvantagens que cada um oferece. Concluída essa fase, passou-se ao desenho final do sensor e à sua fabricação.

Sendo o objetivo do sensor a medição da turbidez marítima, este teve de ser dotado de capacidades especiais no que diz respeito à sua robustez e estanquicidade. Assim, uma estrutura em impressão 3D foi desenvolvida e assemblada com a eletrónica de sensorização dimensionada.

Um sistema de armazenamento de dados foi também implementado, preparando assim o sensor para medições de longa duração em ambiente real.

4.2.1 Transdutores óticos

Devido ao bom funcionamento durante o estudo realizado do protótipo do sensor, os recetores e o LED infravermelho foram mantidos.

Foi adicionado também um emissor violeta/ultravioleta com comprimento de onda de 380nm (*VCC VAOL-5GUV8T4*) e um fototransístor de banda larga espectral (*Vishay*

TEPT5700) para medição de luz transmitida. A inclusão deste par teve o objetivo de, em conjunto com o detetor infravermelho de luz transmitida, fazer uma medição diferencial, permitindo assim estimar a concentração de matéria orgânica em comparação com a inorgânica (matéria viva é mais suscetível a comprimentos de onda pequenos, ao passo que matéria inorgânica é mais facilmente detetada com comprimentos de onda grandes).

Para manter-se uma medição radial, e tendo em conta o design do sensor, optou-se por abdicar do sensor infravermelho *fowardscatter*.

4.2.2 Eletrónica de sensorização

O sistema elétrico de sensorização sofreu algumas alterações em relação ao do protótipo.

O ganho em tensão elétrica manteve-se através de uma resistência e dimensionou-se um buffer para dar robustez ao sinal. Visto que para certos valores de turbidez a corrente dos fototransístores é baixa, esta medida evita perda do sinal elétrico em correntes de fuga ou nos cabos de transmissão do sinal. Assim, dimensionou-se um amplificador operacional com baixa corrente de *bias* com uma montagem de seguidor de tensão.

Foi também utilizado um condensador em paralelo com a resistência do ganho para filtrar qualquer ruído elétrico. O passa baixo formado pelo par tem uma frequência de corte nos 160kHz, o que não influencia os valores reais das medições.

Toda a parte de controlo, atuação e sensorização é feita através de um microcontrolador Arduino Nano (Figura 26).

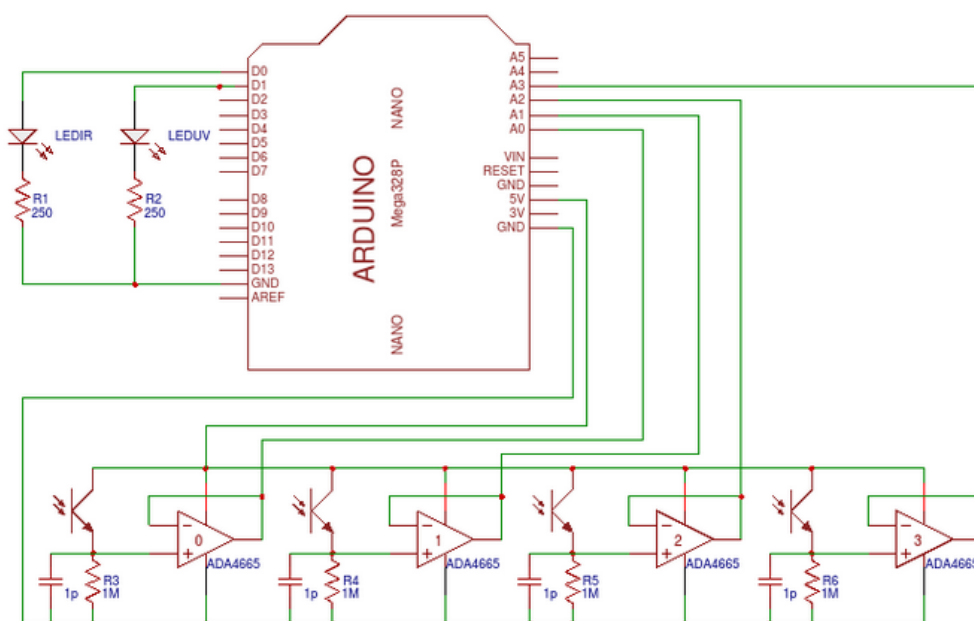


Figura 26 - Sistema de atuação e sensorização do sensor ótico.

O desenho da eletrônica em circuito impresso foi feito em dimensões reduzidas de forma a poder colocar a PCB dentro da estrutura do sensor (Figura 27 e Figura 28), o mais próximo possível dos fotodetetores.

Esta configuração permite diminuir as perdas de sinal nas transmissões por cabo.

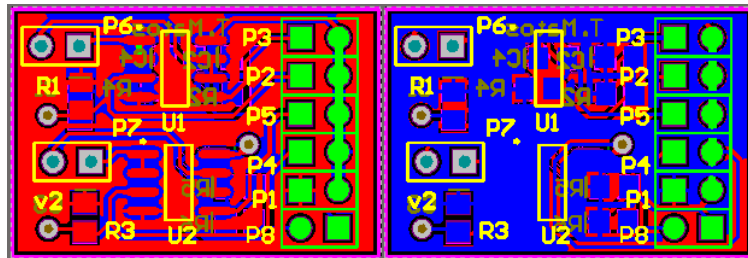


Figura 27 - Desenho da PCB do circuito de sensorização no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).

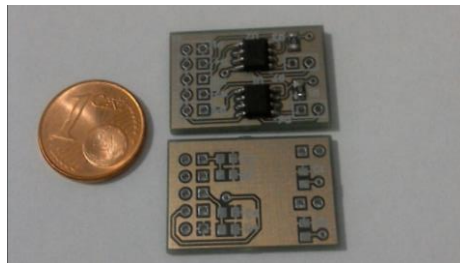


Figura 28 – Circuito impresso do sistema de sensorização.

4.2.3 Design e montagem final

Para dar robustez ao sensor, fez-se o desenho da estrutura no programa *Fusion360* e fez-se a fabricação recorrendo a impressão 3D (Figura 29).

O sensor foi impresso na sua totalidade em poliláctico (PLA), material à base de milho e biodegradável, não prejudicial à vida marinha.

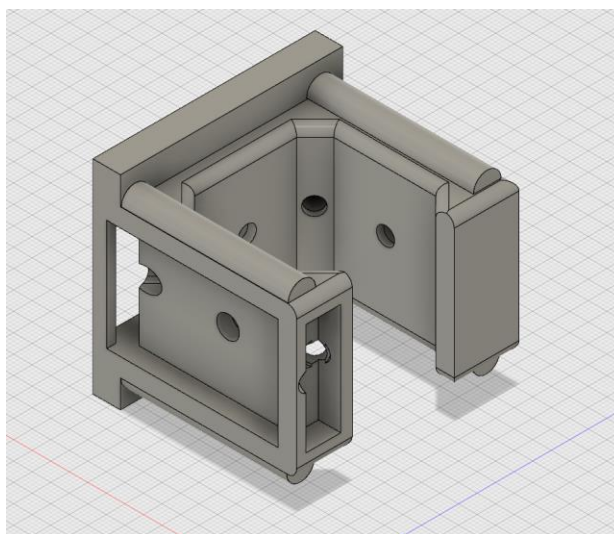


Figura 29 - Desenho da parte frontal do sensor ótico no programa *Fusion360*.

A estrutura foi desenhada de forma a colocar os transdutores óticos nas suas paredes com uma configuração radial. Na parte interior foi colocado o circuito impresso com a eletrónica dimensionada e cabelagem de ligações aos LEDs e fototransístores. As ligações ao Arduíno foram feitas através de um cabo de rede que faz a ligação entre a PCB no interior da estrutura e o seu exterior.

Havendo a necessidade de o sensor ser submersível, todo o seu interior foi preenchido com resina epóxi, protegendo a eletrónica da água.

Por último, as paredes da estrutura onde os LEDs foram colocados foram pintadas com tinta acrílica preta de forma a minimizar reflexões indesejadas da luz, resultando no modelo final apresentado na Figura 30.



Figura 30 - Modelo final do sensor de turbidez ótico.

4.2.4 Unidade de armazenamento de dados

Com o sensor totalmente funcional foi necessário dimensionar um módulo de armazenamento de forma a possibilitar recolha de dados em ambiente real.

Para isso seleccionou-se um módulo de gravação em cartão de memória micro SD compatível com o Arduíno e acrescentou-se um relógio de tempo real para gravação de data e horas. Todos estes módulos foram assemblados numa placa de circuito impresso (Figura 31 e Figura 32).

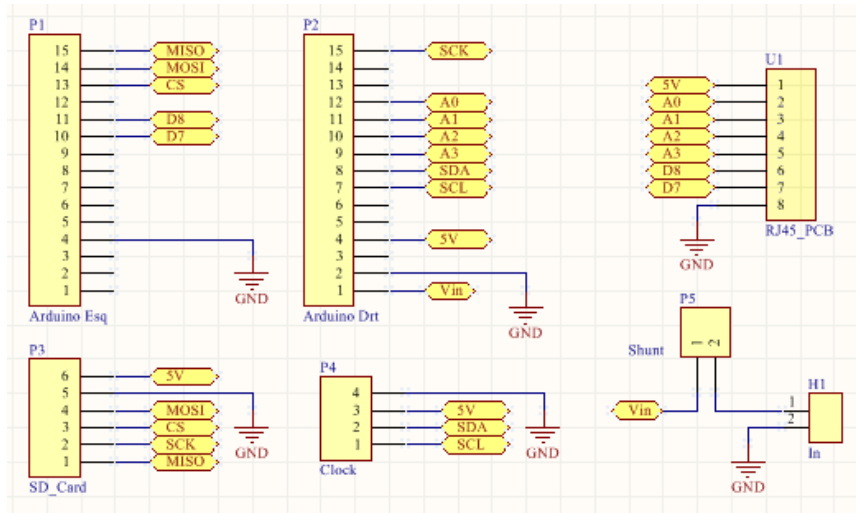


Figura 31 – Esquemático do módulo de armazenamento de dados.

O desenho do circuito impresso apenas contém as ligações entre os diferentes módulos utilizados, não contendo qualquer tipo de eletrônica adicional.

Além do Arduino Nano, shield para cartão micro SD e relógio de tempo real já referidos, a PCB contempla também uma ficha fêmea de cabo de rede para ligar o cabo do sensor e dois pinos parafuso para fazer a alimentação do todo o sistema.

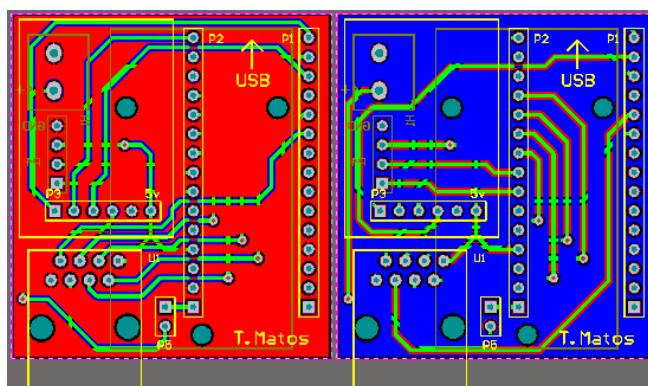


Figura 32 - Desenho da PCB da unidade de armazenamento de dados no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).

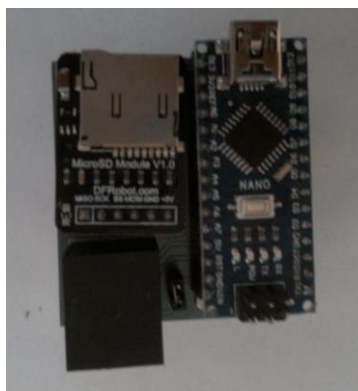


Figura 33 - Unidade de armazenamento de dados. Contém o microcontrolador Arduino Nano, shield de cartão de memória micro SD e relógio RTC.

4.3 Calibração do Sensor

Antes da realização de testes em campo foi necessário fazer a calibração do sensor de forma a fazer a correspondência do valor elétrico dos fotodetetores com uma unidade de turbidez, neste caso a concentração de partículas em suspensão na amostra. Para tal, foram realizados ensaios para diferentes condições de luz ambiente e areias de diferente tamanho radial para diferentes níveis de turbidez.

Além da medição direta da turbidez, o sensor foi dimensionado para fazer uma distinção entre matéria orgânica e inorgânica. Para tal, uma calibração deve ser feita tendo em conta as características biológicas do local onde os testes reais são realizados, sendo que uma calibração genérica se torna impossível devido à grande variabilidade de fluorescência em matéria orgânica que possa existir. Uma maneira efetiva de quantificar matéria biológica para usar durante a calibração não foi encontrada. Assim, apenas foi feita uma calibração efetiva para medições de turbidez, esperando-se conseguir retirar conclusões do sensor ultravioleta nas leituras efetuadas em campo.

A calibração do sensor foi realizada nos laboratórios do Departamento de Ciências da Terra da Universidade do Minho.

4.3.1 Testes iniciais – definição do *setup*

Os primeiros testes realizados foram para encontrar o *setup* correto para fazer a calibração.

Diferentes configurações dos aparelhos utilizados e alterações na luz ambiente originam variações nas medições para a mesma amostra. Assim, tentou-se encontrar o *setup* mais constante possível, que reduzisse ao máximo os fatores externos.

Condições do ensaio:

- Recipiente com 3L de água destilada onde o sensor foi colocado;
- Leitura dos fotodetetores na seguinte ordem: *backscatter*, nefelométrico, transmitido e ultravioleta;
- Para cada fotodetector, foram realizadas as seguintes medições:
 - 10 medições do valor elétrico com o LED emissor correspondente apagado (valor correspondente à luz ambiente) e cálculo da média - amostragem a cada 2 segundos;
 - 30 medições do valor elétrico com o LED emissor correspondente ligado (valor de turbidez) e cálculo da média e desvio padrão das medições - amostragem a cada 2 segundos;
 - Cálculo do valor diferencial entre a média do valor de turbidez e a média do valor de luz ambiente;

- Para cada mudança de condição de teste, foram realizados um ou mais conjuntos de medições do ponto anterior.

Como teste inicial, o sensor foi sujeito a toda a luz externa existente na sala de forma a obter valores iniciais de comparação.

Tabela 4 – Sensor sujeito à luz ambiente e luz das lâmpadas da sala.

sensor	offset	medição	desvio padrão	on-off
Backscatter	0.137	0.259	0.106	0.122
Nefelometrico	0.186	0.522	0.125	0.337
Transmitido	0.479	2.422	0.252	1.943
Ultravioleta	2.002	3.472	0.103	1.470

Medição I

sensor	offset	medição	desvio padrão	on-off
Backscatter	0.161	0.317	0.149	0.156
Nefelometrico	0.181	0.527	0.106	0.347
Transmitido	0.630	2.510	0.293	1.880
Ultravioleta	2.012	3.477	0.140	1.465

Medição II

De seguida, fez-se a mesma medição tentando-se eliminar as fontes de luz externas existentes. Assim, fecharam-se os estores da sala e apagaram-se as luzes.

Tabela 5 – Estores da sala fechados e luz apagada.

sensor	offset	medição	desvio padrão	on-off
Backscatter	0.005	0.239	0.143	0.234
Nefelometrico	0.103	0.347	0.126	0.244
Transmitido	0.015	2.129	0.316	2.114
Ultravioleta	1.240	3.105	0.104	1.865

Medição I

sensor	offset	medição	desvio padrão	on-off
Backscatter	0.059	0.249	0.202	0.190
Nefelometrico	0.034	0.400	0.156	0.366
Transmitido	0.317	2.183	0.271	1.865
Ultravioleta	1.206	3.105	0.148	1.899

Medição II

Em relação ao teste anterior, o valor de offset e da medição foram mais baixos, ou seja, a luz causa perturbações nas medições. Já o desvio padrão não pareceu sofrer grandes alterações.

Para o teste seguinte, ligaram-se as luzes.

Tabela 6 - Sensor sujeito apenas à luz das lâmpadas da sala (estores fechados).

sensor	offset	medição	desvio padrão	on-off
Backscatter	0.083	0.259	0.154	0.176
Nefelometrico	0.127	0.532	0.228	0.405
Transmitido	0.288	2.217	0.332	1.929
Ultravioleta	1.348	3.188	0.104	1.841

Medição I

Apenas com as luzes da sala como fonte de luz externa ao sistema, os valores das medições encontram-se num meio termo entre os testes anteriores, comprovando que as alterações existentes são de facto devido a este fator.

Verificado que a luz externa causava perturbações nas leituras, aproveitou-se o facto de o recipiente das amostras ser opaco e tapou-se o mesmo com cartão, deixando-se o seu interior com o mínimo de luz possível.

Tabela 7 - Cartão a tapar o recipiente de testes de forma a anular a luz externa.

sensor	offset	medição	desvio padrão	on-off
Backscatter	0.010	0.239	0.188	0.229
Nefelometrico	0.010	0.391	0.201	0.381
Transmitido	0.151	2.148	0.288	1.997
Ultravioleta	1.260	3.110	0.135	1.851

Medição I

sensor	offset	medição	desvio padrão	on-off
Backscatter	0.054	0.220	0.138	0.166
Nefelometrico	0.000	0.317	0.127	0.317
Transmitido	0.127	2.134	0.387	2.007
Ultravioleta	1.221	3.110	0.174	1.890

Medição II

Embora pareça haver apenas uma ligeira redução nas medições em relação ao teste da Tabela 5, as diferenças não são muito significativas. No entanto, visto que a luz externa deve ser reduzida ao máximo, foi com este *setup* que se avançou para os testes seguintes (Figura 34).



Figura 34 - Setup final dos testes iniciais da calibração do sensor ótico.

4.3.2 Areia 350 μ m – teste “falhado”

Com o *setup* anterior encontrado fizeram-se medições a diferentes concentrações de areia de 350 μ m (incrementos de 30g) em 3L de água destilada. Um misturador mecânico (visível na Figura 34) foi usado de forma a manter os sedimentos em suspensão.

O tempo de amostragem das medições foi reduzido para 1 segundo.

Condições do ensaio:

- Recipiente com 3L de água destilada onde o sensor foi colocado;
- Recipiente totalmente tapado para redução da luz externa;
- Para o aumento da turbidez, foi-se adicionando gradualmente areia de 350 μ m à amostra (incrementos de 30g);
- Um misturador mecânico foi adicionado ao sistema para manter as partículas em suspensão (rotação nível 10);
- Leitura dos fotodetetores na seguinte ordem: *backscatter*, nefelométrico, transmitido e ultravioleta;
- Para cada fotodetector, foram realizadas as seguintes medições:
 - 10 medições do valor elétrico com o LED emissor correspondente apagado (valor de luz ambiente - offset) e cálculo da média, amostragem a cada 1 segundo;
 - 30 medições do valor elétrico com o LED emissor correspondente ligado (valor de turbidez) e cálculo da média e desvio padrão das medições, amostragem a cada 1 segundo;
 - Cálculo do valor diferencial entre a média do valor de turbidez e a média do valor de luz ambiente;

Para cada incremento de 30g de areia, foram realizadas mais de uma medição, assim, na apresentação dos resultados seguintes, os valores apresentados foram selecionados seguindo os seguintes critérios:

- 1) Valor com o menor desvio padrão, tendo este de ser inferior a 0,100;
- 2) Caso o ponto anterior não seja possível ou em caso de haver amostras com o mesmo desvio padrão ou muito semelhante, foi tida em conta a repetibilidade das medições;

Para os detetores infravermelhos (*backscatter*, nefelométrico e transmitido) os resultados finais considerados foram apenas os das medições com o LED ligado, desprezando o valor de offset por este ser insignificativo.

Para o detetor ultravioleta os resultados finais considerados foram os valores “on-off” por o valor da luz ambiente (com o LED desligado) não poder ser desprezado, apresentando bastante relevância nas medições.

Resultados:

Na Figura 35 são apresentados os resultados obtidos no primeiro ensaio da calibração do sensor para areias de 350 μ m.

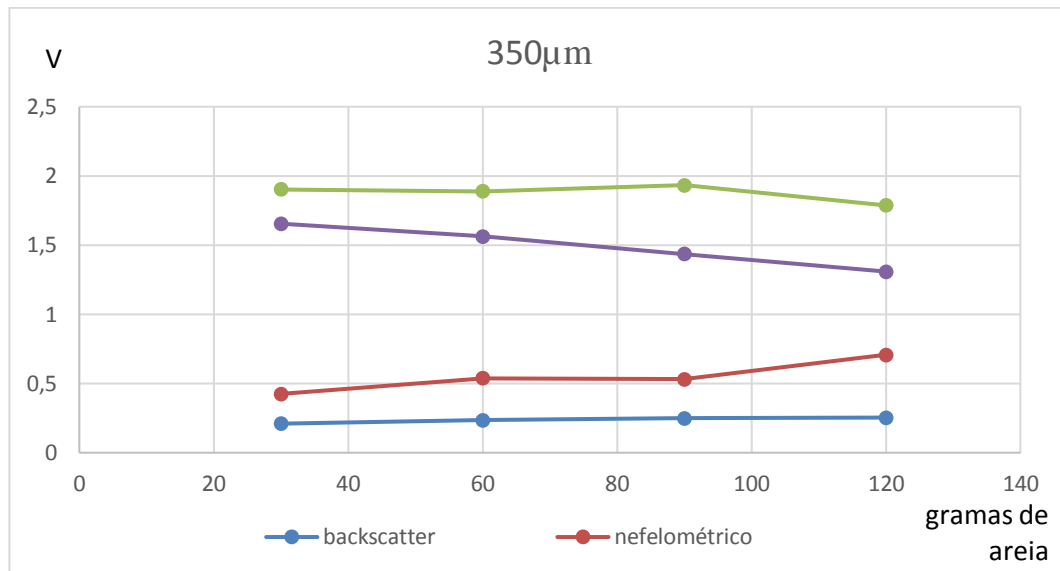


Figura 35 - Valores do ensaio "falhado" da calibração do sensor óptico para areia de 350 μ m. Consultar valores da Tabela 13 do Anexo II.

Os resultados do ensaio não apresentam alterações significativas nas medições. Este facto está relacionado com a criação de um vórtice por parte do misturador mecânico que fazia com que o fluxo dos sedimentos se movesse de forma circular junto às paredes do recipiente (ver Figura 36).

Como o sensor estava colocado virado para o interior do recipiente, a zona de sensorização estava muito próxima do centro do vórtice, por onde as partículas não fluíam (exemplo da calma dentro do "olho" de um furacão). Este efeito, estava a causar a perturbações indesejadas nas medições.

Devido ao efeito descrito o *setup* foi alterado colocando o sensor virado para as paredes do recipiente, fazendo com que o fluxo de sedimentos passasse com sucesso pela zona de sensorização.



Figura 36 - Setup da medição de estufa a causar problemas nas medições. O facto de o misturador mecânico estar a girar a uma grande velocidade, necessária para manter as partículas em suspensão, criaria um vórtice de fluxo de sedimentos. Estando o sensor virado para o interior do recipiente, fazia com que a zona de sensorização não apanhasse esse mesmo fluxo.

4.3.3 Areia 350 μ m

Devido aos problemas encontrados na experiência anterior, o *setup* foi alterado para que o fluxo de sedimentos passasse pela zona de sensorização.

A frequência de amostragem foi também diminuída para 10 milissegundos de forma a agilizar o processo.

Condições do ensaio:

- Recipiente com 3L de água destilada onde o sensor foi colocado;
- Recipiente totalmente tapado para redução da luz externa;
- Para o aumento da turbidez, foi-se adicionando gradualmente areia de 350 μ m à amostra (incrementos de 30g);
- Um misturador mecânico foi adicionado ao sistema para manter as partículas em suspensão (rotação 10);
- Leitura dos fotodetectors na seguinte ordem: *backscatter*, nefelométrico, transmitido e ultravioleta;
- Para cada fotodetector, foram realizadas as seguintes medições:
 - 10 medições do valor elétrico com o LED emissor correspondente apagado (valor de luz ambiente - offset) e cálculo da média, amostragem a cada 10 milissegundos;
 - 30 medições do valor elétrico com o LED emissor correspondente ligado (valor de turbidez) e cálculo da média e desvio padrão das medições, amostragem a cada 10 milissegundos;

- Cálculo do valor diferencial entre a média do valor de turbidez e a média do valor de luz ambiente;

Para cada incremento de 30g de areia, foram realizadas mais de uma medição, assim, na apresentação dos resultados seguintes, os valores apresentados foram selecionados seguindo os seguintes critérios:

- 3) Valor com o menor desvio padrão, tendo este de ser inferior a 0,100;
- 4) Caso o ponto anterior não seja possível ou em caso de haver amostras com o mesmo desvio padrão ou muito semelhante, foi tida em conta a repetibilidade das medições;

Para os detetores infravermelhos (*backscatter*, nefelométrico e transmitido) os resultados finais considerados foram apenas os das medições com o LED ligado, desprezando o valor de offset por este ser insignificativo.

Para o detetor ultravioleta, os resultados finais considerados foram os valores “on-off” por o valor da luz ambiente (com o LED desligado) ser bastante elevado e apresentar bastante relevância nas medições.

Resultados:

Na Figura 37 são apresentados os resultados obtidos no segundo ensaio da calibração do sensor para areias de 350 μ m.

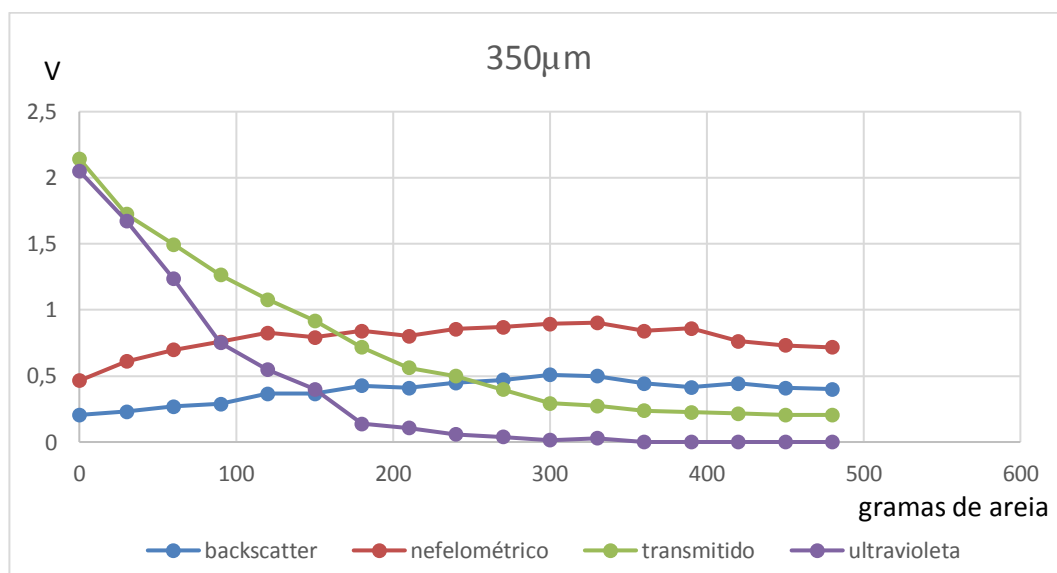


Figura 37 - Valores do ensaio da calibração do sensor óptico para areia de 350 μ m. Consultar valores da Tabela 14 do Anexo II.

As curvas das respostas dos fotodetetores foram as desejadas. Nota-se alguma flutuação já esperada devido ao movimento das partículas e ao facto da distribuição das mesmas não ser uniforme da amostra, no entanto, a linha seguida é bastante nítida.

O detetor ultravioleta começou a colmatar a partir de um certo ponto (medições com valor igual ao da luz ambiente) o que o torna disfuncional a partir de um certo nível de turbidez.

4.3.4 Areia 180 μ m

Para se estudar as diferenças que poderiam existir entre medições de amostras com sedimentos de diferentes tamanhos fez-se também a calibração para areia de 180 μ m.

Condições do ensaio:

- Recipiente com 3L de água destilada onde o sensor foi colocado;
- Recipiente totalmente tapado para redução da luz externa;
- Para o aumento da turbidez, foi-se adicionando gradualmente areia de 350 μ m à amostra (incrementos de 30g);
- Um misturador mecânico foi adicionado ao sistema para manter as partículas em suspensão (rotação 10);
- Leitura dos fotodetetores na seguinte ordem: *backscatter*, nefelométrico, transmitido e ultravioleta;
- Para cada fotodetector, foram realizadas as seguintes medições:
 - 10 medições do valor elétrico com o LED emissor correspondente apagado (valor de luz ambiente - offset) e cálculo da média, amostragem a cada 10 milissegundos;
 - 30 medições do valor elétrico com o LED emissor correspondente ligado (valor de turbidez) e cálculo da média e desvio padrão das medições, amostragem a cada 10 milissegundos;
 - Cálculo do valor diferencial entre a média do valor de turbidez e a média do valor de luz ambiente;

Para cada incremento de 30g de areia, foram realizadas mais de uma medição, assim, na apresentação dos resultados seguintes, os valores apresentados foram seleccionados seguindo os seguintes critérios:

- 5) Valor com o menor desvio padrão, tendo este de ser inferior a 0,100;
- 6) Caso o ponto anterior não seja possível ou em caso de haver amostras com o mesmo desvio padrão ou muito semelhante, foi tida em conta a repetibilidade das medições;

Para os detetores infravermelhos (*backscatter*, nefelométrico e transmitido) os resultados finais considerados foram apenas os das medições com o LED ligado, desprezando o valor de offset por este ser insignificativo.

Para o detetor ultravioleta, os resultados finais considerados foram os valores “on-off” por o valor da luz ambiente (com o LED desligado) ser bastante elevado e apresentar bastante relevância nas medições.

Resultados:

Na Figura 38 são apresentados os resultados obtidos no ensaio da calibração do sensor para areias de 180 μ m.

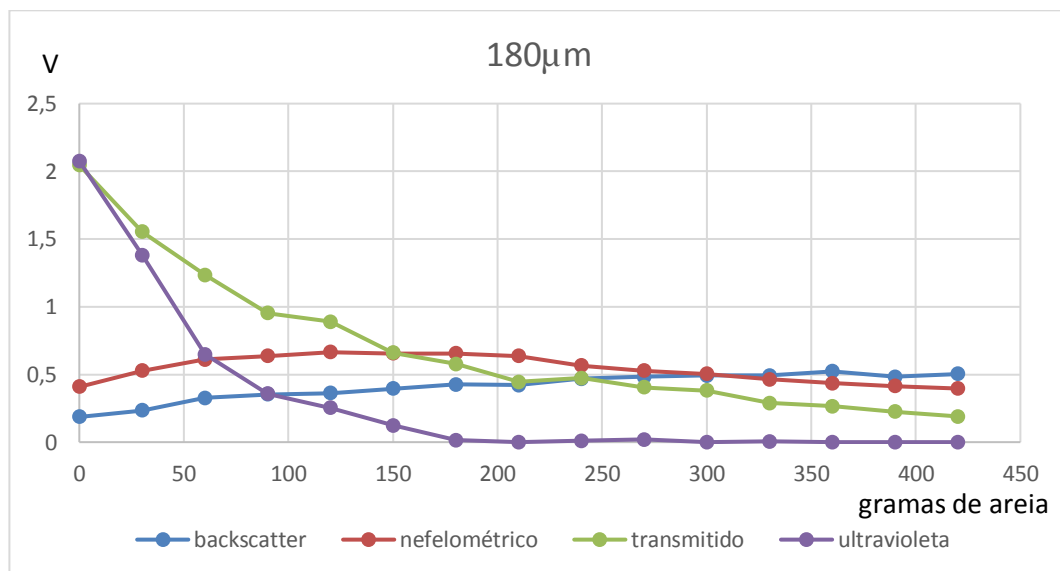


Figura 38 - Valores do ensaio da calibração do sensor óptico para areia de 180 μ m. Consultar valores da Tabela 15 do Anexo II.

Tal como no ensaio anterior, as respostas foram as esperadas. Continua também a haver uma ligeira flutuação, no entanto, as curvas das respostas dos diferentes tipos de medição continuam bastante nítidas. O sensor ultravioleta voltou a colmatar devido à leitura da luz ambiente.

Durante os testes realizados, foi notório que o desvio padrão das medições reduziu consideravelmente em relação ao ensaio para 350 μ m. Isto é explicado devido ao facto de sendo a areia mais fina, para o mesmo peso de areia existe maior número de partículas, fazendo com que a distribuição da mesma pela amostra seja muito mais uniformemente.

4.3.5 Comparação 350 μ m e 180 μ m

Para uma análise pormenorizada das respostas dos tipos de medição feitas para os diferentes tamanhos de sedimentos, apresentam-se nas seguintes figuras a comparação individual entre as curvas dos diferentes detetores para os dois tipos de areias.

Para o detetor *backscatter* a curva das areias de 180 μ m parece ser ligeiramente superior à de 350 μ m, no entanto, não permite tirar grandes conclusões (Figura 39).

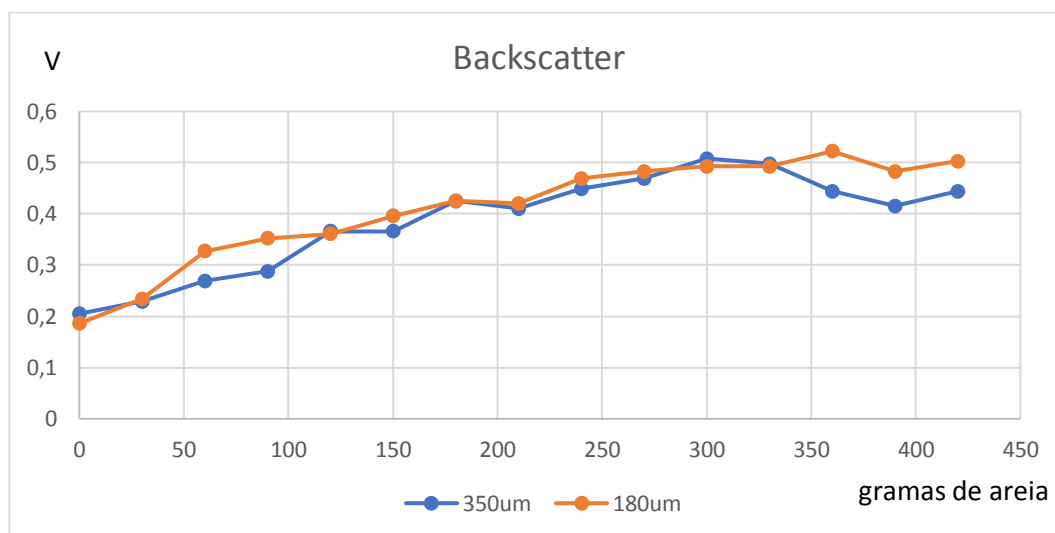


Figura 39 – Curvas da resposta do sensor *backscatter* para sedimentos de tamanho 350 μ m e 180 μ m. Consultar valores da Tabela 14 e Tabela 15 do Anexo II.

O sensor nefelométrico apresenta claras diferenças nas respostas para os diferentes tamanhos (Figura 40). Além da saída elétrica para areias de 180 μ m ser inferior, a transição descendente da curva acontece também muito antes e mais rapidamente que para a de 350 μ m.

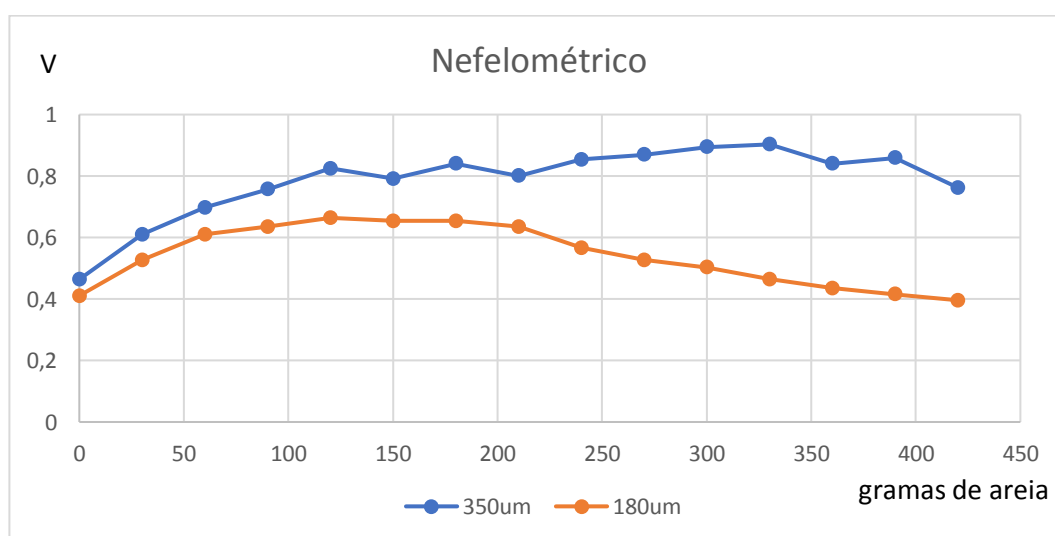


Figura 40 - Curvas da resposta do sensor nefelométrico para sedimentos de tamanho 350 μ m e 180 μ m. Consultar valores da Tabela 14 e Tabela 15 do Anexo II.

Comparando as respostas do detetor infravermelho de luz transmitida, a curva das areias de 180 μ m começa com um declive mais acentuado, no entanto, a partir das cerca de 100g começa a convergir para os mesmos valores da curva das areias de 350 μ m, que mantém um declive bastante constante. A partir das 210 gramas, as curvas são praticamente iguais (Figura 41).

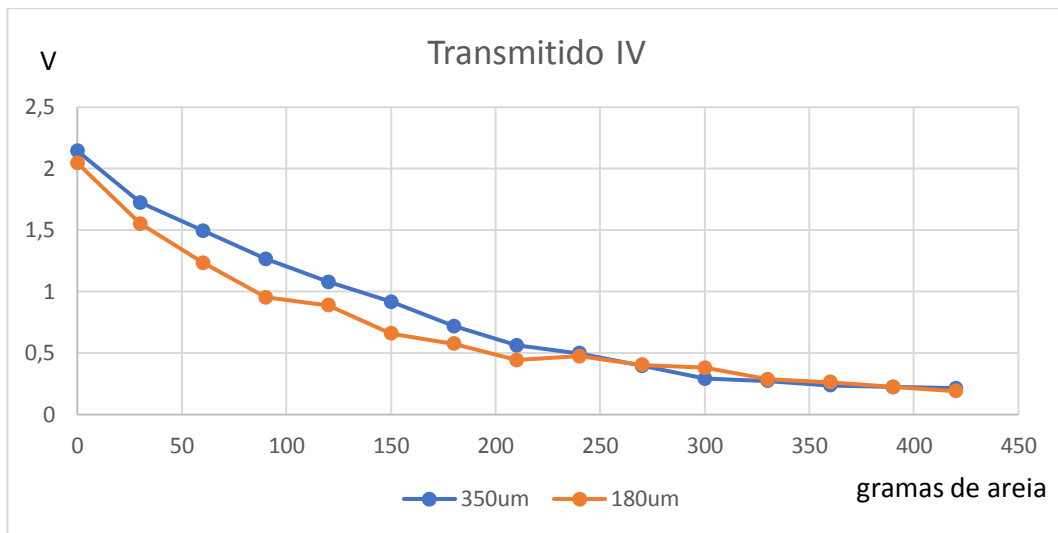


Figura 41 - Curvas da resposta do sensor de luz transmitida para sedimentos de tamanho 350 μ m e 180 μ m. Consultar valores da Tabela 14 e Tabela 15 do Anexo II.

Por último, analisando as respostas do detetor ultravioleta (Figura 42) é apresentado um resultado muito idêntico ao da deteção anterior (são ambas sensorizações por luz transmitida).

Os valores iniciais e finais das curvas são muito semelhantes e na transição descendente a curva das areias de 180 μ m apresenta um declive inicial maior, começando a convergir para os valores da outra curva a partir de um certo ponto.

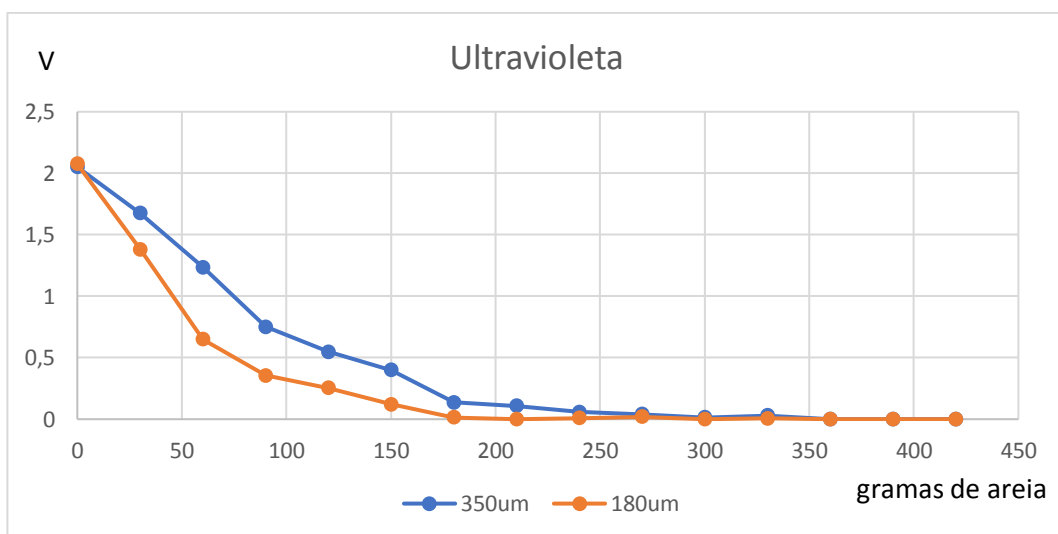


Figura 42 - Curvas da resposta do sensor ultravioleta para sedimentos de tamanho 350 μ m e 180 μ m. Consultar valores da Tabela 14 e Tabela 15 do Anexo II.

4.3.6 Conclusões finais

A calibração do sensor tinha como principal objetivo fazer a correspondência entre o valor elétrico de saída dos diferentes fotodetetores com um valor físico relacionado com a turbidez, neste caso a concentração da amostra (g/L). Além disso, as análises dos resultados dos ensaios efetuados forneceram também alguns dados importantes acerca de cuidados a ter em testes de campo e dos problemas que poderão ser encontrados.

Enumerando:

1. A luz externa tem clara influência na resposta do sensor pelo que não deve ser desprezada;
2. Num dos ensaios, o uso do misturador mecânico criou um vórtice no fluído e, devido à posição em que o sensor se encontrava, as medições não estavam a ser corretas. Em testes de campo é importante estudar o local onde o sensor será colocado, optando-se por zonas com fluxo laminar em vez de águas mais turbulentas, sob pena das medições não representarem corretamente a turbidez da área.
3. Comparando as curvas das areias de 180 μ m com as de 350 μ m, os valores são bastante idênticos à exceção da deteção nefelométrica. Sem calibrações com outros tamanhos de sedimentos não é possível afirmar se tal se deve a algum princípio físico ou a uma variável externa que não tenha sido devidamente controlada.
4. O desvio padrão das medições feitas para as areias de 180 μ m revelou-se inferior às de 350 μ m. Assim, sendo que diferentes locais apresentam diferentes tipos de areia, o erro das medições “*in situ*” variará também com este fator.

4.4 Linearização dos dados da calibração

A linearização dos dados obtidos na calibração tem como objetivo encontrar uma expressão matemática que relacione a concentração de sedimentos suspensos na amostra (g/L) em função do valor elétrico dos fotodetetores (V). Estas equações serão posteriormente utilizadas nos dados obtidos em teste de campo de forma a fazer a correspondência das leituras efetuadas com a turbidez do local.

Ao contrário dos apresentados anteriormente, os gráficos neste subcapítulo terão nas abcissas o valor elétrico dos fotodetetores e nas ordenadas a concentração. Assim, Y corresponderá ao valor de turbidez expressa em concentração de partículas em suspensão (g/L), e X o valor elétrico dos fotodetetores em Volt (V).

Tabela 8 – Correspondência entre os valores elétricos e a respetiva concentração, obtidas nos testes de calibração do sensor ótico (valores de cada sensor em Volt). Estes dados serão utilizados para a linearização das respostas de cada tipo de medição.

g/L	backscatter		nefelometrico		transmitido		ultravioleta	
	350um	180um	350um	180um	350um	180um	350um	180um
0	0,205	0,186	0,464	0,41	2,144	2,046	2,051	2,075
10	0,229	0,234	0,61	0,527	1,724	1,553	1,675	1,382
20	0,269	0,327	0,698	0,61	1,494	1,235	1,235	0,649
30	0,288	0,352	0,757	0,635	1,265	0,952	0,752	0,356
40	0,366	0,361	0,825	0,664	1,079	0,889	0,547	0,254
50	0,366	0,396	0,791	0,654	0,918	0,659	0,4	0,122
60	0,425	0,425	0,84	0,654	0,718	0,576	0,137	0,015
70	0,41	0,42	0,801	0,635	0,562	0,444	0,107	0
80	0,449	0,469	0,854	0,566	0,498	0,474	0,059	0,01
90	0,469	0,483	0,869	0,527	0,396	0,405	0,039	0,02
100	0,508	0,493	0,894	0,503	0,293	0,381	0,015	0
110	0,498	0,493	0,903	0,464	0,273	0,288	0,029	0,005
120	0,444	0,522	0,84	0,435	0,237	0,264	0	0
130	0,415	0,483	0,859	0,415	0,225	0,225	0	0
140	0,444	0,503	0,762	0,396	0,215	0,19	0	0

4.4.1 Backscatter

Nos testes de calibração efetuados, o sensor *backscatter* apresentou uma curva ascendente em forma logarítmica (ver Figura 39). Como se pretende encontrar uma expressão em ordem ao valor elétrico dos fotodetetores, utilizou-se a função inversa – exponencial (Figura 43).

Como a expressão exponencial não contempla o valor nulo, a leitura obtida para água destilada (0 g/L) não foi tida em conta.

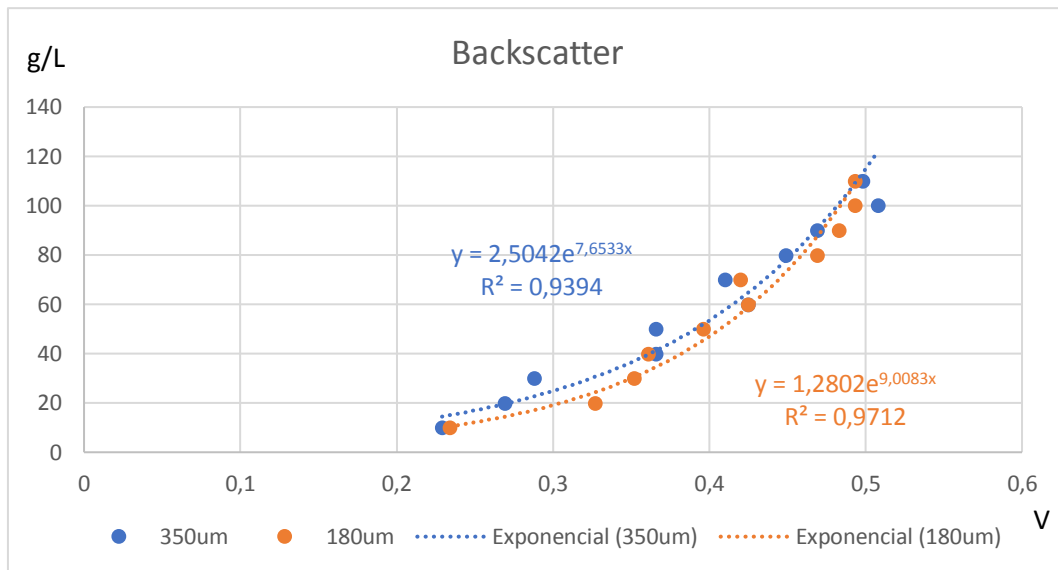


Figura 43 - Linearização do detetor backscatter com resposta exponencial.

Os coeficientes de determinação (R^2) são altos, o que garante uma boa aproximação de ambas as curvas, no entanto, o facto do valor para 0g/L ter sido eliminado faz com que as curvas tenham um decréscimo muito lento para baixas concentrações, traduzindo-se numa má representação em amostras de baixa turbidez (para um valor elétrico de valor nulo a concentração é de 1,28 e 2,5 g/L).

Para contornar este problema, as leituras efetuadas para água destilada não podem ser desprezadas. Assim, usou-se uma curva polinomial de 2º grau, apresentada na Figura 44.

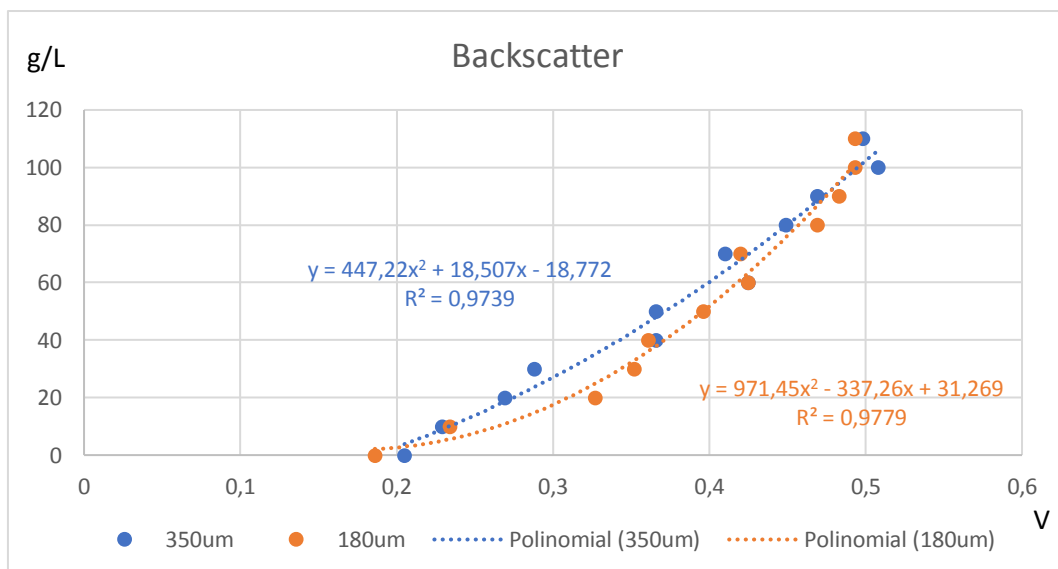


Figura 44 - Linearização do detetor backscatter com resposta polinomial de 2º grau.

Com a curva polinomial já é possível obter uma boa correlação entre o valor elétrico e a concentração para baixos valores de turbidez. O coeficiente de determinação aumentou

inclusive para ambas as curvas, o que garante aproximação ainda melhor que com a exponencial.

As equações utilizadas para a medição *backscatter* serão:

$$\begin{cases} y = 447,22x^2 + 18,507x - 18,772 & , \text{ para } 350\mu\text{m} & (11) \\ y = 971,45x^2 - 337,26x + 31,269 & , \text{ para } 180\mu\text{m} & (12) \end{cases}$$

4.4.2 Nefelométrico

A curva do detector nefelométrico obtida durante a calibração para areias de 180µm é em forma de parábola, isto significa que o mesmo valor de saída elétrica pode corresponder a dois valores de concentração (ver Figura 40). Desta forma, este tipo de medição tem de ser complementada com uma outra que possa orientar em que zona se está a sensorizar.

Para a linearização das medições isso também apresenta um problema, pois é necessário dividir os dados numa curva ascendente e outra descendente. A parte de transição, por ser praticamente constante, é ignorada.

Tal como para o sensor *backscatter*, começou por usar-se a curva exponencial (Figura 45).

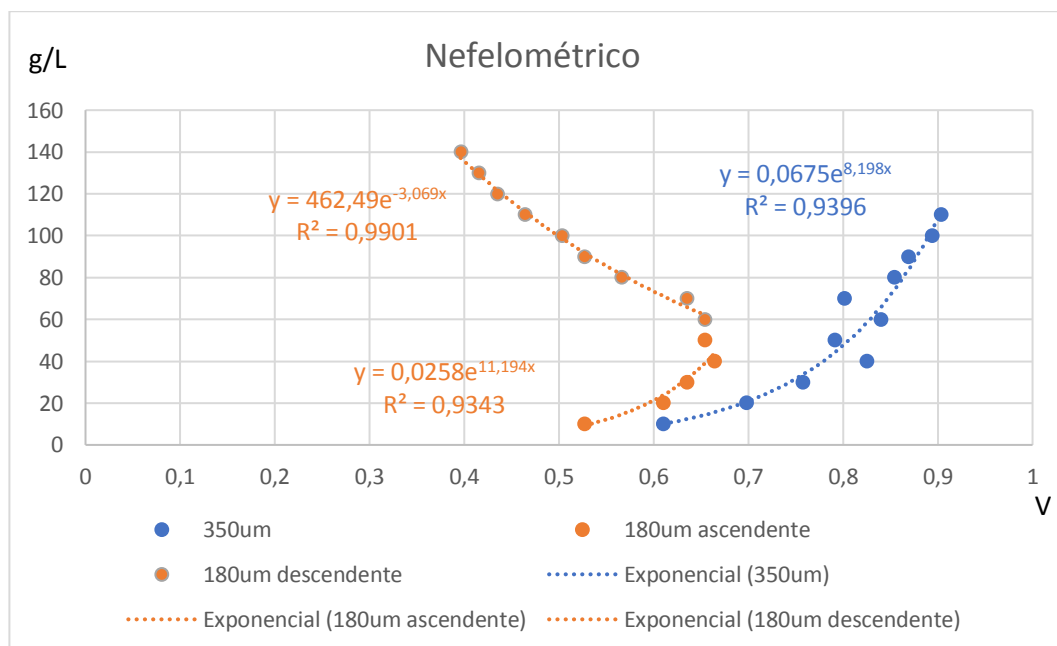


Figura 45 - Linearização do detector nefelométrico com resposta exponencial.

As curvas apresentam uma resposta boa, no entanto, o problema de não usar o valor de concentração nula, embora não tão evidente como o anterior, continua a existir. Assim, tal como para o detector *backscatter*, aplicou-se uma resposta polinomial de 2º grau (Figura 46).

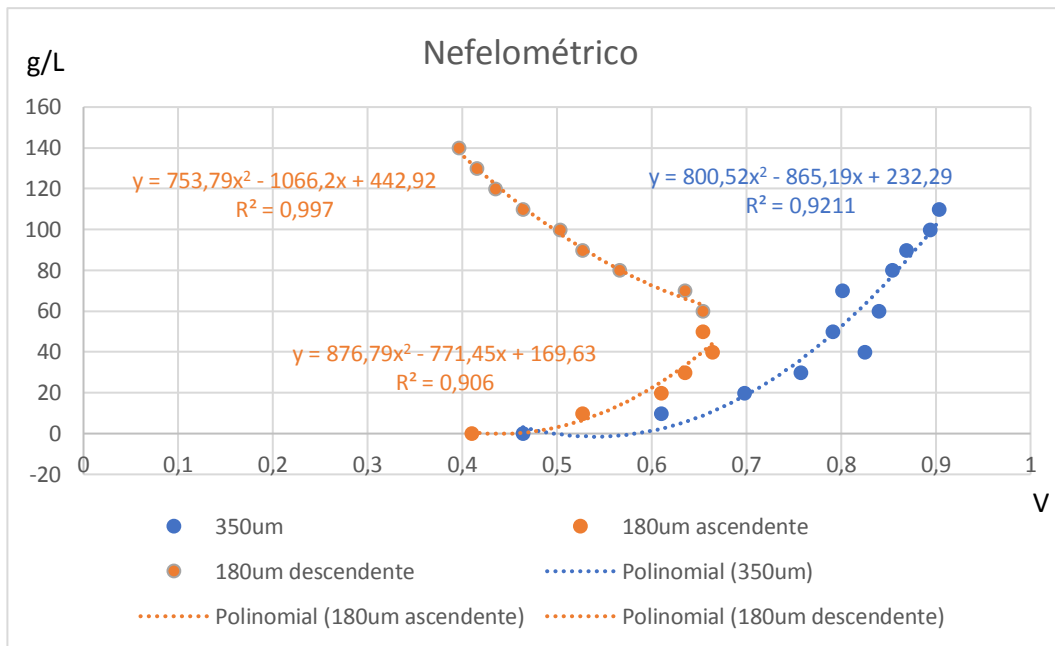


Figura 46 - Linearização do detetor nefelométrico com resposta polinomial de 2º grau.

A resposta polinomial também apresenta alguns problemas. O facto de ser uma parábola faz com que a aproximação usada tenda demasiado rápido para o valor nulo, chegando mesmo a valores negativos na curva das areias de 350µm. Além disso, o coeficiente de determinação diminuiu.

Ao contrário do que aconteceu para o sensor *backscatter*, a resposta polinomial parece ser pior que a exponencial, tanto para a curva dos 350µm como para dos 180µm ascendente. A curva dos 180µm descendente tem boa resposta para ambas as linhas de tendência por isso, para ficar em consonância com as restantes, para o sensor nefelométrico serão usadas as expressões exponenciais.

$$\left\{ \begin{array}{ll} y = 0,0675e^{8,198x} & , \text{ para } 350\mu\text{m} & (13) \\ y = 0,0258e^{11,194x} & , \text{ para } 180\mu\text{m} \wedge y < 40 & (14) \\ y = 462,49e^{-3,069x} & , \text{ para } 180\mu\text{m} \wedge y > 70 & (15) \end{array} \right.$$

4.4.3 Transmitido Infravermelho

A resposta do detetor infravermelho de luz transmitida nos testes de calibração foi claramente exponencial (ver Figura 41), por isso, para obter uma expressão em função da concentração, será usada a sua função inversa - logarítmica (Figura 47).

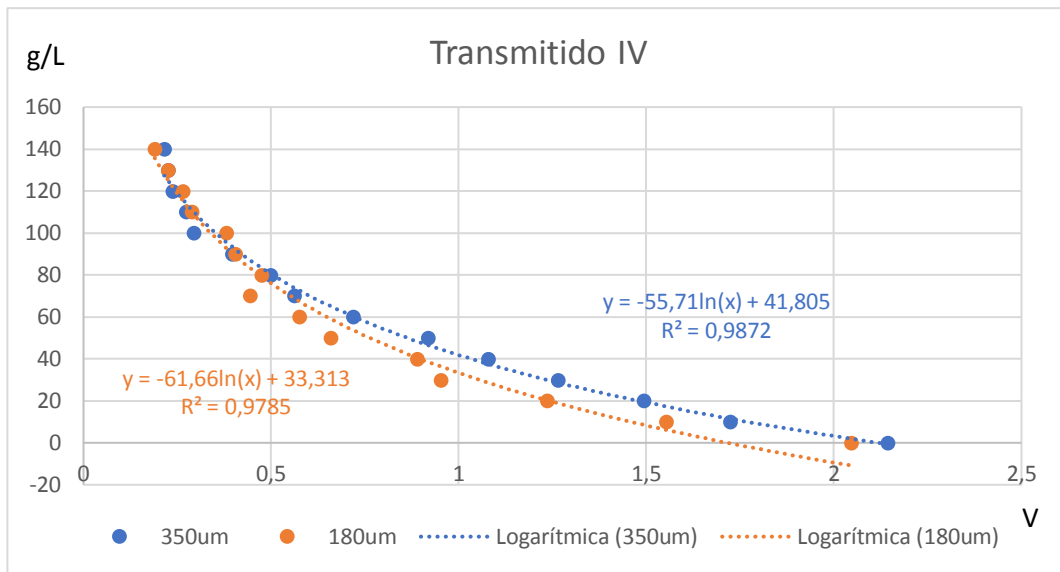


Figura 47 - Linearização do detector transmitido infravermelho com resposta logarítmica.

Para areia de 350µm, a função logarítmica é praticamente perfeita. No caso das de 180µm, apenas peca para baixas concentrações (abaixo de 10g/L), sendo que nessa zona de sensorização a aproximação é bastante má (um valor elétrico de 2 Volt corresponde a cerca de -10 g/L quando deveria ser aproximadamente 0).

Para corrigir este problema, fracionou-se a resposta das areias de 180µm em duas partes - valores superiores e inferiores a 10g/L - e calculou-se uma nova resposta logarítmica (Figura 48).

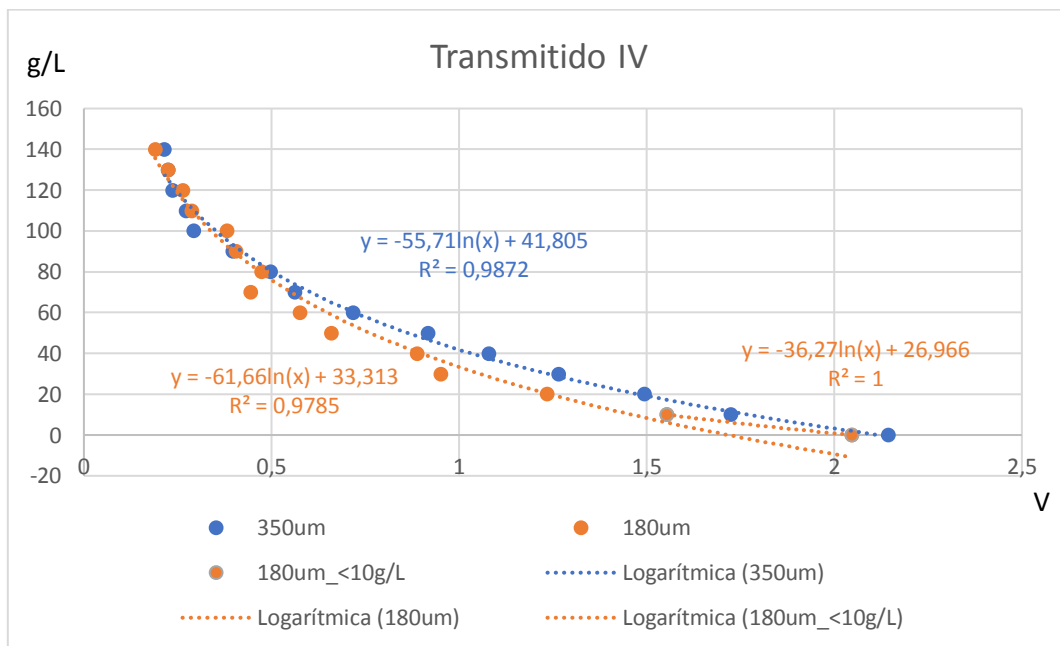


Figura 48 - Linearização do detector transmitido infravermelho com resposta logarítmica e com a curva das areias de 180µm fracionada para valores superiores e inferiores a 10g/L.

Com a curva fracionada já é possível ter uma boa aproximação para concentrações abaixo de 10 g/L, mantendo-se a resposta anterior para valores superiores.

As equações utilizadas para a medição de luz transmitida com transdutores infravermelhos serão:

$$\left\{ \begin{array}{ll} y = -55,71\ln(x) + 41,805 & , \text{ para } 350\mu\text{m} & (16) \\ y = -61,66\ln(x) + 33,313 & , \text{ para } 180\mu\text{m} \wedge x < 1.553 & (17) \\ y = -36,27\ln(x) + 26,966 & , \text{ para } 180\mu\text{m} \wedge x > 1.553 & (18) \end{array} \right.$$

4.4.4 Transmitido Ultravioleta

Sendo também o detector ultravioleta um tipo de medição por luz transmitida utilizou-se a função logarítmica (Figura 49).

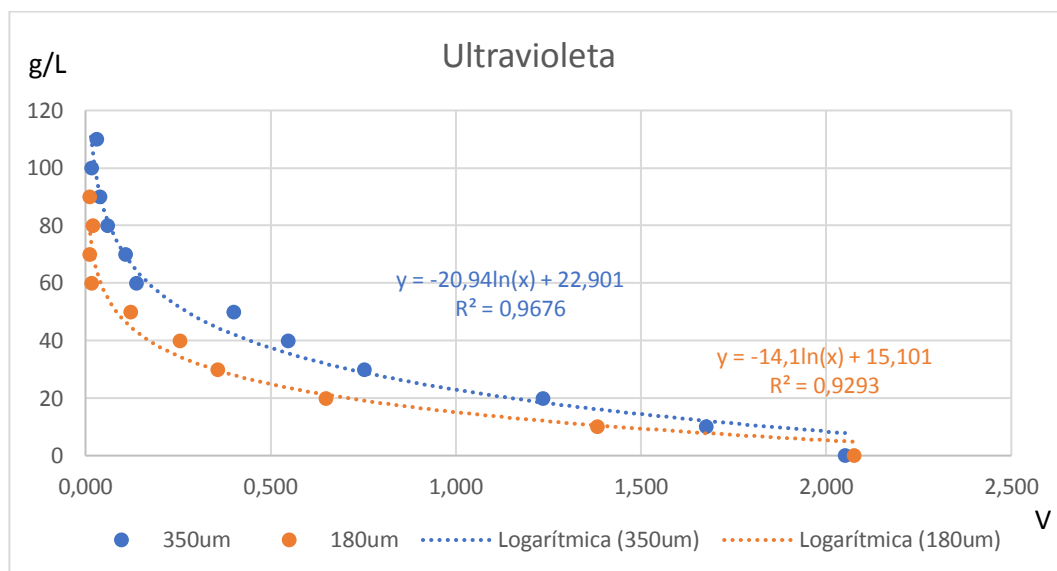


Figura 49 - Linearização do detector transmitido ultravioleta com resposta logarítmica.

Tal como aconteceu para o tipo de medição anterior, para baixos valores de turbidez a expressão pode resultar em valores incorretos. Assim, mais uma vez, dividiu-se as medições em dois conjuntos, desta vez para valores superiores e inferiores a 30g/L e para ambas as curvas (Figura 50).

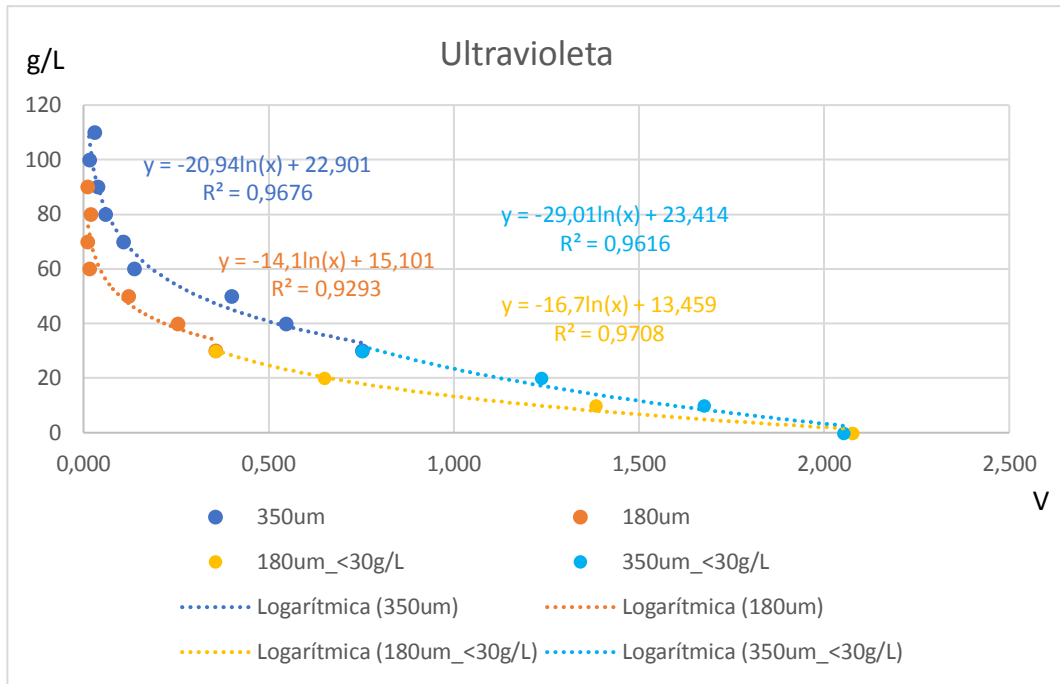


Figura 50 - Linearização do detector transmitido ultravioleta com resposta logarítmica e com as curvas da calibração fracionadas para valores superiores e inferiores a 30g/L.

Com a divisão das curvas, foi possível obter duas respostas logarítmicas para cada tipo de areia, apresentando uma boa aproximação das leituras efetuadas.

No caso das areias de 350µm a transição entre as duas curvas é bastante suave. Para a de 180µm já não é tão boa, pelo que valores entre os 0,122V e 0,356V requerem algum cuidado durante o processamento.

As equações utilizadas para a medição de luz transmitida com transdutores ultravioleta serão:

$$\left[\begin{array}{ll} y = -20,94\ln(x) + 22,901 & , \text{ para } 350\mu\text{m} \wedge x < 0,752 & (19) \\ y = -29,01\ln(x) + 23,414 & , \text{ para } 350\mu\text{m} \wedge x > 0,752 & (20) \\ y = -14,1\ln(x) + 15,101 & , \text{ para } 180\mu\text{m} \wedge x < 0,356 & (21) \\ y = -16,7\ln(x) + 13,459 & , \text{ para } 180\mu\text{m} \wedge x > 0,356 & (22) \end{array} \right.$$

4.5 Teste de Campo

Os testes em ambiente real realizaram-se no Centro de Monitorização e Interpretação Ambiental de Viana do Castelo (CMIA) entre os dias 14 de Julho e 2 de Agosto de 2017.

O sensor foi colocado numa zona fluvial (Figura 51) a fazer leituras 24h por dia da turbidez das águas passantes. O microcontrolador foi programado para fazer medições da luz ambiente e das leituras de turbidez para os quatro tipos de detetores, a um tempo de amostragem de 5 segundos. Estes dados foram armazenados com data, hora, minuto e segundo num cartão de memória. Com esta configuração, o sensor teve um consumo de cerca de 20mW.

A alimentação do circuito elétrico foi feita através de 4 pilhas AA, estimando-se uma autonomia mínima de 14 dias.



Figura 51 - Instalações do Centro de Monitorização e Interpretação Ambiental de Viana do Castelo.

4.5.1 Localização

O Centro de Monitorização e Interpretação Ambiental de Viana do Castelo está situado no limite da cidade de Viana do Castelo com a freguesia de Meadela, em torno do espelho de água proporcionado pela caldeira das Azenhas de D. Prior - também vulgarmente conhecido por Moinho de Maré - onde o ribeiro de Fornelos desagua no rio Lima (Figura 52). O Centro contempla um Parque Ecológico, de vasta flora e fauna marítima, ocupando cerca de 20 hectares.

O facto de o CIMA ser uma zona protegida e fechada ao público, mas com uma supervisão diária, tornam este local bastante conveniente à instalação de sensores para testes. Além disso, em maré baixa, as condições de acesso à zona fluvial são bastante boas, o que facilita a instalação e manutenção dos aparelhos.



Figura 52 - Localização do Centro de Monitorização e Interpretação Ambiental de Viana do Castelo.

4.5.2 Características do local

Designado por habitat de transição, este espaço está sob a influência da maré e do teor de salinidade das águas do estuário do rio Lima. Estas características tornam o local único pela presença de formações vegetais que toleram a presença de água e salinidade, originando biótopos naturais designados de morraçais, gramatais, juncais, caniçais, galerias ripícolas e prado [43]. Comparada com as zonas de mar/praias, a zona fluvial do Parque Ecológico é bastante mais lamacenta e muito menos rochosa.

Por todo o Parque presencia-se uma forte existência não só de flora, mas também de fauna (Figura 53), como aves, insetos, peixes, crustáceos, etc.



Figura 53 - Fauna e flora na zona fluvial do CMIA de Viana do Castelo.

4.5.3 Instalação do sensor

O sensor foi instalado estrategicamente num local com cerca de 0,5 metros de profundidade em maré-baixa, que durante a preia-mar ascende a mais de 2 metros, fazendo com que esteja sempre submerso (Figura 54).

O local escolhido foi um canal de passagem de água entre o Lima e a zona protegida do CMIA, evitando-se assim águas estacionárias e fazendo com que o sensor estivesse sempre sujeito à subida e descida das marés.



Figura 54 - Instalação do sensor em maré-baixa.

A parte eletrónica ficou protegida dentro de numa caixa de plástico num local de fácil acesso para manutenção e recolha de dados e com alguma proteção às condições climatéricas (Figura 55).



Figura 55 - Caixa de proteção da eletrónica

4.5.4 Análise dos resultados

Durante os 20 dias que o sensor esteve em funcionamento recolheram-se uma infinidade de dados que permitiram o estudo do comportamento e validação do mesmo para o objetivo proposto: leituras de turbidez em ambiente marítimo e/ou fluvial.

Foram armazenados “*in situ*” os dados referentes ao valor elétrico correspondentes à leitura dos fotodetetores, e, posteriormente, foi realizado o seu processamento.

4.5.4.1 Medições da luz ambiente – fases do dia

A primeira análise realizada foi a dos valores da luz de ambiente, de forma a comprovar o bom funcionamento dos recetores óticos.

Na Figura 56 são apresentadas as medições efetuadas da luz externa, isto é, com os LEDs desligados, durante as primeiras 24h desde que o sensor foi instalado.

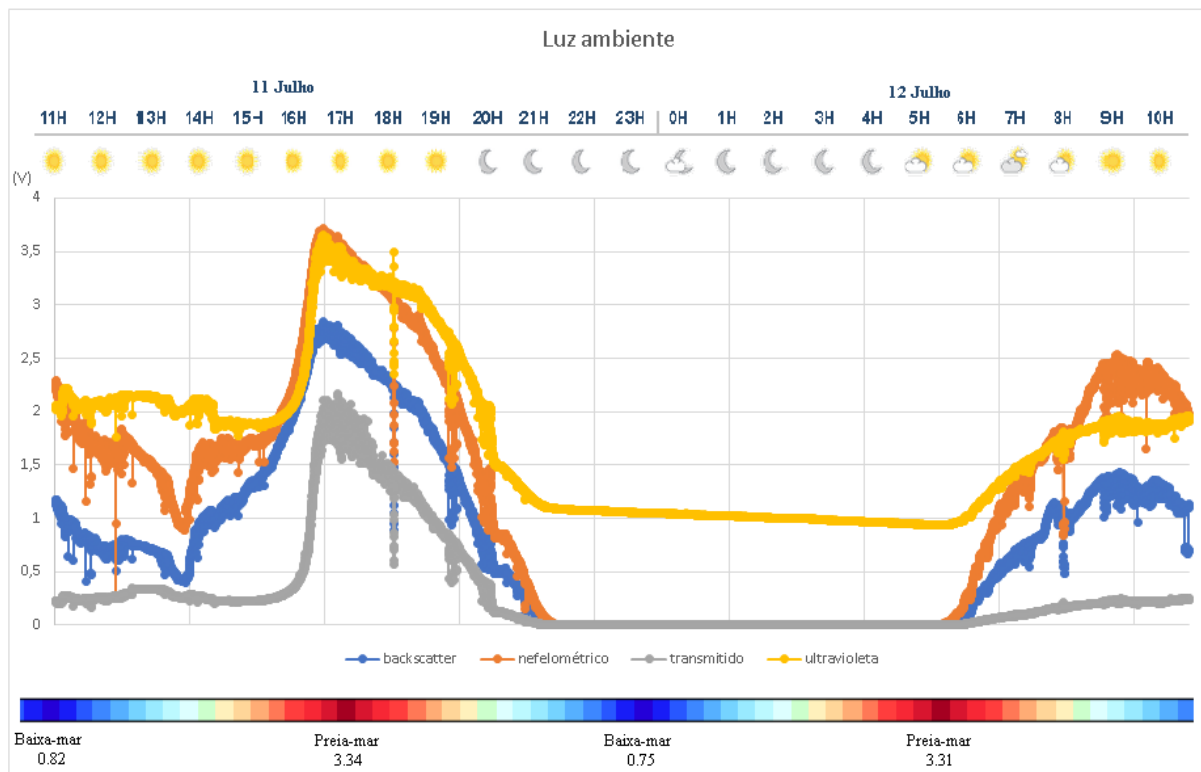


Figura 56 - Medições da luz ambiente (LEDs desligados) durante as primeiras 24h.

Analisando as medições da luz ambiente é possível descortinar as diferentes fases do dia.

Durante a noite, no período compreendido entre sensivelmente as 21h e 5h, os detetores infravermelhos apresentam um valor nulo e o ultravioleta cerca de 1V. Estes valores correspondem à total ausência de luz externa que é o caso da fase noturna.

Analisando os restantes períodos do dia, nota-se a partir das 5:30h da manhã o nascer do sol com o aumento gradual do valor elétrico dos fotodetetores, assim como o por do sol com o final do dia às 21h onde a leitura tende para o seu valor nulo.

O sensor foi instalado numa zona à sombra, no entanto, devido à trajetória do sol, sabia-se à priori que no período da tarde essa zona estaria completamente exposta à luz solar. Este período coincide com o pico luminoso evidenciado por volta das 16:40h, onde o valor elétrico dos fotodetetores atinge o seu valor máximo do dia.

Analisando as curvas dos fotodetetores infravermelhos, as suas respostas foram ligeiramente diferentes. Tal deve-se à estrutura do sensor que faz com que as paredes protejam mais ou menos os recetores, isto é, mediante a colocação do sensor, uns detetores encontram-se expostos diretamente ao sol e outros na sombra das paredes.

Por último, em todos os fotodetetores há casos em que o valor das medições difere bastante das leituras anteriores (picos aleatórios), mas tendo sempre um valor inferior. Estes casos devem-se a partículas, algas ou animais que eventualmente tenham passado pela zona de sensorização e tenham originado uma perturbação na transmissão da luz.

4.5.4.2 Efeito da luz ambiente nas medições

Para o período de tempo do gráfico analisado anteriormente, a Figura 57 apresenta do lado esquerdo os mesmos valores de luz ambiente de cada fotodetector (LED desligado) e as leituras efetuadas da turbidez (LED ligado). Do lado direito é apresentado o seu valor diferencial.

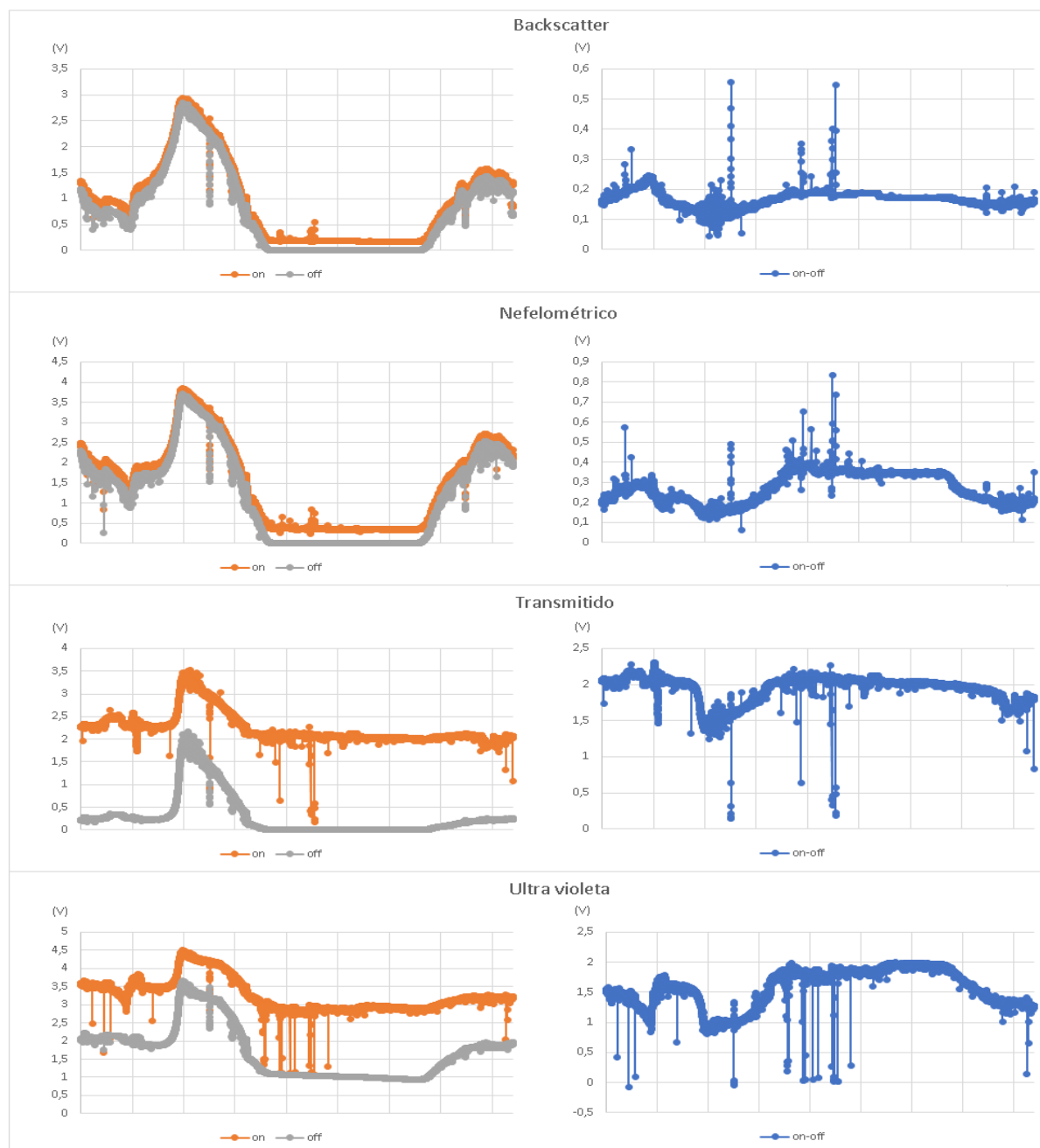


Figura 57 - Curva dos fotodetectores nas primeiras 24h desde a instalação do sensor. A laranja as medições da turbidez, a cinzento a medição da luz ambiente e a azul o valor diferencial entre as duas.

Analisando as curvas da figura anterior é perceptível que a luz ambiente tem clara influência no resultado na medição da turbidez. Durante a fase noturna os valores são bastante estáveis,

no entanto, durante o dia, e principalmente na altura do pico luminoso por volta das 16:40h, as medições de turbidez são claramente moldadas pela curva da luz de offset.

Estes resultados sugerem que o valor da luz externa não pode ser tratado de forma aditiva e que o sensor deve ser calibrado para este efeito. Outra solução pode passar por fazer o desenho do sensor de forma a proteger a zona de sensorização da luz externa.

4.5.4.3 Leituras de turbidez – análise das marés

Como visto anteriormente, a luz ambiente tem clara influência nos valores de turbidez sensorizados. Assim, para avaliar o funcionamento do fotodetetores, serão utilizados os resultados compreendidos entre as 21:30h e as 5:30h onde há ausência de luz externa.

Na Figura 58 são apresentadas as leituras obtidas durante a noite do dia 12 para 13 de Julho, onde a baixa-mar deu-se por volta das 00:10h.

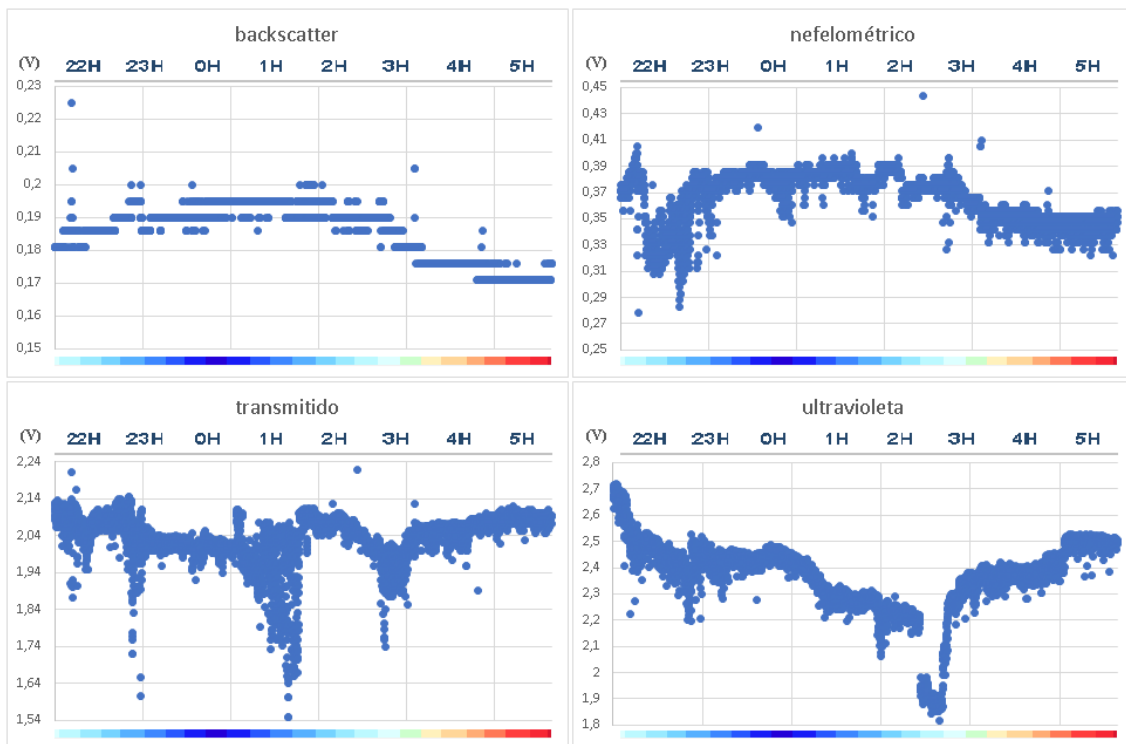


Figura 58 - Leituras dos fotodetetores entre as 21:30h de 12 de Julho e as 5:30h de 13 de Julho. Graduação de cores sob os gráficos representa o ciclo das marés, sendo o pico da baixa-mar por voltas das 00:10h.

Analisando os resultados apresentados, parece haver uma clara distinção dos ciclos das marés. Há uma linha clara em todos os fotodetetores que aponta para uma variação elétrica entre os períodos de maré baixa e preia-mar. Este comportamento repetiu-se durante todos os dias em que o sensor esteve em campo.

Usando as expressões matemáticas (11), (13), (16) e (20) da linearização do sensor para areias de 350 μ m nas as leituras apresentadas na Figura 58, obtemos a correspondência para valores de turbidez da Figura 59.

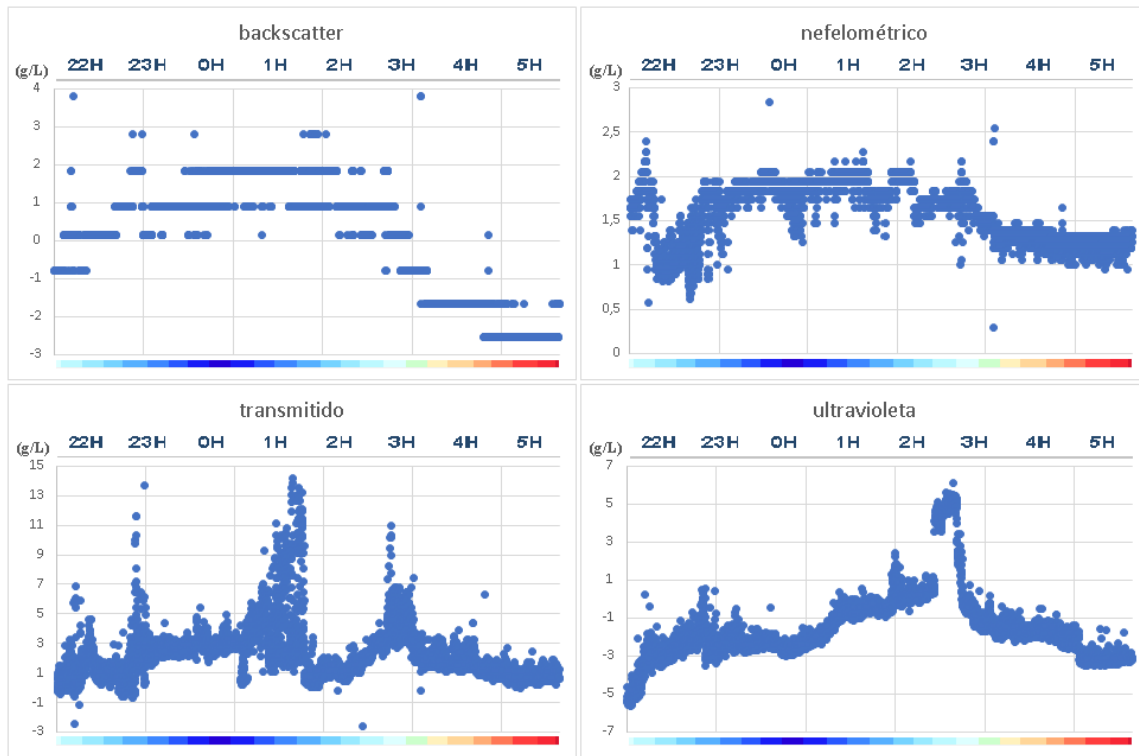


Figura 59 - Correspondência entre os valores elétricos de saída dos fotodetetores da Figura 58 e o valor de concentração através das expressões matemáticas (11), (13), (16) e (20) da linearização do sensor para areias de 350 μ m. As expressões matemáticas correspondem aos tipos de medições efetuadas: *backscatter*, nefelométrico, transmitido infravermelho e transmitido ultravioleta, respectivamente.

Todos os detetores indicam um aumento de turbidez durante a maré baixa. O *backscatter* e nefelométrico, por terem como princípio de funcionamento a sensorização da luz refletida, apresentam um comportamento bastante constante. Já os de luz transmitida, tanto infravermelho como ultravioleta, apresentam uma maior sensibilidade devido à sensorização pela atenuação da luz direta, o que ao mínimo obstáculo ótico causa uma grande variação no valor elétrico.

Este comportamento dos fotodetetores era o teoricamente esperado: *backscatter* e nefelométrico mais precisos para baixos valores de turbidez e o de luz transmitida com uma maior gama dinâmica e sensibilidade, que os tornam preferíveis para valores altos.

Analisando individualmente, o sensor *backscatter* apresenta um valor de concentração máximo de cerca de 2 g/L durante a maré baixa e durante a preia-mar valores correspondentes a água sem partículas em suspensão, inclusive valores negativos. Estes valores negativos, embora não ideais, acabam por ser normais devido aos baixos níveis de turbidez apresentados

na amostra. Além disso, os dados apresentados foram sensorizados mais de 24h depois da instalação do sensor, existindo já incrustação biológica (analisada no capítulo seguinte).

O detetor nefelométrico, tal como o anterior, apresenta uma curva com uma concentração máxima estabilizada nas 2 g/L durante a baixa-mar. Com a enchente da maré, o valor da concentração das partículas em suspensão parece tender para valores perto de 1 g/L.

O sensor infravermelho por luz transmitida apresenta uma variação muito grande, tendo inclusive um pico que atinge valores próximos de 15 g/L. Esta variação deve-se a partículas que aleatoriamente passam na zona de sensorização, obstruindo a passagem da luz. Assim, para analisar este tipo de deteção para os valores de turbidez apresentados, é pertinente o uso de uma filtragem digital.

Será usado um filtro passa baixo por pesos:

$$y(x) = x * a + y_{ant} * (1 - a) \quad (23)$$

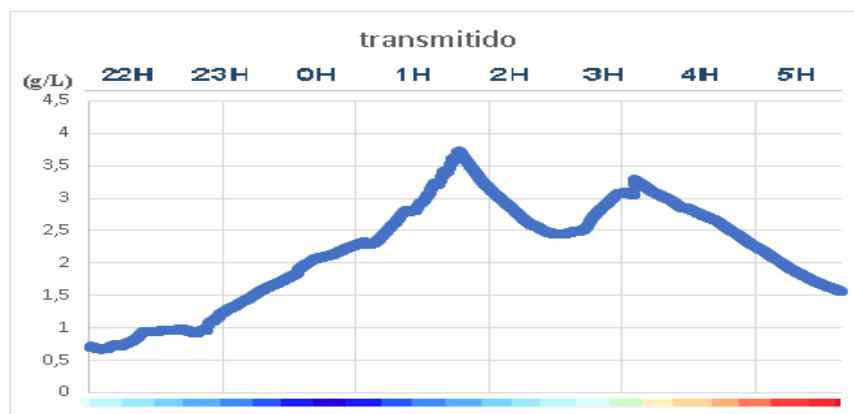


Figura 60 - Curva do sensor infravermelho de luz transmitida da Figura 59, sujeito ao filtro passa baixo da expressão matemática (23) com $a=0.005$.

Com o uso do filtro passa baixo nota-se uma grande perturbação por volta das 1:30h e 3:15h, no entanto, fora estes intervalos, o valor de turbidez medido é relativamente parecido com o dos outros dois sensores: durante a maré baixa leituras próximas das 2 g/L e um decréscimo com a aproximação da maré alta, para valores entre os 0 e 1 g/L.

Por fim, o detetor ultravioleta apresenta valores negativos em praticamente toda a curva. Isto significa que foram sensorizados valores elétricos superiores aos apresentados durante a calibração para água destilada, indicando que em campo houve fluorescência de organismos biológicos. Estes resultados comprovam que este pode ser um bom processo para a distinção entre matéria orgânica e inorgânica, desde que exista uma boa calibração para tal.

Os valores elétricos foram também submetidos às expressões matemáticas (12), (14), (18) e (22), para areia de 180 μ m, de forma a fazer uma comparação com os resultados da Figura 59.

Os valores correspondentes à turbidez do local, são apresentados na Figura 61.

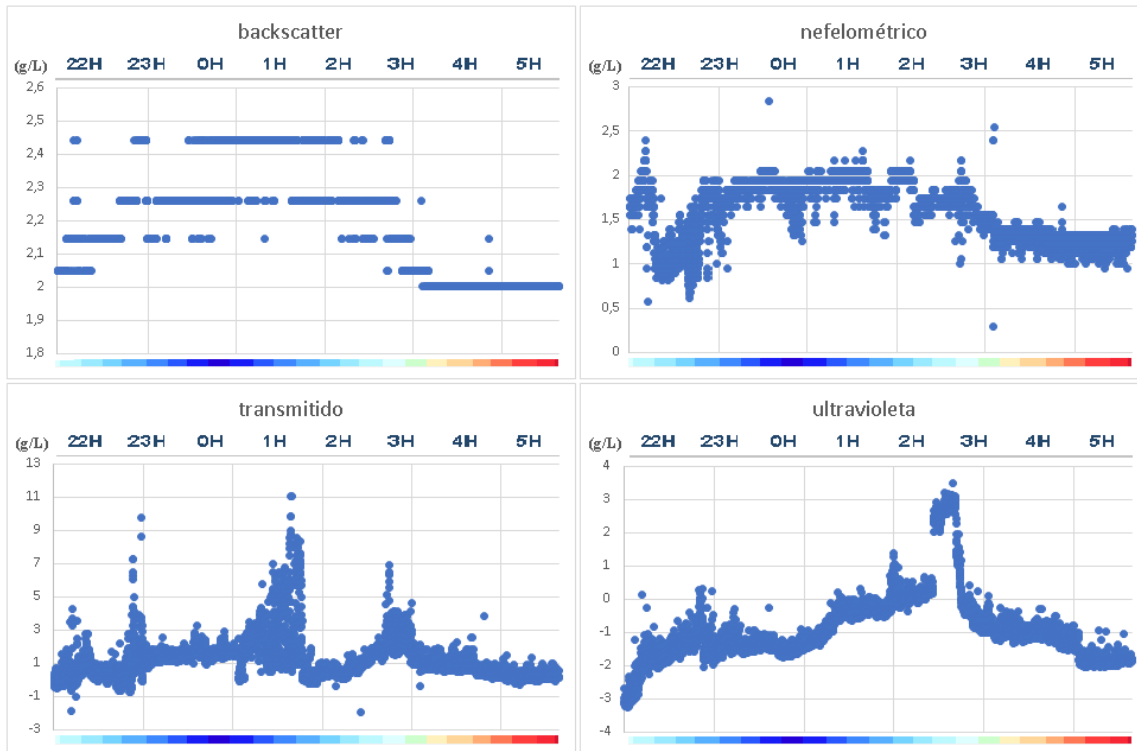


Figura 61 - Correspondência entre os valores elétricos de saída dos fotodetetores da Figura 58 e o valor de concentração através das expressões matemáticas (12), (14), (18) e (22) da linearização do sensor para areias de 180 μ m. As expressões matemáticas correspondem aos tipos de medições efetuadas: backscatter, nefelométrico, transmitido infravermelho e transmitido ultravioleta, respetivamente.

Comparando os gráficos da Figura 59 com os da Figura 61, as respostas dos quatro tipos de detetores são bastante idênticas tanto na curva como nos valores apresentados.

As diferenças mais significativas prendem-se com o sensor *backscatter* que para 180 μ m não apresenta valores negativos e para o sensor infravermelho por luz transmitida que apresenta picos de menor amplitude. Embora não se possa retirar conclusões definitivas, estas diferenças apresentadas podem sugerir que os sedimentos em suspensão do local tenham um tamanho mais próximo dos 180 μ m que dos 350 μ m.

4.5.4.4 Problemas de incrustação biológica

A incrustação biológica, em inglês *biofouling*, é um problema que qualquer sensor marítimo ótico encontra em testes de campo.

Para uma correta sensorização, a luz emitida deve interagir única e exclusivamente com a amostra. O que acontece com este tipo de sensores é que imediatamente após a sua colocação em ambiente marítimo ou fluvial o invólucro dos transdutores óticos começa a ganhar microrganismos que irão obstruir a luz emitida e alterar o valor elétrico de saída dos fotodetetores.

Para o caso do sensor desenvolvido, o facto que existirem substâncias orgânicas, ou até mesmo lamas, incrustadas nos invólucros do LED e dos fotodetetores faz com que haja uma atenuação ótica não desejada, diminuindo o seu valor elétrico de saída.

Na Figura 62 são apresentadas as leituras efetuadas pelo fotodetector infravermelho de luz transmitida, sem qualquer tipo de processamento, durante a primeira semana de monitorização.

Este detetor, por ser o mais sensível à atenuação ótica, é à partida o mais suscetível ao *biofouling*, o que originará uma maior perturbação nas medições de turbidez.

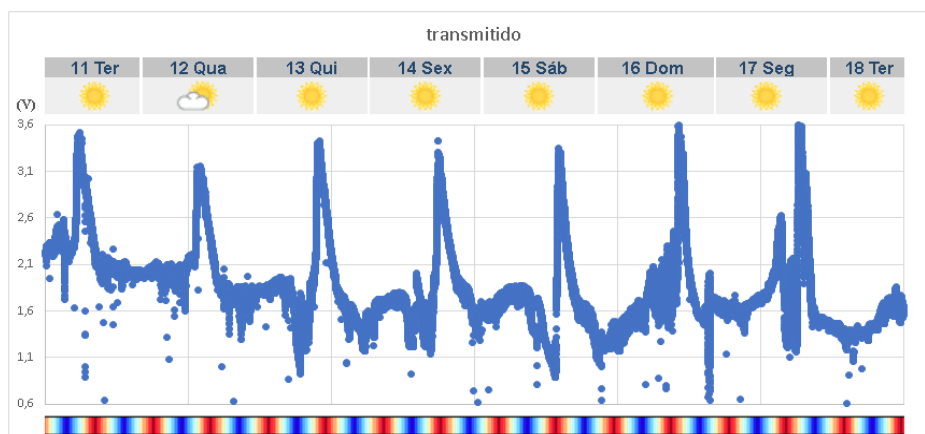


Figura 62 - Medições efetuadas pelo sensor infravermelho de luz transmitida (com LED ligado) durante a primeira semana de monitorização. Escala de cores referente ao nível da água do mar, sendo o azul representativo da baixa-mar e o vermelho da preia-mar.

Analisando o gráfico, parece haver uma diminuição do valor elétrico do sensor de dia para dia. Os picos de luminosidade são difíceis de analisar pois são causados pelas condições atmosféricas, no entanto, analisando apenas a fase noturna parece haver uma diminuição gradual da luz sensorizada.

Esta diminuição elétrica pode não ser necessariamente uma causa das incrustações nos LEDs mas um efeito das marés ou da própria alteração de turbidez da água, contudo, continuando a análise nos restantes dias é inequívoco que o fotodetector perde capacidade de

sensorizar a luz devido a obstruções causadas por partículas que se vão agarrando aos invólucros de plástico dos transdutores óticos.

Na Figura 63 são apresentadas as leituras dos últimos dias em que o sensor esteve em funcionamento.

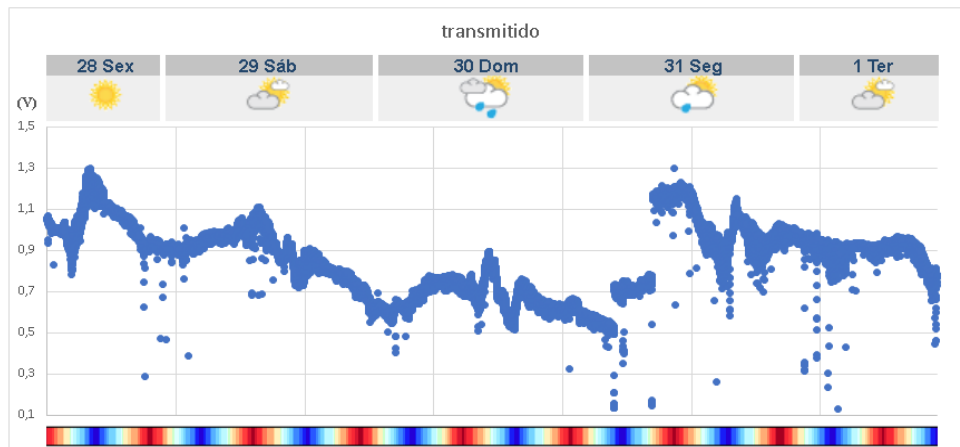


Figura 63 - Medições efetuadas pelo sensor infravermelho de luz transmitida (com LED ligado) nas últimas 96h em que esteve em campo. Escala de cores referente ao nível da água do mar, sendo o azul representativo da baixa-mar e o vermelho da preia-mar.

Comparando com os dados da primeira semana, os valores elétricos do fotodetector são bastante mais baixos, apresentando uma queda geral de mais de 1 Volt que se reflete numa diferença de mais de 20 g/L de concentração. A atenuação da luz é de tal forma alta que as fases do dia, e especialmente o pico luminoso durante a tarde, ficam difíceis de identificar.

Ao fim de 20 dias de teste em campo o sensor foi recolhido e era visível a olho nu camadas não só de organismos biológicos, mas também lamas e areias, agarradas por toda a estrutura do sensor. O cabo de transmissão de sinal também se encontrava num estado deteriorado, com muitas algas agarradas, mas sem danos no invólucro de proteção (Figura 64).



Figura 64 - Estado do sensor e cabo de transmissão de sinal à data da sua recolha

5. SENSOR ACÚSTICO

Os sensores de turbidez por reflexão acústica são relativamente caros e de grande consumo, duas características desenquadradas com as especificações do projeto. No entanto, havendo a necessidade de outros instrumentos acústicos, como por exemplo os medidores de corrente por efeito de Doppler, este poderá ser incorporado num desses sistemas.

A medição de turbidez por reflexão acústica, geralmente denominada por *Acoustic Backscatter*, é uma técnica não intrusiva para a monitorização de partículas de sedimento em suspensão na coluna de água, que pode também ser usada para estudos das características do fundo do mar.

O princípio básico da reflexão acústica consiste na emissão de pulsos acústicos e receção dos seus ecos, tal como acontece para um sonar ativo. Um conjunto de transdutores acústicos são utilizados para produzir à vez um sinal ultrassónico que se propagará no meio. À medida que o sinal sonoro se afasta do transdutor irá ser afetado pelo material suspenso na coluna de água, dispersando a energia sonora e refletindo parte da mesma de volta ao transdutor, que atuará também como recetor.

Com o conhecimento da velocidade do som na água, a força de dispersão do material suspenso e as características de propagação do som, uma relação pode ser desenvolvida entre a intensidade dos ecos recebidos e as características do material em suspensão. A magnitude dos sinais pode ser assim relacionada com a concentração dos sedimentos e tamanho das partículas, podendo-se usar o atraso entre transmissão e receção para o cálculo da distância a que os sedimentos se encontram do transdutor.

O desenvolvimento deste instrumento de medição inclui o uso de transdutores acústicos e todo o *hardware* e *software* inerente ao controlo de atuação, aquisição e armazenamento de dados.

5.1 Transdutores

Para a transdução ultrassónica utilizaram-se os transdutores piezoelétricos BII-7694, BII-7695 e BII-7697 da série BII-7690 da Benthowave Instrument Inc (Figura 65). Estes transdutores são especificados para frequências de 1MHz, 2MHz e 5MHz, respetivamente.

Estes atuadores acústicos são projetados para sonares de curta distância, como por exemplo medidores acústicos de velocidade de corrente e medição de distâncias subaquáticas, e de testes

não destrutivos, como por exemplo detecção de falhas, medição de espessura e caracterização de materiais.

Os piezoelétricos são protegidos com uma carcaça plástica resistente a ácidos, álcali, soluções de sal e outros produtos químicos, tornando assim muito pouco suscetível a riscos de corrosão ou enferrujamento. Esta proteção permite também a sua submersão.



Figura 65 - Transdutores piezoelétricos utilizados.

5.1.1 Características dos piezoelétricos

O fabricante fornece um conjunto de características importantes para o correto funcionamento dos mesmos e para os resultados que se poderão obter. Entre outras, as mais importantes apresentam-se na seguinte tabela.

Tabela 9 - Características dos transdutores acústicos.

Transdutor	Frequência (Hz)	fator qualidade	Bandwidth (Hz)	gama de medição
BII-7694	1,0M	1,3	615,38k - 1384,615k	1,047mm - 2,356mm
BII-7695	2,25M	1,3	1,384M - 3,615M	0,4mm - 1,047mm
BII-7697	5M	1,3	3,08M - 6,923M	0,209mm - 0,4707mm

f_0	Q	$BW=f_0/Q$	$\lambda=v/f$
-------	-----	------------	---------------

Assumindo que os transdutores consigam ser operados em toda a sua banda entre os -3dB, que para uma dada frequência o raio mínimo dos sedimentos que originam ecos acústicos é o do comprimento de onda acústica, e considerando a velocidade de propagação sonora na água de 1450m/s, estima-se que poderão ser diferenciados sedimentos até um tamanho mínimo de 470 μ m.

5.1.2 Análise em VNA

O Vector Network Analyzer (VNA) é um aparelho de medição de parâmetros amplamente usado para aplicações de radiofrequência. Este aparelho é também vulgarmente denominado como medidor de fase e ganho ou analisador de rede automático.

Estes instrumentos destacam-se por conseguir medir de uma forma rápida e eficaz as propriedades de amplitude e fase em função da frequência, o que permite uma caracterização pormenorizada de um circuito ou componente RF.

O VNA é frequentemente usado para caracterizar redes de duas portas, como amplificadores e filtros, mas pode ser usado em redes com um número de portas arbitrário.

Este aparelho foi utilizado para estudar as características reais dos piezoelétricos a utilizar, dando maior relevância à frequência ótima de operação, onde uma maior energia mecânica é causada por uma menor energia elétrica. A impedância neste ponto de atuação é também de extrema importância para o correto dimensionamento do circuito de atuação e cálculos de consumo.

A análise em VNA do piezoelétrico BII-7694 (frequência de 1MHz), apresentada na Figura 66, mostra vários picos de operação, sendo a 1,058MHz onde tem maior ganho em frequência (taxa de rejeição de 1,5dB). Nesse ponto de atuação, o transdutor funciona como uma carga com resistência de 66,315Ω e reatância de -170,12Ω.

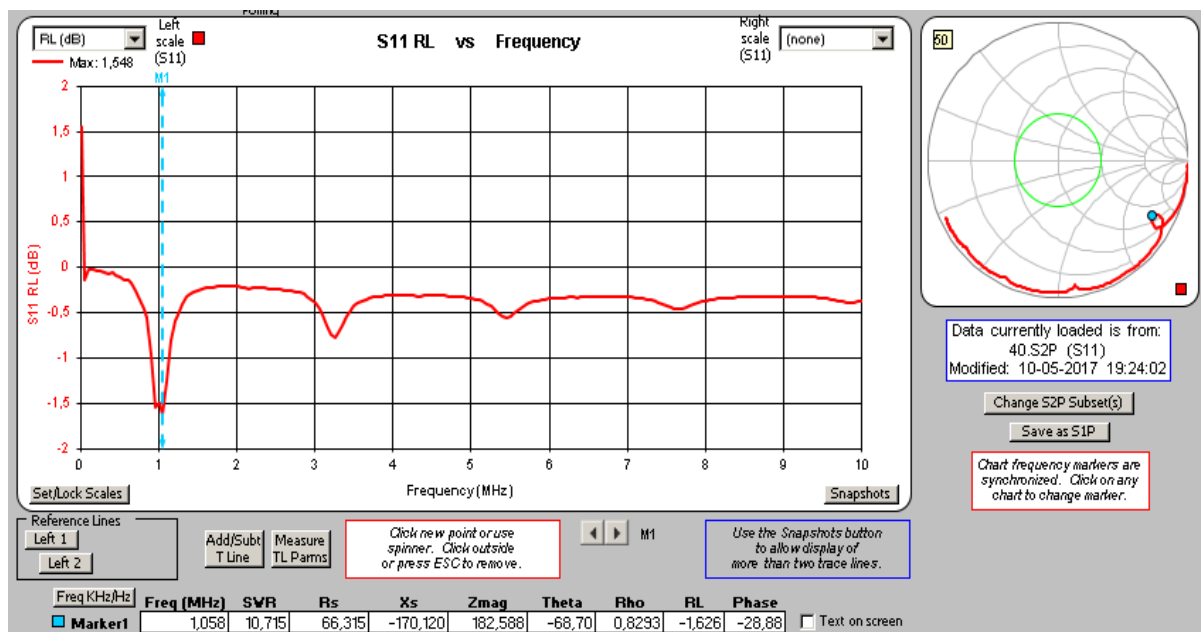


Figura 66- Diagrama do transdutor acústico BII-7694 com a taxa de rejeição em frequência.

A Figura 67 contém os resultados para o piezoelétrico BII-7694 (frequência de 2MHz), apresentando uma taxa de rejeição máxima de 2,5dB a uma frequência de 2,404MHz. A sua resistência nesse ponto de atuação é 10,218Ω e -30,2Ω de reatância.

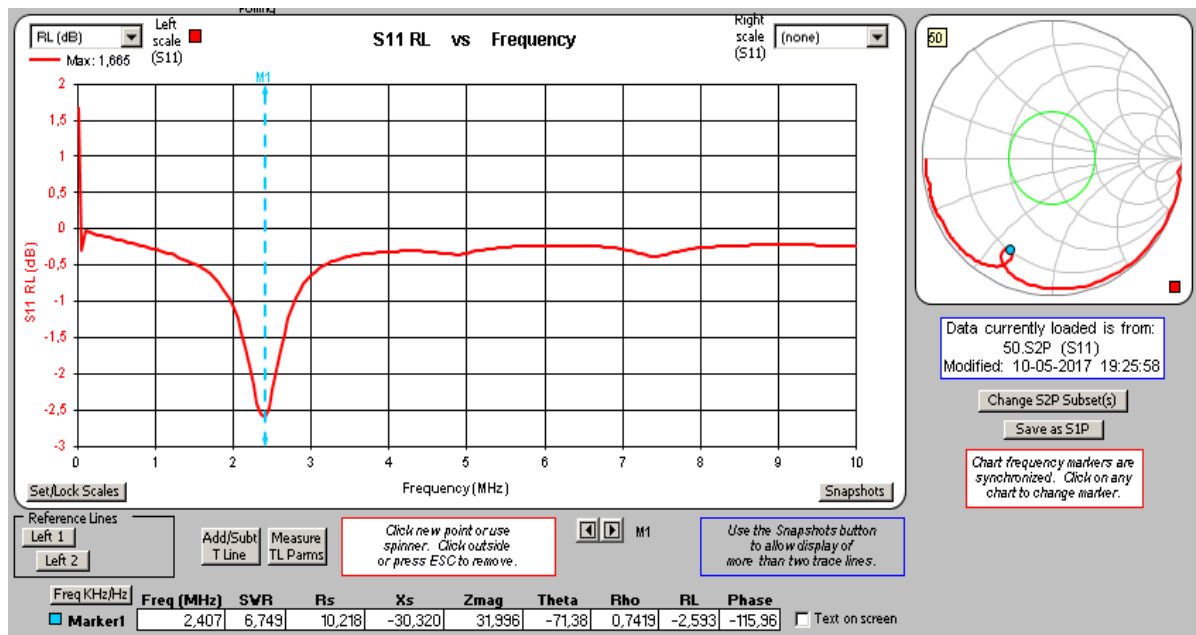


Figura 67 - Diagrama do transdutor acústico BII-7695 com a taxa de rejeição em frequência.

Para o transdutor BII-7697 de frequência 5MHz, Figura 68, a frequência ótima de operação é 5,404MHz, apresentando uma taxa de rejeição de 1,5dB. A resistência a essa frequência é 4,265Ω e a reatância -7,786Ω.

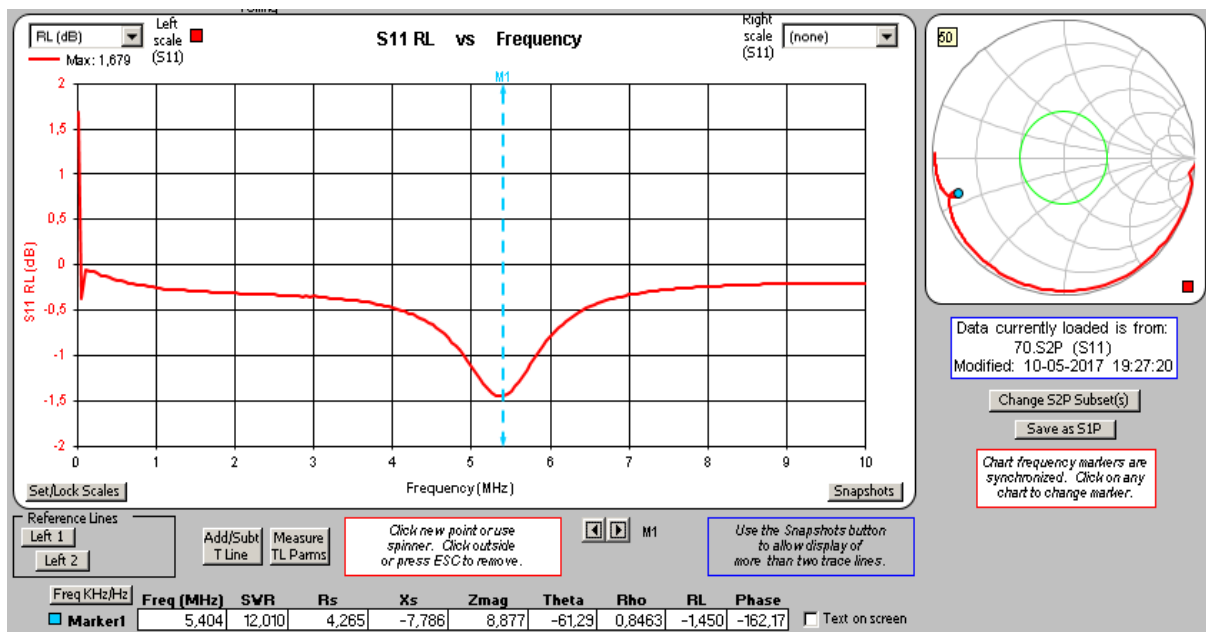


Figura 68- Diagrama do transdutor acústico BII-7697 com a taxa de rejeição em frequência.

Compilando os resultados obtidos na análise em VNA e calculando a impedância de cada transdutor na sua frequência de operação ótima, obtemos os resultados da tabela seguinte.

Tabela 10 - Principais características dos transdutores piezoelétricos na análise em VNA.

Transdutor	Frequência (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
BII-7697	5,404M	4,265	-7,786	8,88

5.2 Hardware

O *hardware* eletrônico necessário para o correto funcionamento do sensor pode-se dividir em duas grandes partes: atuação e sensorização.

Na parte da atuação, foi necessário dimensionar circuitos elétricos para gerar e amplificar os sinais de atuação para os transdutores. Para a sensorização, foi necessário desenhar módulos para acoplar os sinais ultrassônicos recebidos e fazer a sua leitura para um posterior processamento.

Sendo os transdutores usados como emissores e recetores, cuidados especiais tiveram de ser tidos em conta de forma a poderem ser atuados e sensorizados corretamente.

Este tipo de instrumentos tem por norma um consumo elevado o que aumenta a sua complexidade. Para a alimentação de todo o sistema, foi especificado que se usariam 4 baterias de 12V e 10Ah, tentando aplicar aos transdutores o máximo de potência possível para obter uma caracterização dos sedimentos o mais distante que se conseguisse.

5.2.1 Módulo FPGA

Para fazer o controlo de todo o sistema e o processamento dos dados, usou-se uma FPGA de forma a poder fazer a atuação e sensorização em paralelo. Assim, seleccionou-se a placa de desenvolvimento *Mimas Spartan 6* (Figura 69).

Com 70 portas programáveis (GPIO), o módulo *Mimas* usa o processador *Spartan-6 XC6SLX9* com um oscilador de 100MHz e 16Mb de memória Flash. O seu baixo custo comercial e o facto de ser de baixo consumo, tornam esta placa de desenvolvimento bastante atrativa. Além disso, o oscilador de 100MHz é suficiente para gerar os sinais sinusoidais pretendidos com boa resolução (frequência mais alta de 5,4MHz).

A FPGA tem como função gerar os sinais sinusoidais para um DAC, fazer as leituras dos ecos recebidos através de um ADC, fazer o controlo de saídas lógicas para relés e multiplexador e fazer o processamento e armazenamento de dados.



Figura 69 - Placa de desenvolvimento Mimas Spartan 6.

5.2.2 DAC

Para fazer a conversão dos sinais digitais gerados pela FPGA para analógico utilizou-se o conversor digital-analógico AD9708.

O AD9708 é um DAC de comunicação em paralelo (importante para altas frequências), resolução de 8 bits e velocidade de 100MSPS.

Foi desenhada uma placa de circuito impresso com o DAC escolhido, fazendo as respetivas ligações com a FPGA e dimensionando-se alguma eletrónica na saída analógica (Figura 70).

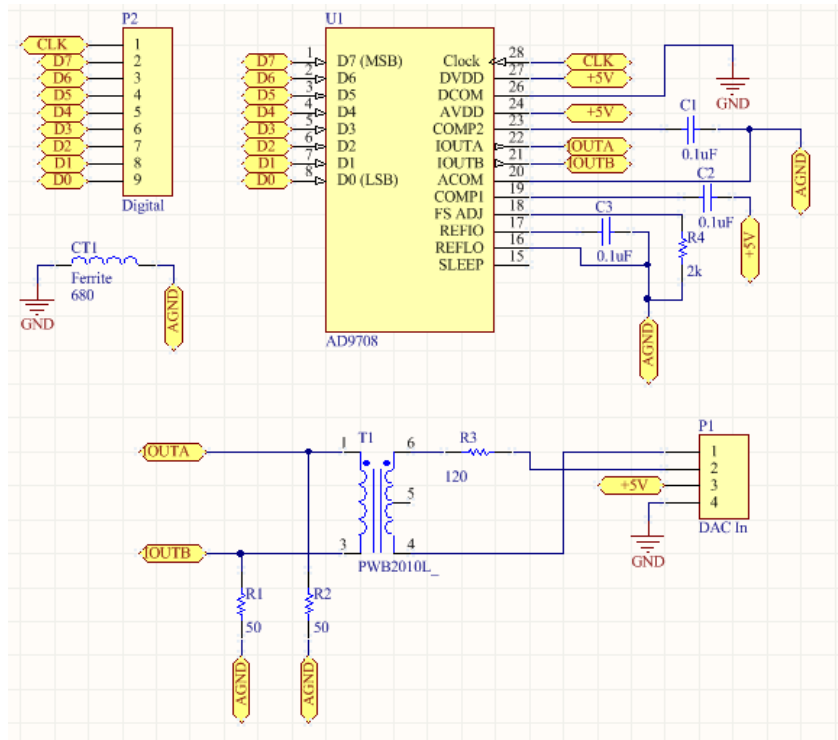


Figura 70 - Esquemático da PCB do DAC AD9708.

A parte digital do DAC é constituída pelos bits e sinal de clock provenientes da FPGA. A parte analógica são duas saídas diferenciais de corrente, que através da colocação de resistência para a massa transforma-se numa saída em tensão. O transformador PWB2010L é usado para ter uma saída em tensão isolada.

Uma ferrite foi também usada para eliminar ruídos de alta frequência.

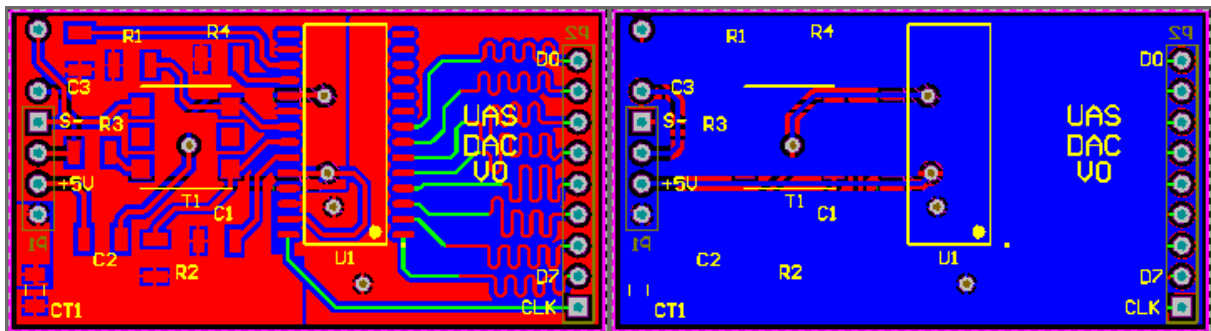


Figura 71 - Desenho da PCB do DAC no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).

No desenho da PCB, foi necessário desenhar as pistas dos bits todas com o mesmo tamanho de forma a ter um sinal sinusoidal de alta frequência com o mínimo ruído possível.

Este cuidado no desenho originou as pistas curvas que ligam o porto P2 ao componente integrado do DAC (Figura 71 e Figura 72).

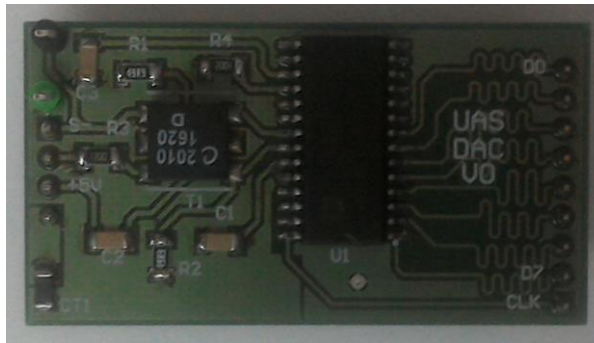


Figura 72 - Circuito impresso do DAC AD9708.

5.2.3 Amplificação

A FPGA em conjunto com o DAC geram um sinal de atuação com uma potência bastante baixa, insuficiente para alimentar os piezoelétricos. Deste modo, uma amplificação do sinal foi necessária. Esta fase do dimensionamento foi aquela que mais trabalho despendeu.

Era pretendido amplificar ao máximo o sinal proveniente do DAC, aumentando assim a potência envolvida, o que em contrapartida limitava a escolha dos componentes ativos a utilizar devido ao rácio entre potência e frequência de atuação. Desta forma, foi necessário escolher componentes que conseguissem amplificar o sinal de forma eficaz, mas que ao mesmo tempo tivessem alto *slow-rate* e com o mínimo de atenuação em frequência possível.

5.2.3.1 Amplificador Operacional LM7171

O LM7171 é um amplificador de alta frequência ideal para aplicações de vídeo e processamento de sinal de alta velocidade.

Especificado para operar a $\pm 15V$ e $\pm 5V$, com um *slow-rate* de $4100V/\mu s$ e ganho unitário de banda larga até 200MHz, fez com que a escolha recaísse sobre este componente. Este amplificador tem ainda uma corrente de saída de 100mA e um consumo máximo de 6.5mA.

Sendo o componente limitado a nível de corrente de saída, este teve de ser complementado com outro circuito que aumentasse a potência disponível.

5.2.3.2 Amplificador Push-Pull

Com o LM7171 seria possível obter um ganho em tensão até valores próximos da sua alimentação, contudo, a corrente de saída estaria sempre limitada pelos 100mA, o que é bastante baixo.

Assim, para aumentar a potência a fornecer ao transdutor, dimensionou-se uma montagem de amplificador *Push-Pull* (Figura 73).

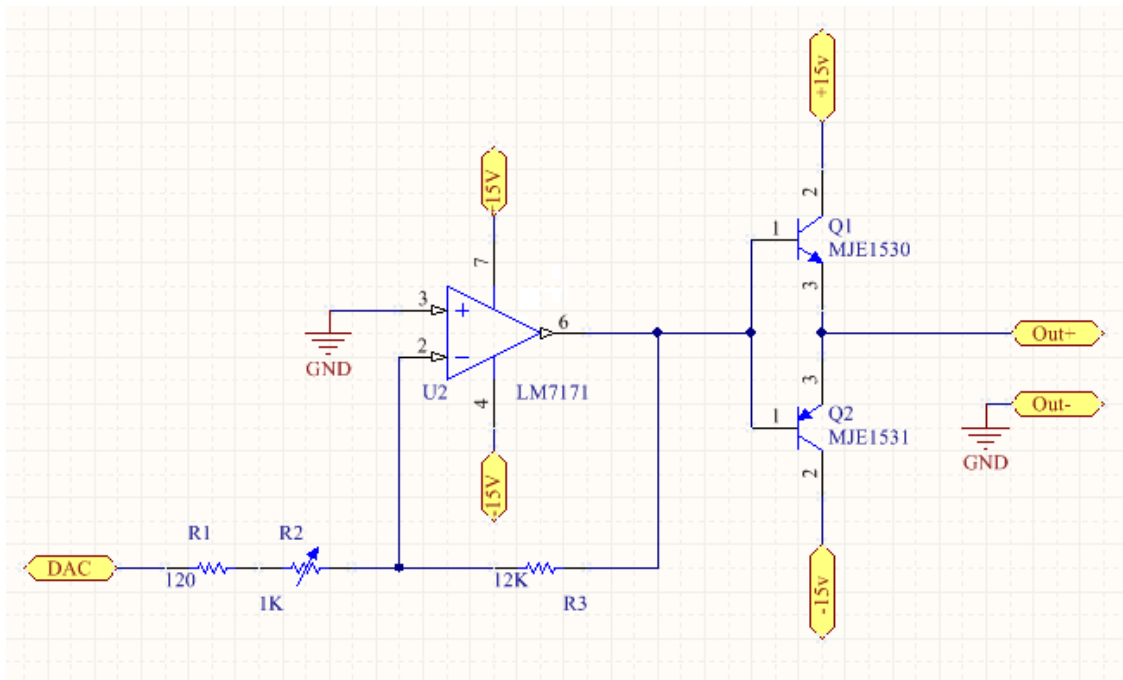


Figura 73 – Esquemático do Amplificador Push-Pull.

O ampop LM7171, utilizado como amplificador inversor com ganho regulável, gera um sinal de comando para uma ponte de transístores bipolares de potência (MJE1530-NPN e MJE1531-PNP), formando o amplificador push-pull.

Através do potenciômetro R2, o ganho do amplificador pode ser regulado entre -100Av e -10,7Av. A parte dos transístores permite fornecer aos piezoelétricos a corrente que a montagem inversora por si só não conseguia.

5.2.3.3 Ponte-H de Darlington

O amplificador *Push-Pull* serviu numa primeira fase para fazer alguns testes com os transdutores, no entanto, era pretendido conseguir aplicar toda a potência disponível para conseguir ter reflexões acústicas com a maior magnitude possível.

Assim, utilizando os mesmos componentes do circuito anterior, foi dimensionada uma montagem em Ponte-H com configuração de *Darlington* (Figura 74).

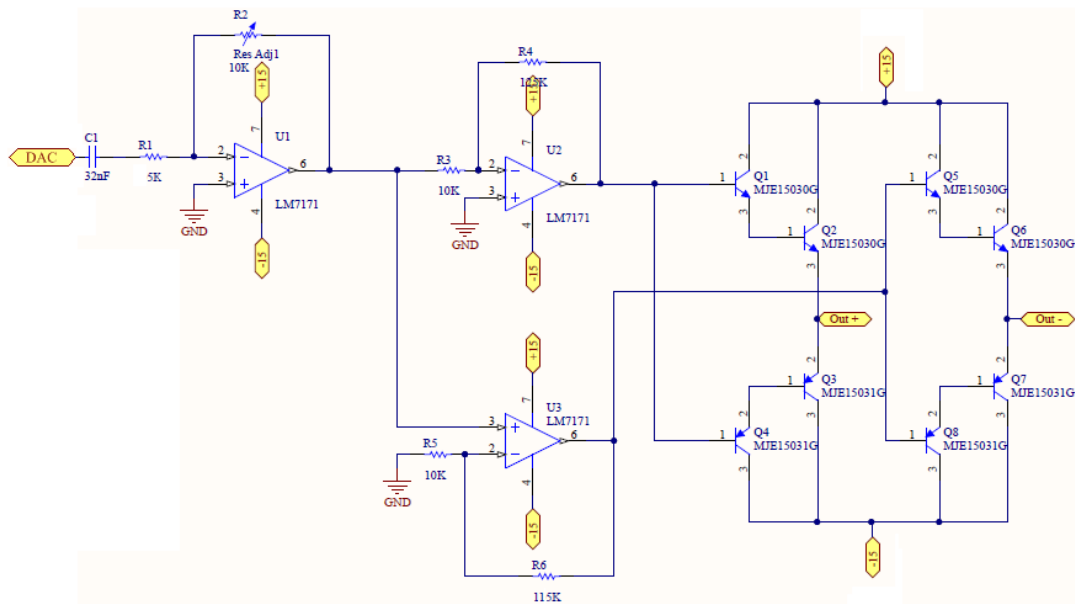


Figura 74 - Esquemático do amplificador em Ponte-H com configuração de Darlington.

Tal como no circuito Push-Pull, os amplificadores operacionais LM7171 amplificam o sinal e geram o valor de comando para os transístores que fazem a transmissão de potência e amplificação de corrente.

O ampop U1 é desenhado numa montagem inversora com ganho regulável e os ampops U2 e U3 em montagem inversora e não inversora, respetivamente, com ganho fixo de $12,5A_v$. Esta configuração garante dois sinais de comando desfasados 180° com ganho regulável, que servem de controlo dos transístores da Ponte-H.

Os transístores, colocados em cascata, ou em configuração de *Darlington*, permitem duplicar do ganho em corrente, aumentando assim a potência de amplificação.

Devido à potência envolvida para este circuito, foi desenhado uma placa de circuito impresso (Figura 75).

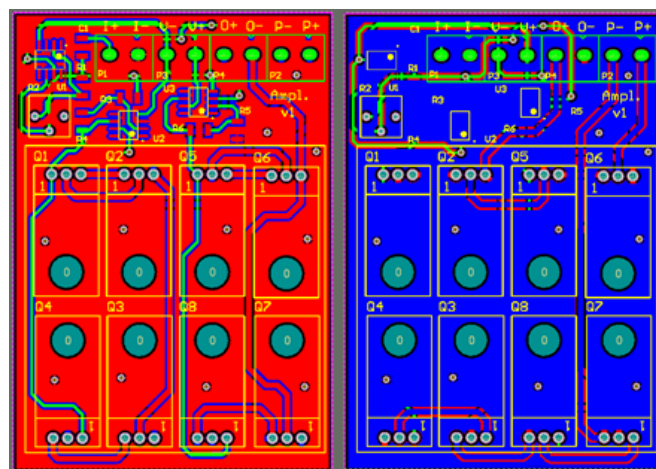


Figura 75 - Desenho da PCB da ponte-H em configuração de Darlington no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).

No desenho da PCB fez-se um dimensionamento de forma a poder “deitar” os transístores, tal como se pode observar na Figura 76, de forma a ser possível a colocação de um dissipador.

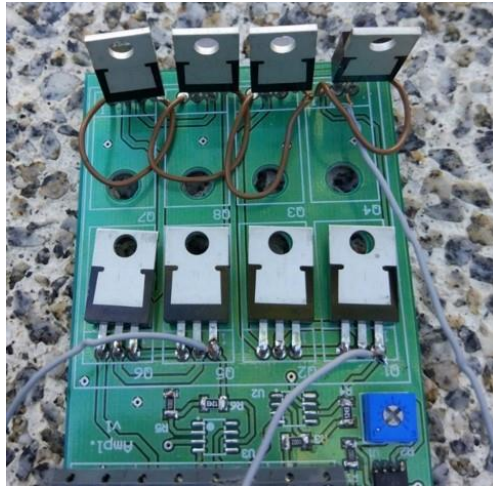


Figura 76 - Circuito impresso da ponte-H em configuração de Darlington.

5.2.3.4 Amplificador Operacional ADA4870

Embora o circuito anterior funcionasse, quando os LM7171 trabalhavam em altas frequências e com a corrente de saída muito próxima do seu valor máximo, os ampops aqueciam e ao fim de algum tempo acabavam por se danificar. Assim, surgiu a necessidade de escolher outro amplificador operacional.

O ADA4870 é um amplificador especificado para controlo de piezoelétricos e de FETs de potência. Embora com um slew-rate inferior ao do LM7171 (apenas $2500\text{V}/\mu\text{s}$), consegue manter um ganho unitário de grandes sinais até 50MHz.

Este amplificador operacional pode ser alimentado de 10V a 40V e consegue fornecer corrente até 1A. Além disso, apresenta um valor de ruído em frequência de apenas $2,1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Tal como para os amplificadores anteriores, foi necessário dimensionar dois canais com sinais de atuação invertidos (Figura 77).

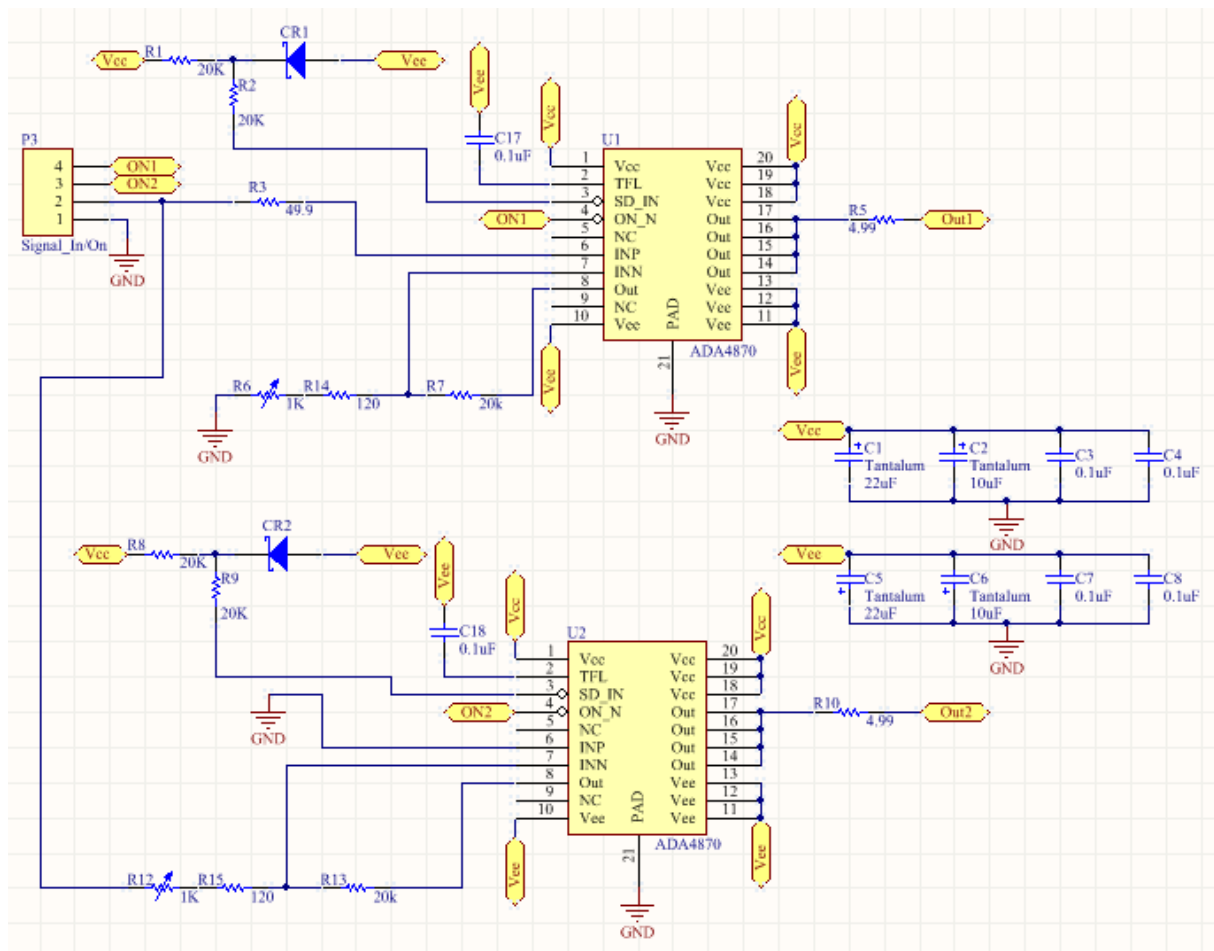


Figura 77 - Esquemático dos amplificadores operacionais AD4870.

Foram utilizados dois amplificadores operacionais, um com montagem inversora e outro com não inversora, ambos com ganho regulável através dos potenciômetros R6 e R12.

Os condensadores C1 a C8 permitem uma estabilização das alimentações, aumentando o PSRR.

Um circuito de ligar e desligar os ampops através da FPGA foi também dimensionado de forma a reduzir o consumo quando estes não estivessem a ser utilizados (Figura 78).

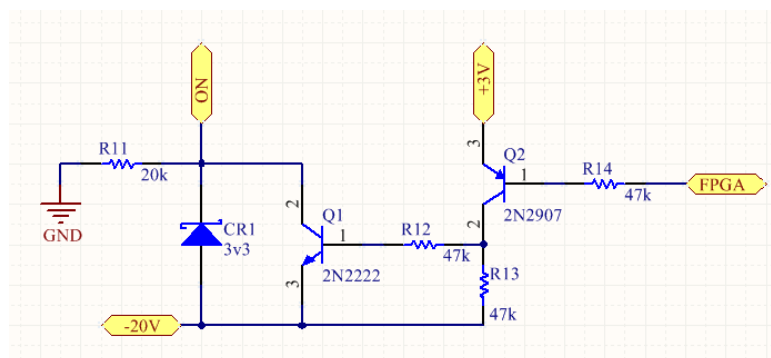


Figura 78 - Circuito de desligar e ligar os AD4870 através da FPGA.

Mais uma vez, desenhou-se uma placa de circuito impresso para este módulo de amplificação (Figura 79 e Figura 80).

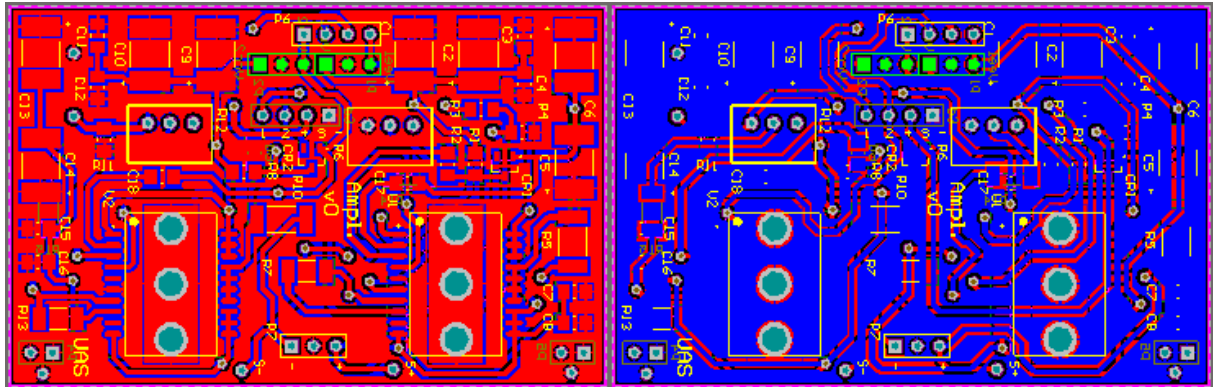


Figura 79 - Desenho da PCB do circuito de amplificação com os ampops AD4870 no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).

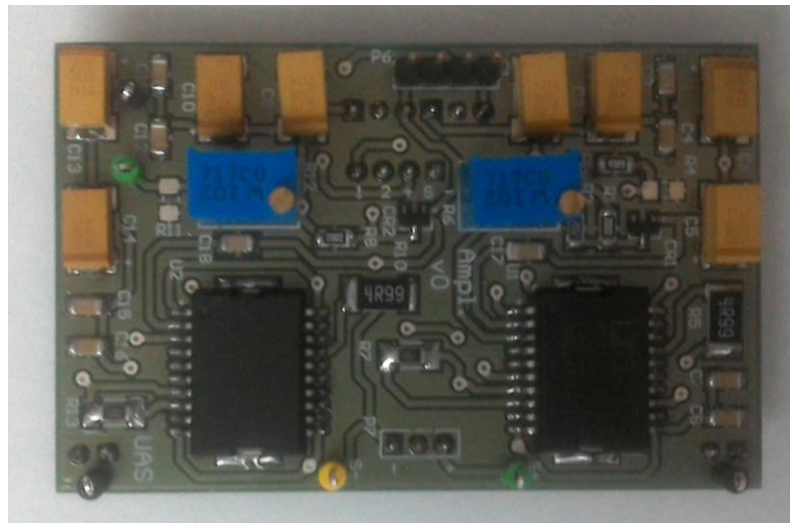


Figura 80 - Circuito impresso do circuito de amplificação com os ampops AD4870.

5.2.3.5 Ponte-H final

Como o sinal de saída dos amplificadores é desfasado 180° , este pode ser aplicado diretamente aos transdutores. No entanto, mesmo com uma capacidade de fornecer 1A atuando na tensão máxima de saída (37Vpp), a corrente é insuficiente para alimentar o piezo de 5MHz (consultar valores das impedâncias da Tabela 10).

Assim, uma nova Ponte-H foi dimensionada usando uma vez mais a saída dos ampops como sinal de comando (Figura 81).

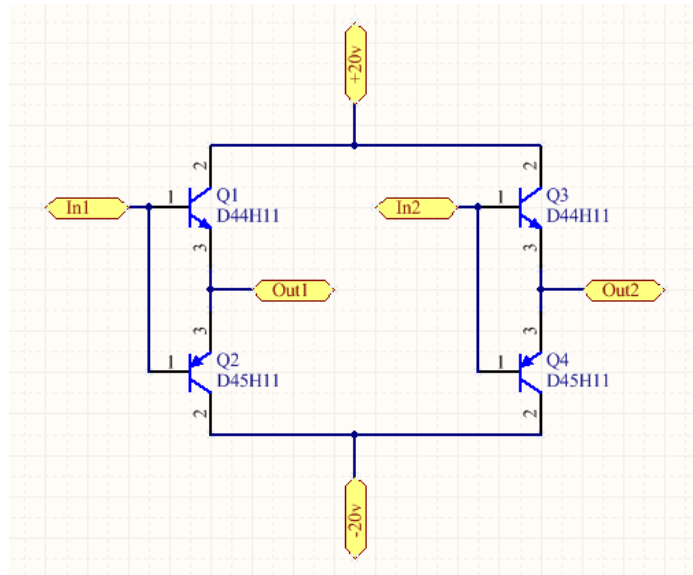


Figura 81 - Esquemático da Ponte-H final.

Nesta última configuração da Ponte-H abdicou-se dos transístores de *Darlington*. Tendo os AD4870 uma capacidade suficiente para o ganho em corrente, a perda de tensão da queda coletor-emissor é assim minimizada havendo perdas apenas num transístor em vez de em dois colocados em cascata.

Os transístores anteriores foram também substituídos pelos D44H11 (NPN) e D45H11 (PNP) que comparados com os da série MJE têm maior capacidade de corrente e menor atenuação em frequência.

Foi desenhada uma PCB com este circuito com cuidados especiais no que diz respeito à largura das pistas, que foi aumentada para 1mm, devido aos altos valores de corrente envolvidos (Figura 82).

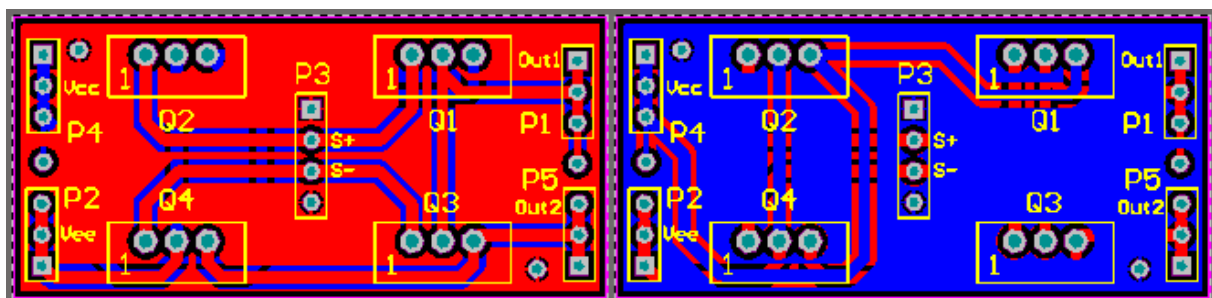


Figura 82 - Desenho da PCB da versão final da Ponte-H no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).

Foram colocados dissipadores nos transístores para evitar danificações por sobreaquecimento (Figura 83).



Figura 83 - Circuito impresso da versão final da Ponte-H.

5.2.4 Circuito de atuação/corte

O sistema acústico necessita de fazer a atuação de três transdutores, surgindo assim a necessidade de dimensionar circuitos que pudessem fazer a seleção do piezoelétrico a atuar num dado instante.

Uma solução seria replicar todo o *hardware* de atuação (DAC, ampops AD4870 e Ponte-H) para cada transdutor o que tornaria a eletrónica excessivamente grande e cara.

Outra possibilidade seria colocar os três transdutores em paralelo e serem todos alimentados ao mesmo tempo, o que faria com que a corrente necessária fosse demasiado elevada.

Assim, a solução passou por implementar um interruptor de corte, com controlo através da FPGA, de forma a seleccionar o transdutor a atuar.

Foram implementados dois tipos de circuitos: relé e porta de transmissão de potência.

Os desenhos dos circuitos impressos de ambos os sistemas foram desenhados com as mesmas dimensões mecânicas para fácil substituição (ver Figura 86 e Figura 89).

5.2.4.1 Relé

Foi seleccionado o relé de potência PE014F03 que permite ser atuado com 3V e tem uma corrente máxima de contacto de 5A.

O circuito de atuação do relé dimensionado é o tipicamente usado com atuação através de um transístor (Figura 84).

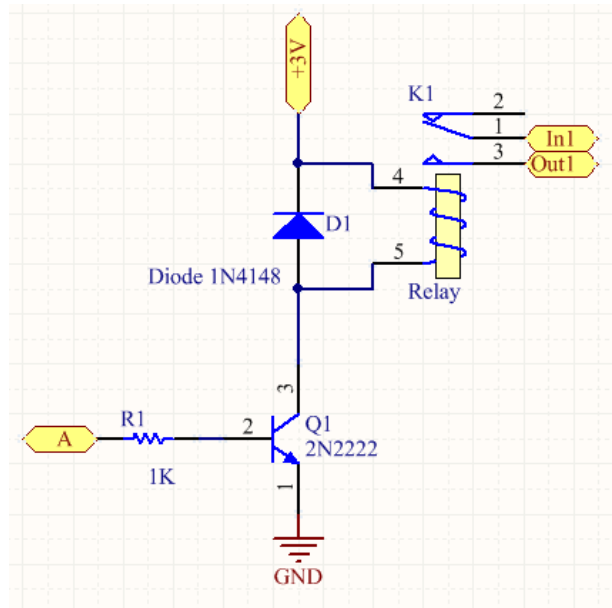


Figura 84 - Esquemático de atuação do relé.

Um sinal de comando proveniente da FPGA comuta um transistor usado na zona de saturação e de corte, que por sua vez polariza a bobina do relé. Um díodo de pequeno sinal é usado como *freewheeling*.

Para o desenho da PCB, foi necessário mais uma vez desenhar as pistas de potência com uma largura de 1mm (Figura 85).

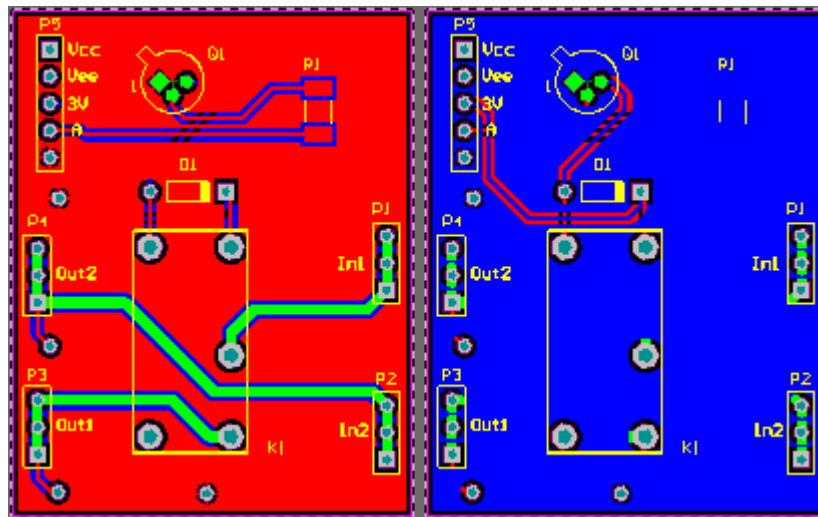


Figura 85 - Desenho da PCB do circuito do relé no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).



Figura 86 - Circuito impresso do circuito do relé.

5.2.4.2 Porta de Transmissão de Potência

O tempo de comutação dos relés mecânicos é bastante grande pelo que surgiu a necessidade de dimensionar um circuito de corte que conseguisse fazer uma comutação mais rápida. Para tal, desenhou-se uma porta de transmissão para altas potências.

Escolheram-se os mosfets IRF530NPBF e IRF5305PBF devido aos seus altos valores de corrente (17A e -31A), tempos de subida e descida na ordem dos ns e baixa resistência drain-source quando em condução (90mΩ e 60mΩ, respetivamente).

O circuito dimensionado pode dividir-se em duas partes: comando e de atuação/potência (Figura 87).

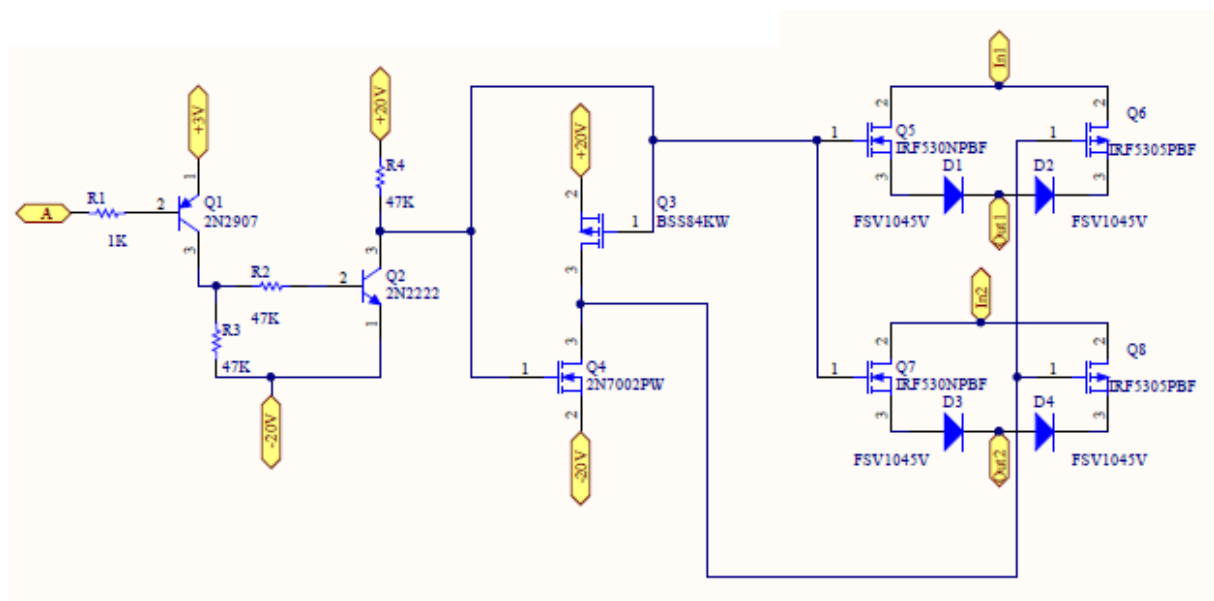


Figura 87 - Esquemático do circuito da porta de transmissão de potência.

Os transístores Q1 e Q2, mediante o valor de controlo proveniente da FPGA (porta A), transformam um sinal de 0V e - 3V em -20V e 20V, que por sua vez é invertido nos *mosfets* de pequeno sinal Q3 e Q4. Os sinais invertidos são usados como sinal de controlo dos *mosfets* de potência que fazem o corte e passagem do sinal proveniente do amplificador (portas In).

Os díodos D1 a D4 evitam conduções indesejadas pelo díodos de zener *drain-source* existentes nos circuitos integrados dos *mosfets*, quando estes estão ao corte. Cuidados especiais foram necessários para a escolha dos díodos FSV1045V, nomeadamente o valor de corrente máxima e a tensão de polarização que se pretendia a menor possível.

Para o desenho da PCB separou-se também a parte do controlo da de potência (parte superior e inferior da Figura 88, respetivamente). Mais uma vez, as pistas de potência foram desenhadas com 1mm de largura.

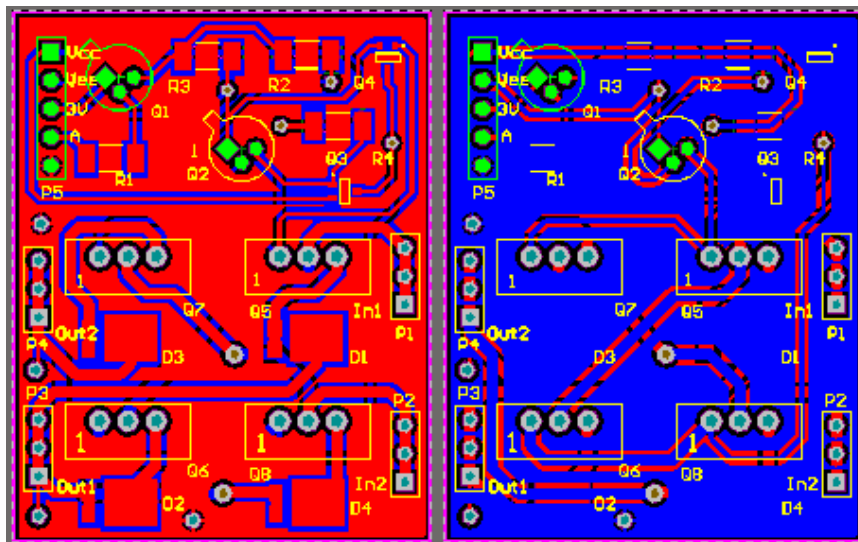


Figura 88 - Desenho da PCB da porta de transmissão de potência no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).



Figura 89 - Circuito impresso da porta de transmissão de potência.

5.2.5 Módulos de recepção

Devido à dificuldade da transmissão ultrassônica pela água a altas frequências, a parte de recepção dos transdutores teve de ser bastante otimizada de forma a conseguir sensorizar os ecos acústicos. Assim, foi necessário escolher componentes com poucas perdas e que consigam uma boa amplificação do sinal recebido sem inserir ruído.

Foram desenhados três diferentes tipos de recepção: amplificador de carga, amplificador de instrumentação, e detetor de potência.

Os desenhos dos circuitos impressos destes sistemas foram todos desenhados com as mesmas dimensões mecânicas para fácil substituição (Figura 93, Figura 97 e Figura 100).

5.2.5.1 Amplificador de carga

Para testes iniciais, usando-se o amplificador *Push-Pull* anteriormente mencionado, usou-se como módulo de recepção um amplificador de carga/transimpedância normal (Figura 90).

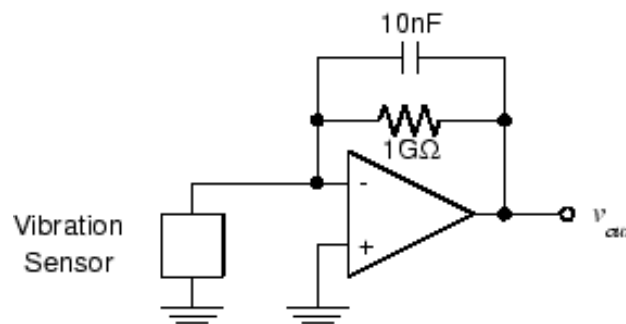


Figura 90 - Exemplo de amplificador de carga/transimpedância.

A referência da massa na entrada não inversora do ampop faz com que não haja potencial elétrico no transdutor e, desta forma, toda a corrente gerada pela vibração mecânica é amplificada pela resistência em série. Um condensador é colocado em paralelo à resistência para dar estabilidade, formando assim um filtro passa baixo.

Passando para a configuração de Ponte-H este circuito não seria mais viável, pois os transdutores deixam de estar ligados à massa. Assim, alterou-se o circuito de forma a obter-se uma entrada diferencial, podendo ligar-se diretamente os transdutores, como demonstrado na Figura 91.

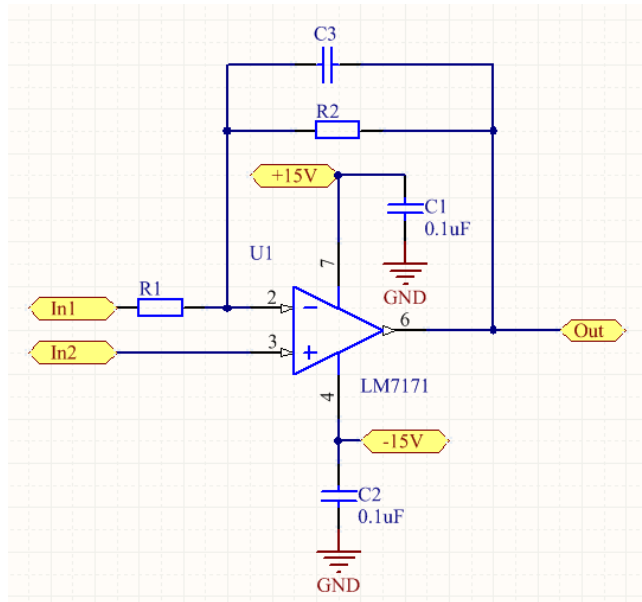


Figura 91 - Esquemático do amplificador de carga.

Os amplificadores de carga necessitam de resistências com um valor elevado para sensorizar baixos valores de corrente, como é o caso para a receção de ecos ultrassónicos. Isto apresenta um problema devido ao ruído provocado pela própria resistência, e daí a necessidade de usar o condensador.

Para contornar este problema foi adicionada uma resistência, em série com o transdutor, antes da entrada não inversora. Desta forma este módulo de receção pode ser usado de duas formas: fazendo um curto-circuito em R1 obtém-se um amplificador de carga normal, caso contrário obtém-se um circuito não inversor com ganho $R2/R1$, podendo-se assim usar-se resistências de valor inferior.

O desenho da PCB, além do circuito de sensorização, contempla também uma saída de parafuso duplo para fazer a ligação com o transdutor (Figura 92).

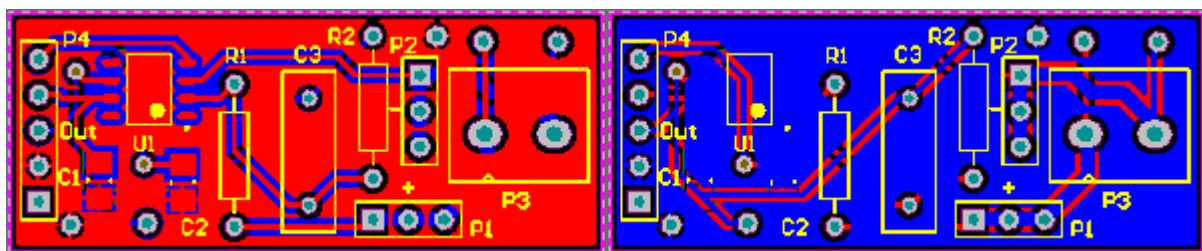


Figura 92 - Desenho da PCB do amplificador de carga no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).



Figura 93 - Circuito impresso do amplificador de carga.

5.2.5.2 Amplificador de Instrumentação

Em alternativa ao amplificador de carga, dimensionou-se também um amplificador de instrumentação.

O facto deste tipo de circuitos apresentar uma entrada de dois canais permite fazer o acoplamento diferencial do piezoelétrico (Figura 94).

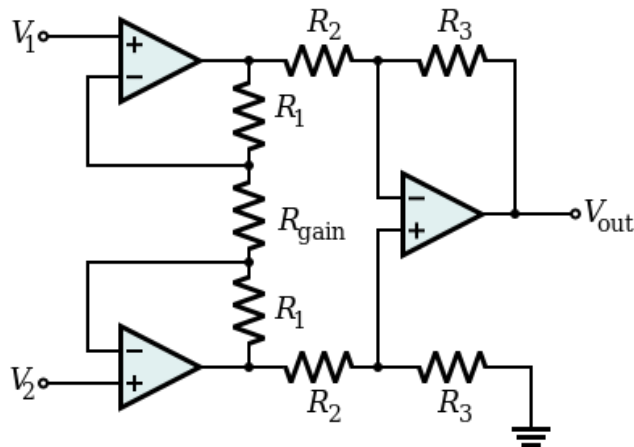


Figura 94 - Exemplo de circuito de instrumentação.

Foi seleccionado o componente INA217 de baixo ruído e baixa distorção de sinal, especificado para pré-amplificações de microfones e outros tipos de transdutores. Pode ser alimentado de $\pm 4,5V$ a $\pm 18V$ e permite um ganho até cerca de 25dB a uma frequência de 5MHz.

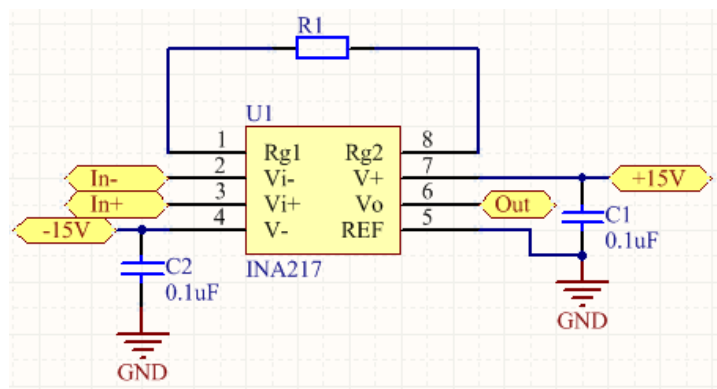


Figura 95 - Esquemático do amplificador de instrumentação INA217.

Este circuito integrado, com a configuração apresentada na Figura 95, permite fazer a amplificação do sinal apenas dimensionando uma resistência externa para o ganho (R1) e definindo o valor de offset (porta REF).

No desenho da PCB colocou-se mais uma vez a saída de parafuso duplo para a ligação do transdutor (Figura 96).

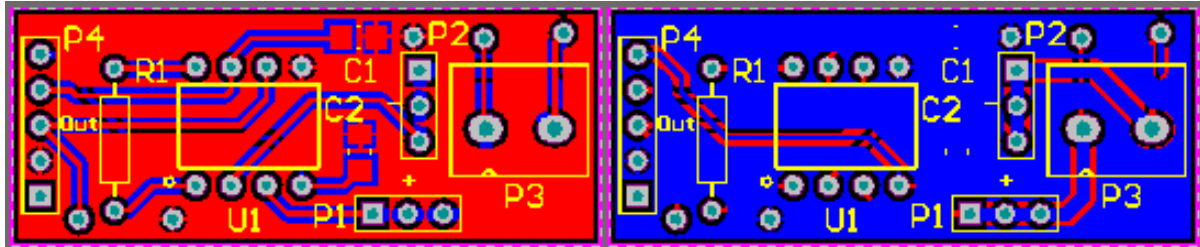


Figura 96 - Desenho da PCB do amplificador de instrumentação no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).

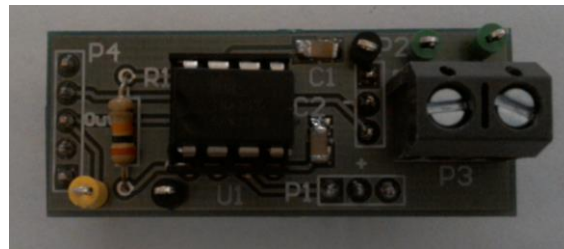


Figura 97 - Circuito impresso do amplificador de instrumentação.

5.2.5.3 Detetor de potência

Os detetores de potência são instrumentos bastante utilizados para medir com precisão a potência de sinais RF e de micro-ondas. Estes componentes têm grande procura em aplicações de testes de potência de saída de comunicações de estações base ou transmissoras, telefones, telemóveis, equipamentos de sistemas de radar, entre outros.

Foi selecionado o amplificador logarítmico AD8307 que converte o sinal sinusoidal recebido numa saída contínua, mediante a sua frequência e potência. Este detetor tem uma gama de medição entre os -80dBm e 20dBm, e faz leituras para frequências entre 10Hz e 500MHz.

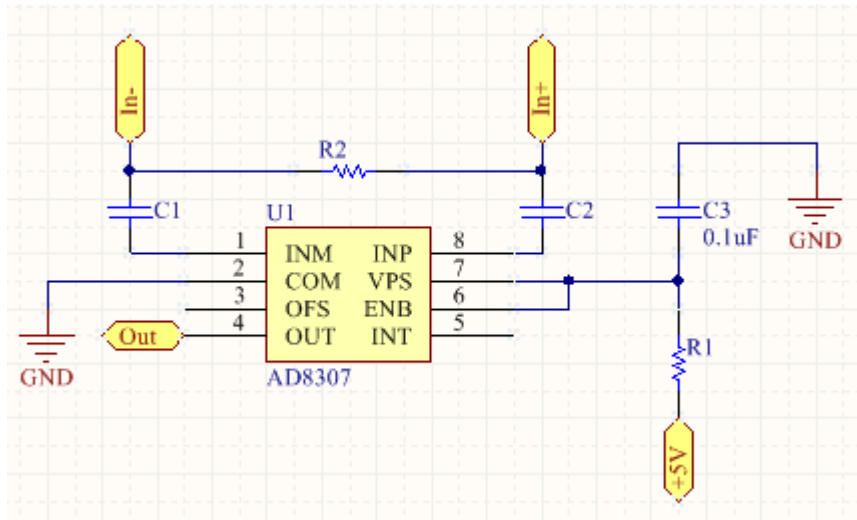


Figura 98 - Esquemático do detetor de potência.

Na montagem dimensionada, apresentada na Figura 98, as entradas do detetor (INM e INP) têm um acoplamento AC através dos condensadores C1 e C2. A resistência R2 é opcional e serve para, em conjunto com os condensadores, formar um passa alto e eliminar sinais de baixa frequência que possam existir.

Igualmente aos módulos anteriores, o desenho da placa do circuito impresso contempla além da eletrônica de sensorização, as ligações de parafuso duplo para o transdutor (Figura 99).

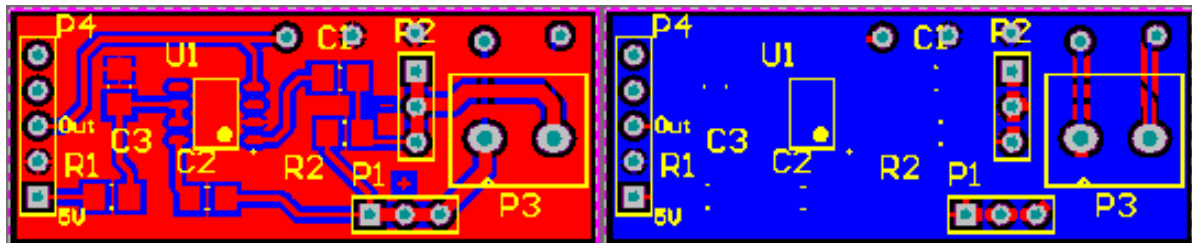


Figura 99 - Desenho da PCB do detetor de potência no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).



Figura 100 - Circuito impresso do detetor de potência.

5.2.6 Multiplexador Analógico

Visto que cada transdutor tem o seu próprio módulo de recepção, tal como no circuito de atuação/corte em que é necessário escolher o transdutor a atuar, apenas o sinal de um piezoelétrico pode de ser lido para um dado instante. Para fazer essa seleção, utilizou-se um multiplexador analógico com as portas controladas pela FPGA.

Foi escolhido o multiplexador/desmultiplexador CD4052BE por permitir um nível de atuação lógica de 3V a 20V para um canal analógico com sinal até 20Vpp. Além disso, o componente apresenta um tempo de propagação de comutação de canal até um máximo de 720ns e tem uma resistência no canal de transmissão tipicamente de 125Ω.

Através de dois portos de saída da FPGA, ligadas aos selecionadores binários A e B, é selecionada a porta In1, In2 ou In3 que estará em condução para Out (Figura 101).

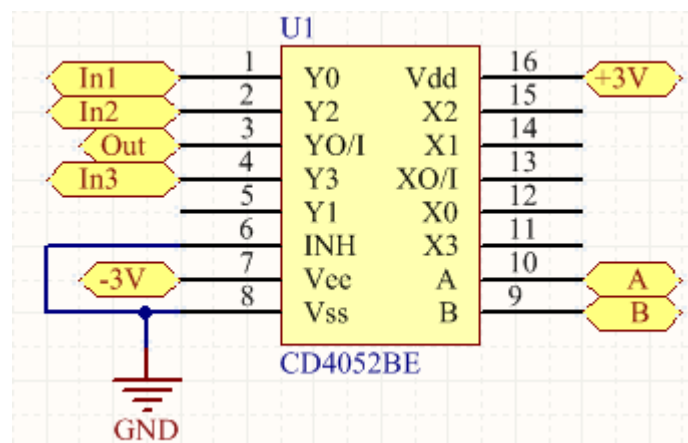


Figura 101 - Esquemático do multiplexador analógico.

O circuito impresso apenas contempla o multiplexador, não necessitando de qualquer eletrônica adicional (Figura 102).

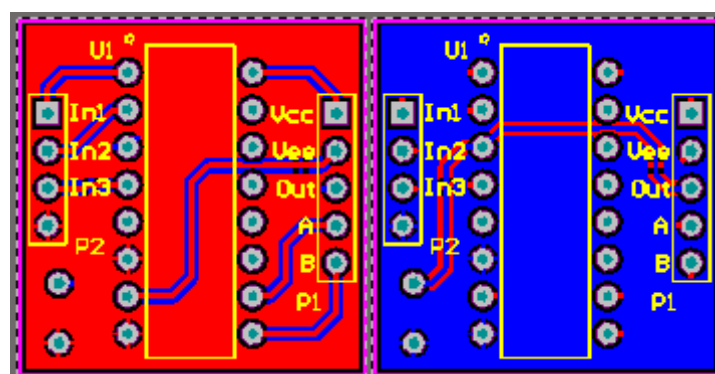


Figura 102 - Desenho da PCB do multiplexador analógico no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).

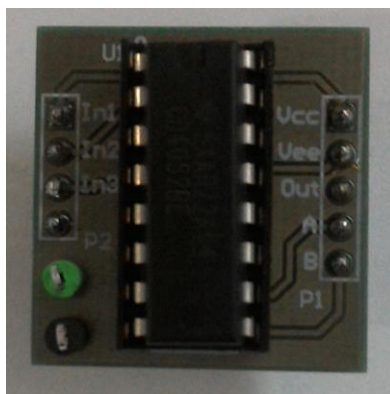


Figura 103 - Circuito impresso do multiplexador analógico.

5.2.7 ADC

O último módulo de recepção é um conversor analógico-digital que faz a ponte entre o sinal dos módulos de recepção e a FPGA.

Foi selecionado o AD9057 por ter comunicação paralela de 8 bits, 80MSPS e banda de frequências de 120MHz. Além disso, possui uma interface lógica para 3V, importante para a comunicação com a *Mimas Spartan*.

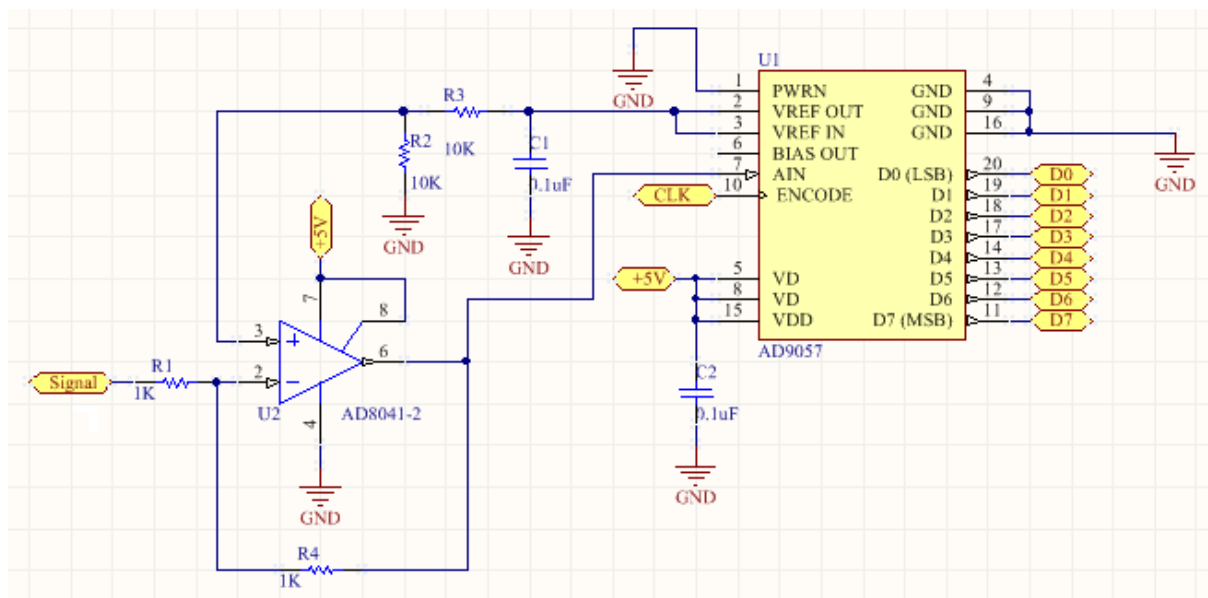


Figura 104 - Esquemático do Conversor Analógico-Digital.

Este ADC está otimizado para leituras de sinais sinusoidais com valor médio de 2,5V. Assim, foi necessário fazer um acondicionamento de sinal com o amplificador operacional AD8041 (Figura 104).

O ampop, de alimentação única de 5V e ganho unitário até 160MHz, é usado numa montagem inversora com um valor de offset de 2,5V proveniente da referência interna do ADC

(VREF OUT). A escala de medição do sinal de entrada pode facilmente alterada dimensionando-se diferentes valores para R1 e R4.

Tal como para o DAC, cuidado especiais foram necessários de forma a desenhar as pistas dos bits todas com o mesmo tamanho para evitar ruídos de alta frequência (Figura 105 e Figura 106).

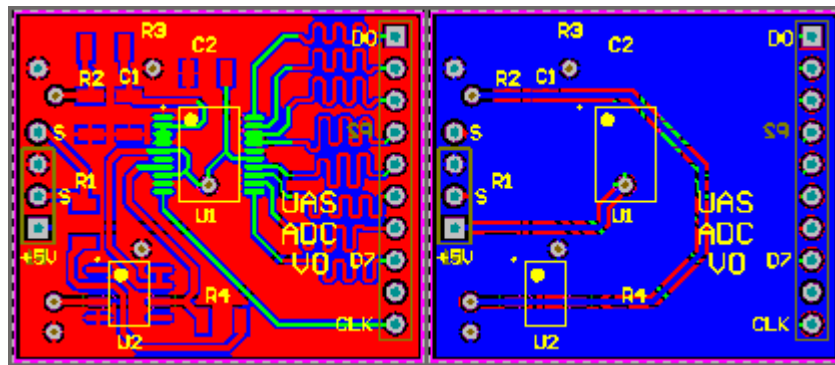


Figura 105 - Desenho da PCB do ADC no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).

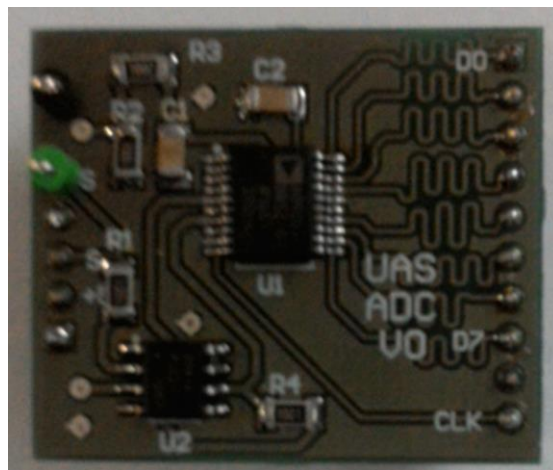


Figura 106 - Circuito impresso do ADC.

5.2.8 Circuito de Alimentações

A partir das quatro baterias de 12V, a alimentação de entrada de todo o sistema, foram utilizados reguladores de tensão para obter as alimentações correspondentes a todos os módulos anteriormente especificados. Assim, foram dimensionados reguladores para perfazer $\pm 20V$, $\pm 15V$, $\pm 5V$ e $\pm 3V$ (Figura 107).

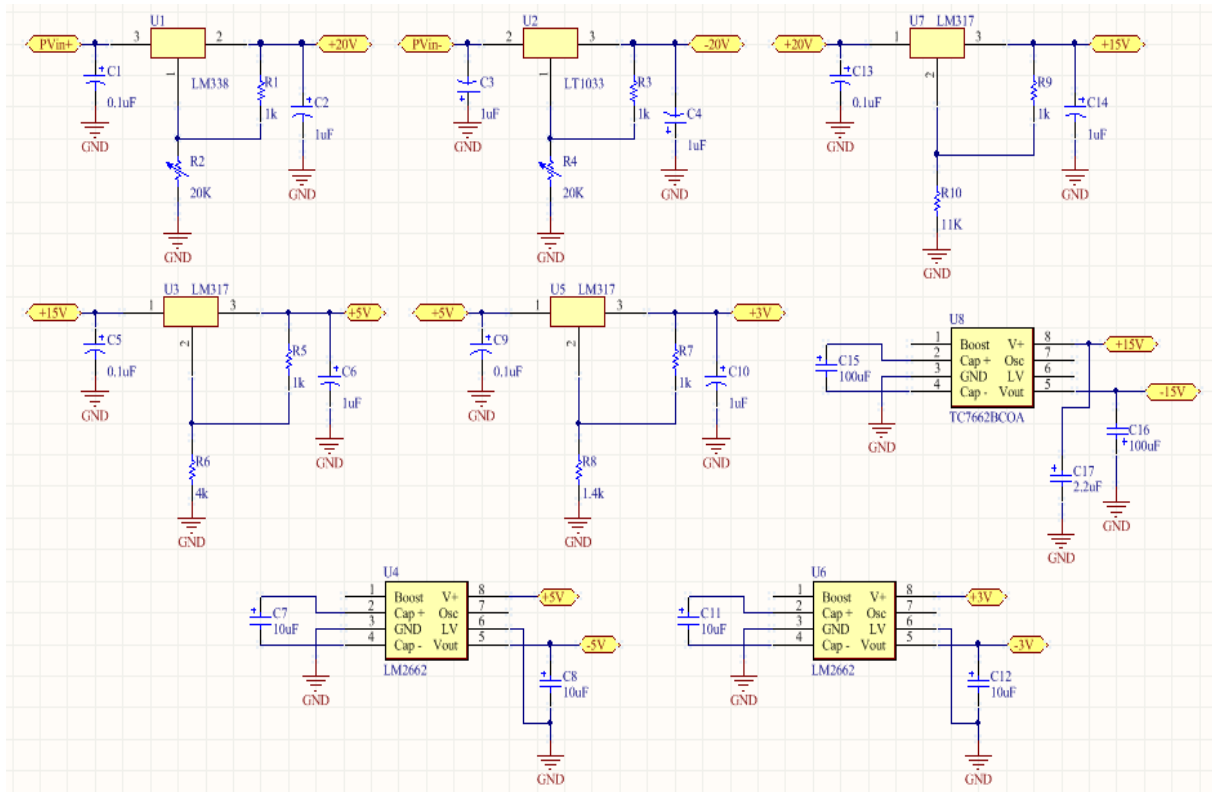


Figura 107 - Esquemático dos reguladores de tensão para as alimentações de $\pm 20V$, $\pm 15V$, $\pm 5V$ e $\pm 3V$.

Dos componentes do circuito dimensionado, atenção especial para o LM338 (U1) e LT1033 (U2).

O LM338 é um regulador de tensão linear regulável entre 1,2V e 37V (ajuste feito através do potenciômetro R2), com uma corrente de saída de 5A. Este componente foi escolhido devido ao seu valor de corrente, de forma a poder fornecer potência suficiente não só aos transdutores, mas também a todos os módulos. Pelas mesmas razões, foi também escolhido o LT1033, conversor de tensão negativo regulável (pelo potenciômetro R4), com saída de -1,2V a -32V e 3A de corrente.

Estes são então os limites de potência do sistema acústico dimensionado.

5.2.9 Circuito Impresso Final

Na atuação, a FPGA gera os sinais digitais que são convertidos para analógico pelo DAC, que posteriormente são amplificados pelos ampops AD4870 e Ponte-H. Os relés ou portas de transmissão de potência servem de interruptor para selecionar um dos três transdutores a atuar num dado instante.

Para a recepção, cada piezoelétrico possui o seu próprio módulo, podendo este ser um amplificador de carga, de instrumentação ou detetor de potência. Os sinais de recepção são

multiplexados, sendo selecionado a porta correspondente ao transdutor atuado. Por fim, o sinal analógico é convertido para digital pelo ADC e lido pela FPGA para posterior processamento.

O esquemático das ligações de todos os módulos desenhados é apresentado na Figura 108.

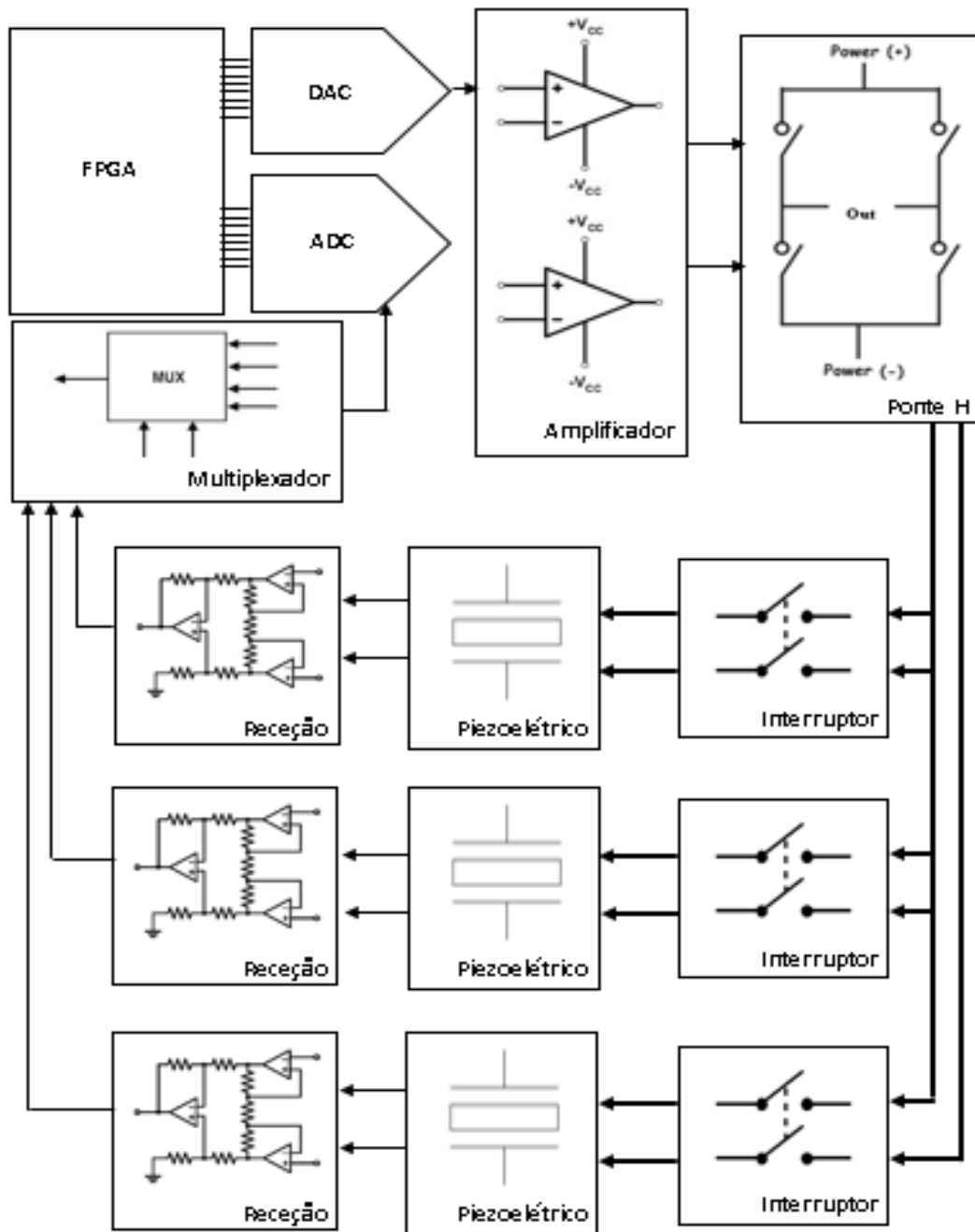


Figura 108 - Esquemático das ligações entre os vários módulos do sistema acústico.

Com todos os módulos de atuação e recepção dimensionados, foi desenhado o circuito impresso de base com os encaixes e ligações necessárias entre todos os subsistemas (Figura 109).

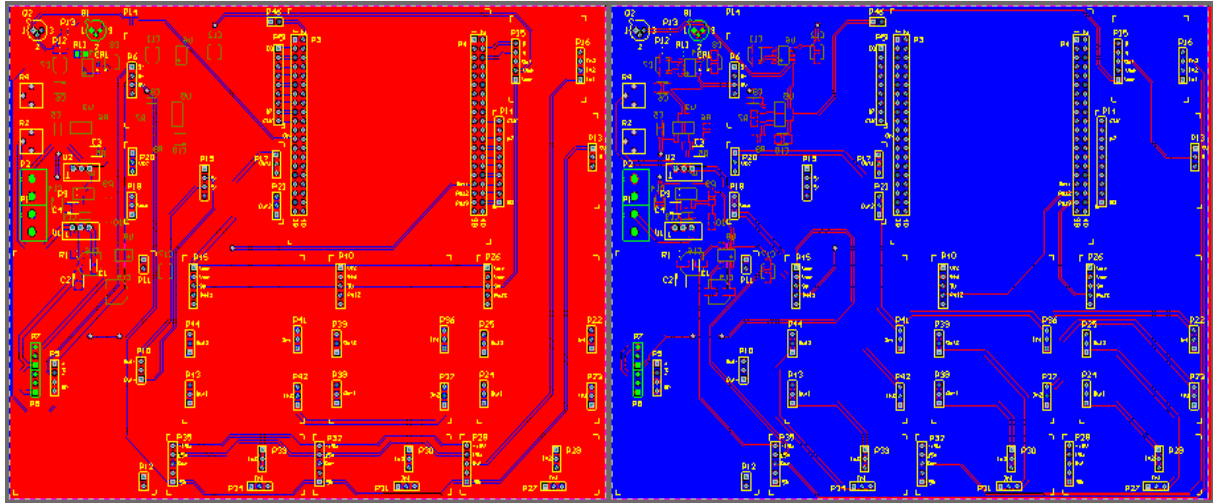


Figura 109 - Desenho da PCB de base para o encaixe de todos os módulos no programa Altium (top layer a vermelho e bottom a azul).

Além dos pernos de encaixe dos módulos, a placa base também contém o circuito das alimentações e entradas de parafuso para a ligação com as baterias que alimentam todo o sistema (Figura 110).



Figura 110 - Circuito impresso da placa base com os encaixes de todos os módulos.

5.3 Software

Como já referido, a FPGA *Mimas Spartan 6* foi utilizada para o controlo de todo o sistema elétrico e processamento de dados. Para a sua programação foi usado o programa *System Generator* da *Xilinx*, fazendo recurso ao ambiente de desenvolvimento integrado *Matlab & Simulink*.

O *Xilinx System Generator* é um plug-in para o *Simulink* que permite o desenvolvimento de sistemas DSP de alto desempenho para FPGAs da *Xilinx*. A grande vantagem do programa é a oferta de uma programação de alto nível através de blocos de subsistemas que permitem a geração automática para HDL. Este design HDL pode assim ser sintetizado para implementação em FPGAs ou outros SoCs programáveis.

No sistema acústico desenvolvido, a *Mimas Spartan* tem uma enorme importância em todo controlo da eletrónica. É da sua responsabilidade a geração dos sinais de atuação dos transdutores através do DAC, controlo dos interruptores e seleção das portas ativas do multiplexer. Além disso, faz também a leitura de dados através do ADC e o processamento e armazenamento dos mesmos.

5.3.1 Atuação de frequência única

O primeiro programa apresentado é a geração de um sinal sinusoidal de frequência pré-programável (Figura 111). Este programa em si não serve propriamente para atuar os transdutores acústicos, mas foi bastante útil para testes e dimensionamentos do *hardware*. Além disso, é um bom ponto de partida para os programas seguintes.

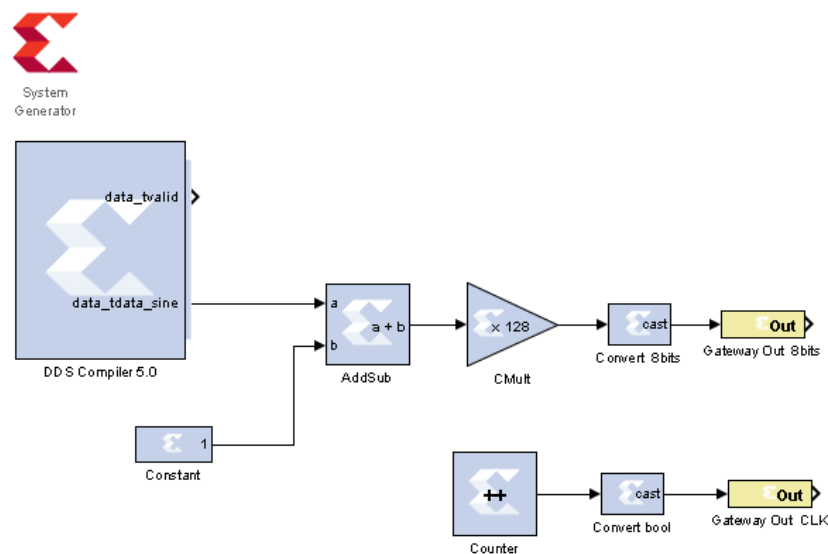


Figura 111 - Programa de atuação de frequência única no programa *Xilinx System Generate*.

O programa apresentado gera uma trama de 8bits que é transmitida para o DAC. O bloco *DDS Compiler 5.0* permite pré-programar um sinal sinusoidal de uma determinada frequência com saída em ciclo unitário (valores de 1 a -1). À saída deste bloco, é somado 1 valor (bloco *AddSub*) e multiplicado por 128 (bloco *CMult*). Estas duas operações matemáticas permitem converter o sinal em valores entre 0 e 255 (valores de 8 bits). Por último, faz-se um cast e mapeia-se os 8 bits para as portas de saída da FPGA através do bloco *Gateway Out 8bits*.

Para o correto funcionamento do DAC é também necessário gerar um clock. Este é feito através do bloco *Counter* que gera um sinal quadrado a uma frequência de 50MHz.

No bloco *System Generator* faz-se a configuração do programa, escolhendo-se a placa FPGA, tipos de linguagem e outras configurações do *Simulink*.

Na Figura 112 são apresentados os resultados da simulação do programa.

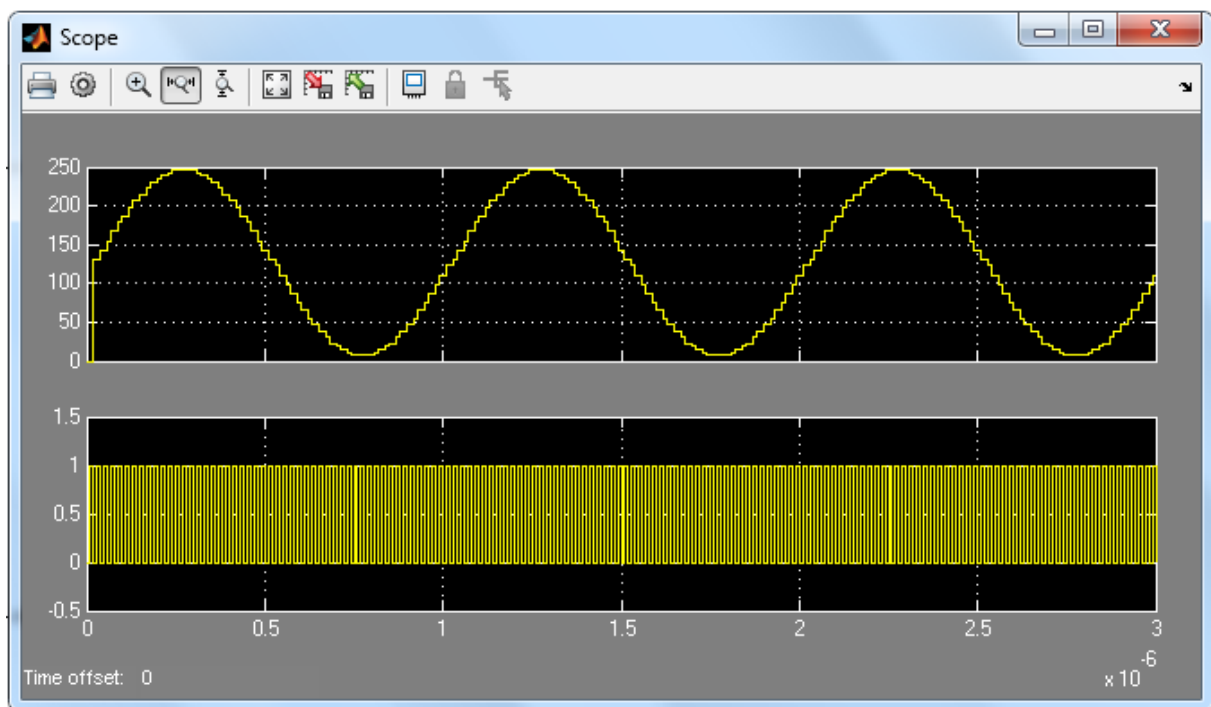


Figura 112 - Simulação do programa de atuação de frequência única. No gráfico superior, o sinal sinusoidal de 8 bits a uma frequência de 1MHz e no gráfico inferior, o clock do DAC a uma frequência de 50MHz. As imperfeições do sinal são devido aos tempos de Simulação do Simulink, não sendo transmissíveis ao hardware.

5.3.2 Modo burst de frequência única

A atuação em modo burst gera um conjunto pré-definido de ondas sinusoidais a um determinado tempo de amostragem, fazendo com que seja possível atuar os transdutores e dar um tempo de espera para se fazer a receção dos ecos.

Este foi um programa bastante utilizado para fazer teste individuais com os piezoelétricos e fazer a sintonização dos módulos de receção.

Na Figura 113 pode-se observar o programa de atuação em modo burst. Para efeitos de simplificação, a geração deste modo é feita dentro do subsistema *Burst System*, tendo como entradas definidas pelo utilizador o número de ondas sinusoidais por ciclo (*n_waves*) e o tempo de espera (*Delay*).

Tal como no modo de frequência única, é necessário gerar o clock do DAC.

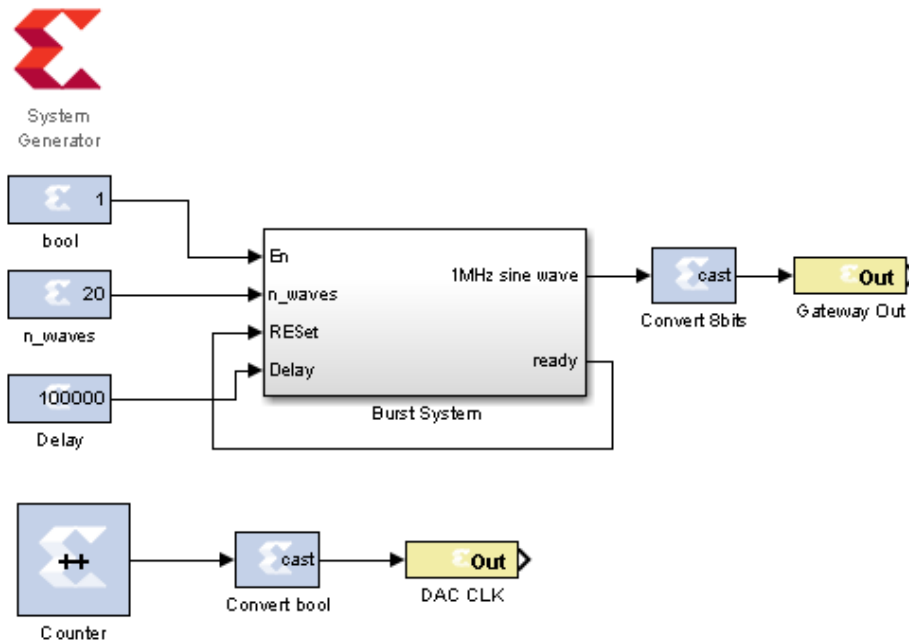


Figura 113 - Programa de atuação em modo burst de frequência única no programa Xilinx System Generate.

Dentro do subsistema é feita toda a lógica para calcular o tempo de atuação respetivo ao número de ondas especificadas e tempo de *delay* (Figura 114).

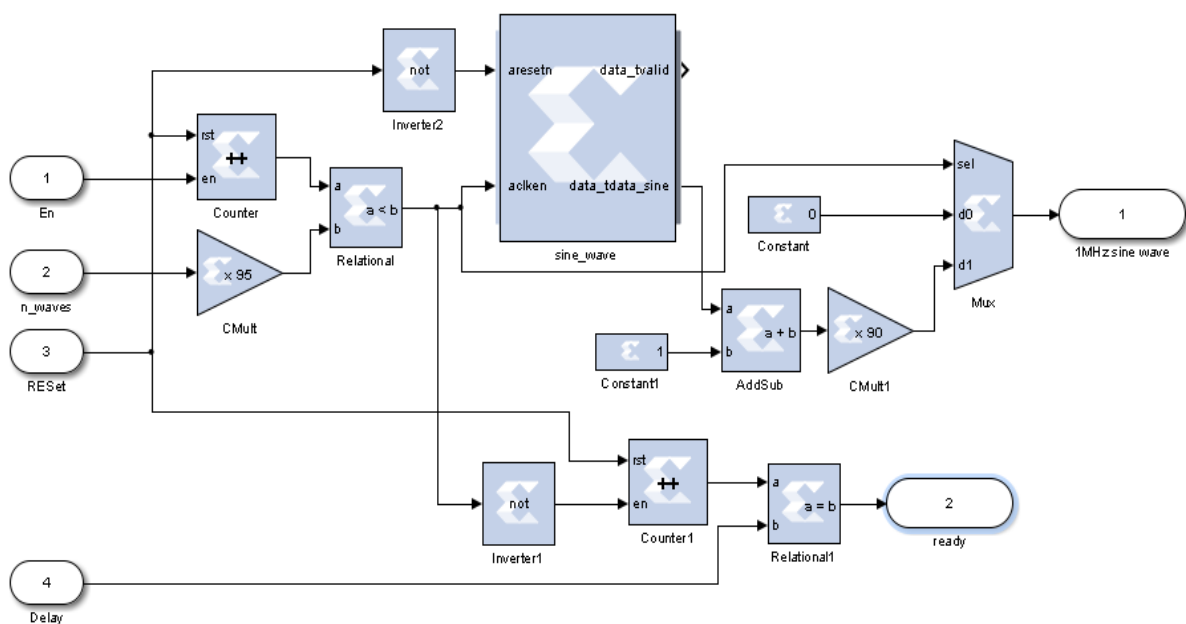


Figura 114 - Subsistema *Burst System* do programa modo burst de frequência única.

O bloco *DDS Compiler*, já anteriormente referenciado, é utilizado para gerar o sinal sinusoidal e mais uma vez utiliza-se um bloco de ganho. À sua saída é colocado um multiplexador de forma a assegurar que durante o tempo de espera a saída tem valor 0.

A porta de saída 2 (*ready*) do subsistema é ligada diretamente à porta de entrada 3 (*reset*) de forma a que ao fim de cada ciclo os contadores e registos utilizados sejam zerados.

A simulação do programa de modo burst de frequência única é apresentado na Figura 115.

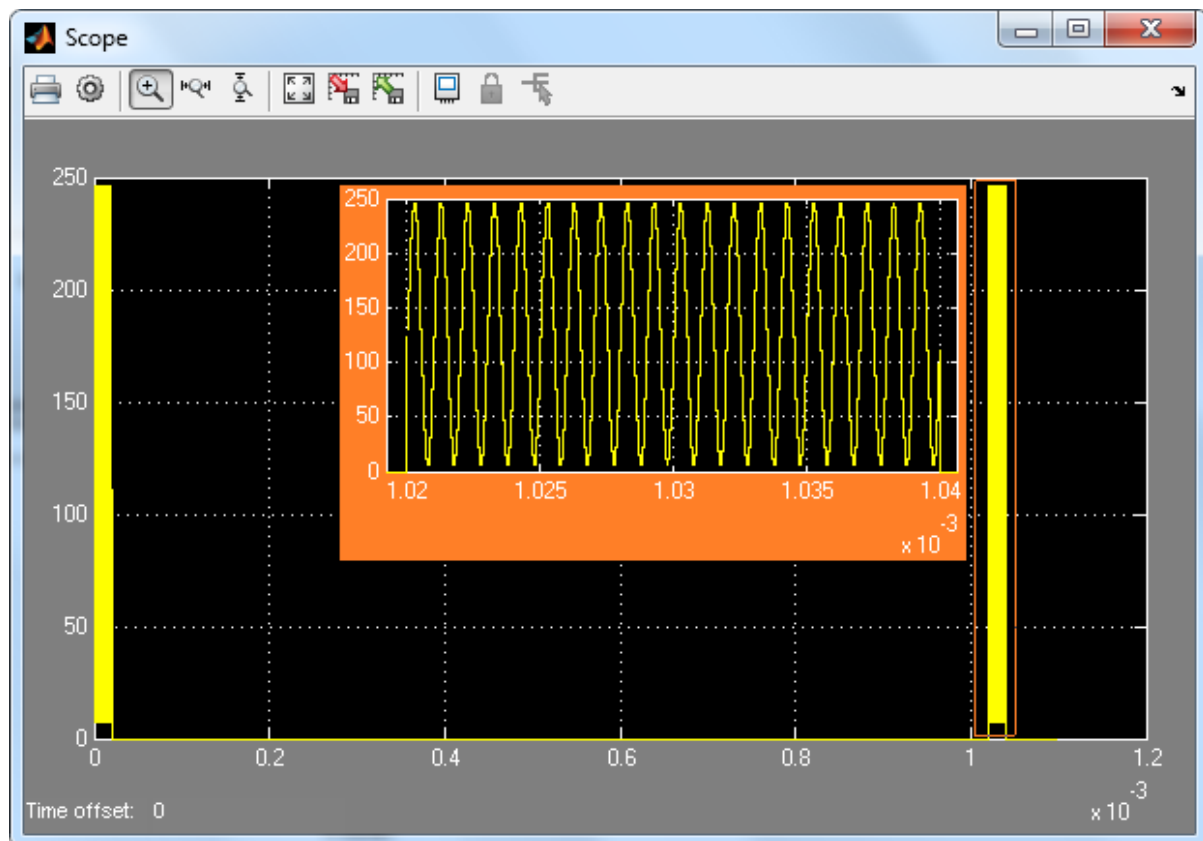


Figura 115 - Simulação do modo burst para 20 ondas sinusoidais a uma frequência de 1MHz e tempo de espera de 1ms.

5.3.3 Modo burst de frequência múltipla

Para o programa de atuação final é necessário a atuação dos três transdutores com as suas respetivas frequências de operação. Para tal, aproveitou-se o programa em modo burst apresentado anteriormente, alterando-se para multifrequência e adaptando-se ao *hardware* desenvolvido, isto é, fazendo o controlo dos relés e multiplexador.

O subsistema *Burst System* usado no programa modo burst de frequência única foi ligeiramente alterado de forma a fazer a atuação dos interruptores (Figura 116).

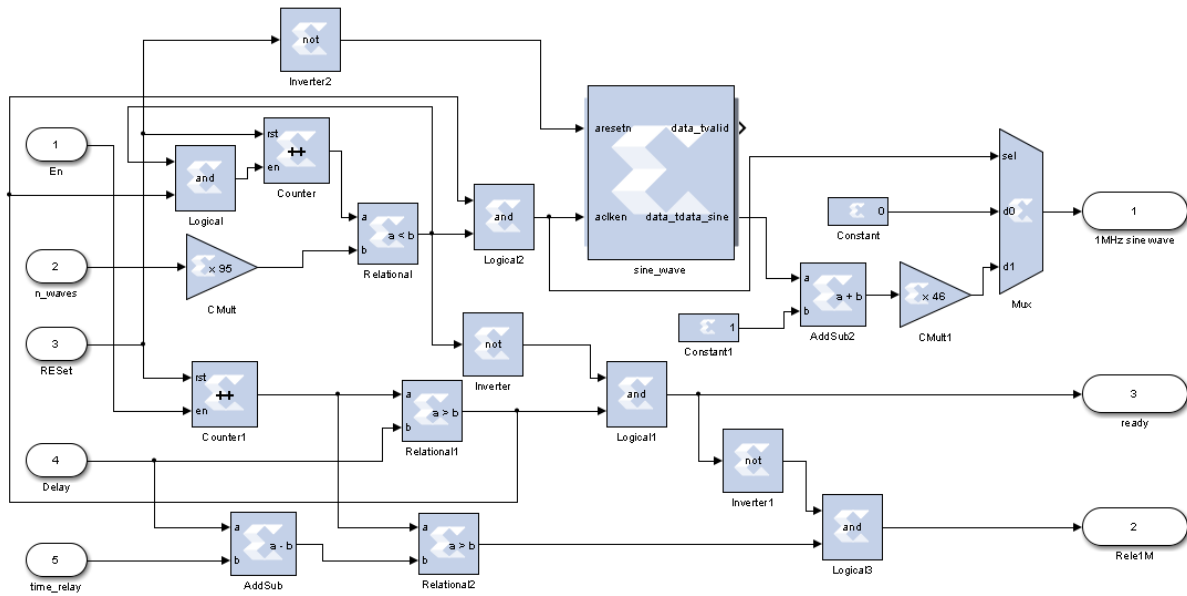


Figura 116 - Subsistema do programa modo burst de frequência múltipla (blocos apresentados para sinal de 1MHz).

Como explicado no capítulo do *Hardware*, os interruptores desenvolvidos têm um tempo de atuação que não pode ser desprezado. Assim, acrescentou-se uma porta de entrada (input 5, *time_relay*) com o tempo de atuação do relé ou da porta de transmissão de potência e foi programada toda a lógica de controlo de atuação/corte do interruptor (output 2, *Rele1M*).

Todas as funcionalidades apresentadas anteriormente mantêm-se: predefinição de número de ondas do sinal, frequência, ganho e tempo de espera.

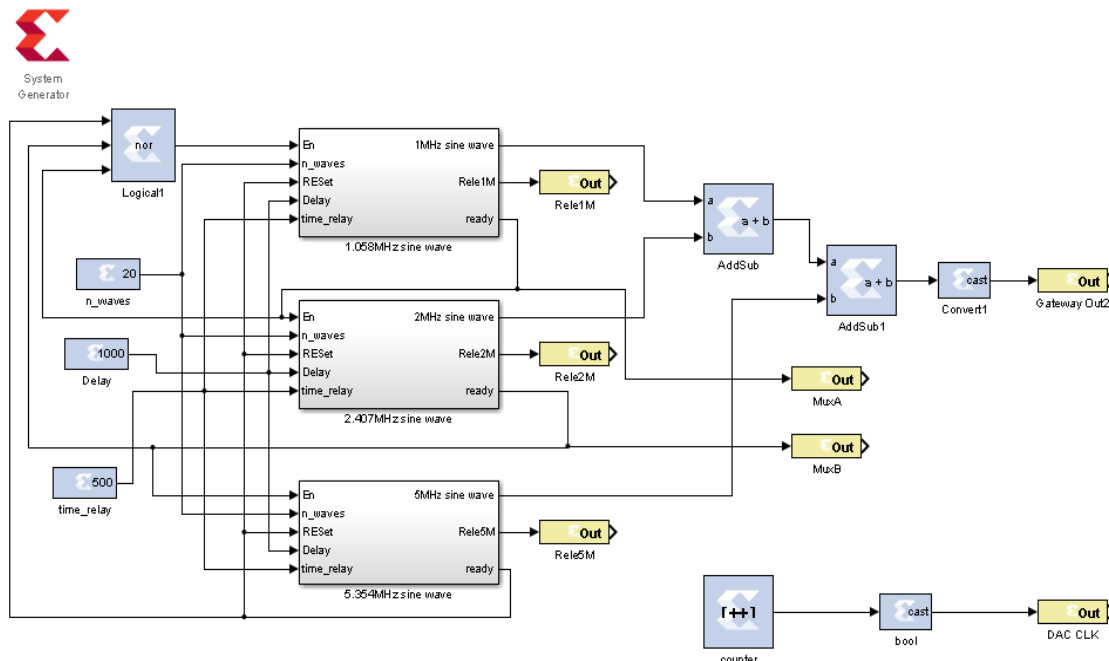


Figura 117 - Programa de atuação em modo burst de frequência múltipla.

No panorama geral do programa apresentado na Figura 117, foram colocados em cascata três subsistemas de geração de frequências em modo burst para as frequências de excitação dos transdutores acústicos.

Em cada subsistema é gerado um sinal sinusoidal com o número de ondas especificado. Ao fim do tempo de *delay*, a porta de saída *ready* fica com o valor “verdadeiro” e habilita a porta de entrada *enable* do subsistema seguinte. Isto repete-se para os três subsistemas sendo que o terceiro e último dá o sinal de *Reset* fazendo com que o ciclo se repita interminavelmente.

Para conjugar as três portas de saída referentes aos três sinais de diferentes frequências numa única saída de 8bits para o DAC, estas são somadas nos blocos *AddSub* e *AddSub1*.

Para o controlo do multiplexador, são usados os sinais da porta de saída *ready* dos dois primeiros subsistemas.

Na Figura 118 é apresentado o resultado da simulação do programa modo burst de multifrequência. Na figura em questão, é apresentada a atuação de sinais de 1MHz, 2.4MHz e 5.4MHz, cada um com 20 ondas e um tempo de espera de 500µs.

Os ganhos dos sinais são diferentes de forma a compensar a atenuação do *hardware*.

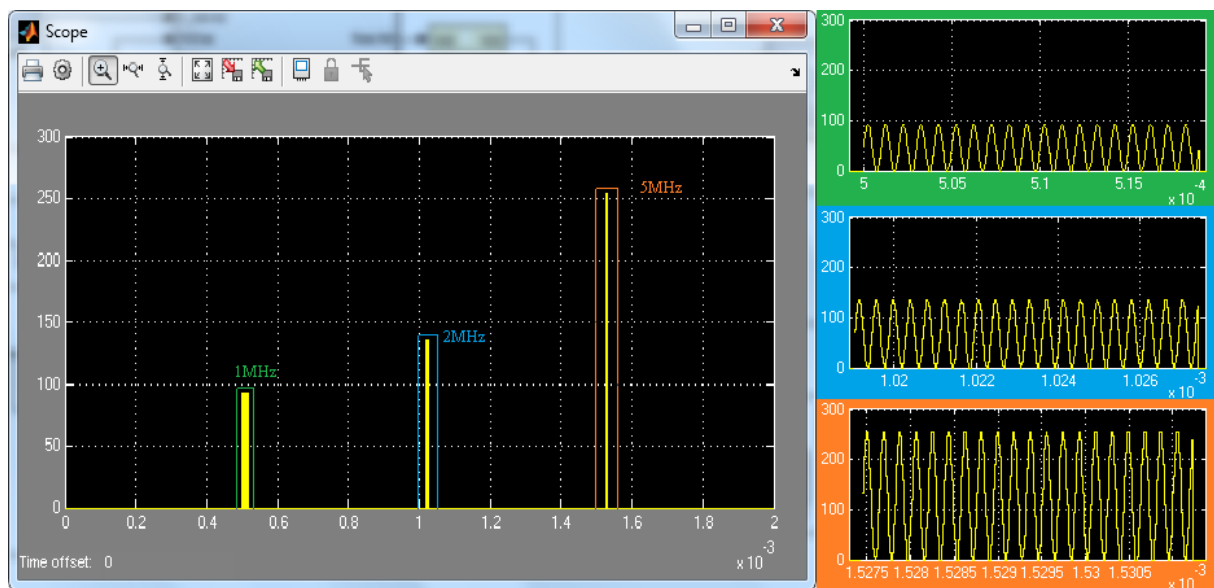


Figura 118 - Simulação do modo burst de frequência múltipla para 20 ondas sinusoidais e tempo de espera de 500µs.

Cada interruptor tem a sua saída própria e um tempo de espera, *time_delay*, antes do sinal sinusoidal correspondente ser gerado. Assim, quando o interruptor tiver estabelecido completamente a sua capacidade de transmissão o sinal é gerado e, após ser cessado, o circuito volta ao modo de corte (Figura 119).

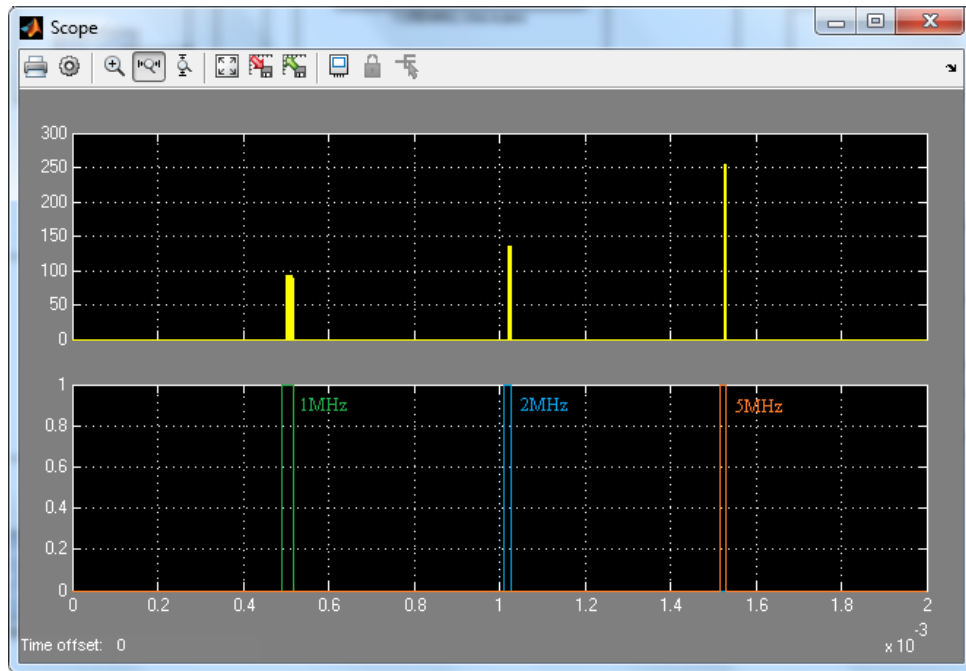


Figura 119 – Simulação da atuação dos interruptores do programa modo burst de frequência múltipla (time_delay de $5\mu\text{s}$). A verde o sinal lógico de atuação do relé de 1MHz, a azul o de 2MHz e laranja de 5MHz.

As portas A e B do multiplexador permitem fazer a seleção da porta ativa que deixa passar o sinal. Este controlo é importante fazer durante o tempo de espera de forma a poder receber os ecos correspondentes do transdutor a ser atuado (Figura 120).

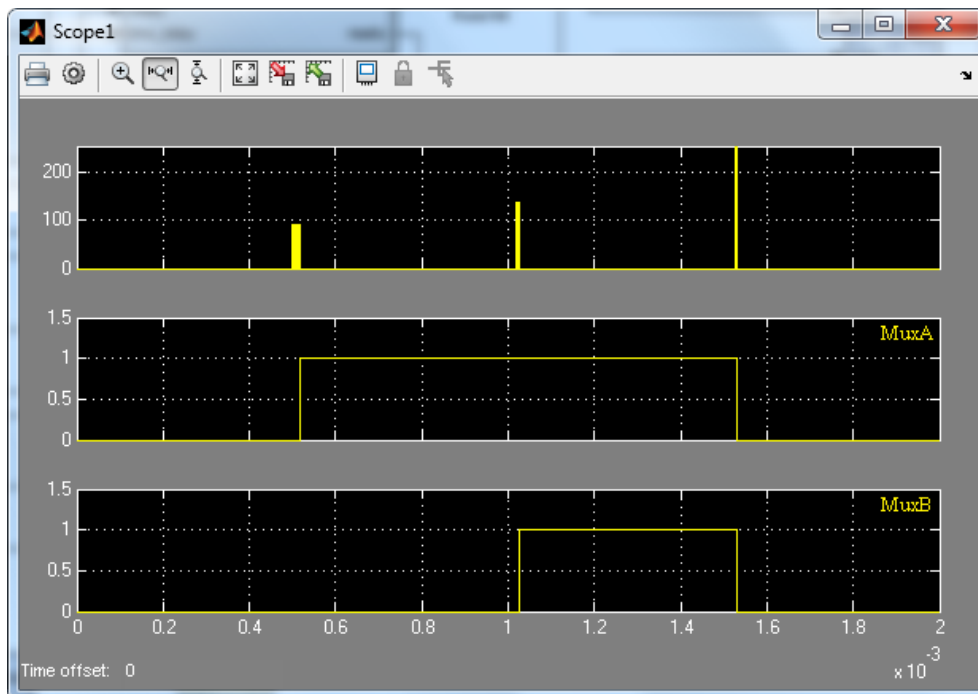


Figura 120 - Simulação da atuação das portas do multiplexador do programa modo burst de frequência múltipla

A lógica de atuação dos selecionadores fica então da seguinte forma:

Tabela 11 - Tabela de verdade correspondente aos selecionadores do multiplexer canal dos transdutores acústicos ativo.

Selecionador A	Selecionador B	Transdutor acústico
0	0	5MHz
0	1	-
1	0	1MHz
1	1	2MHz

5.3.4 Programa final - receção de sinais

A receção de sinais é, tal como o nome indica, a receção dos ecos provenientes dos transdutores. Esta parte do programa engloba assim a programação do ADC e o processamento dos dados recebidos (Figura 121).

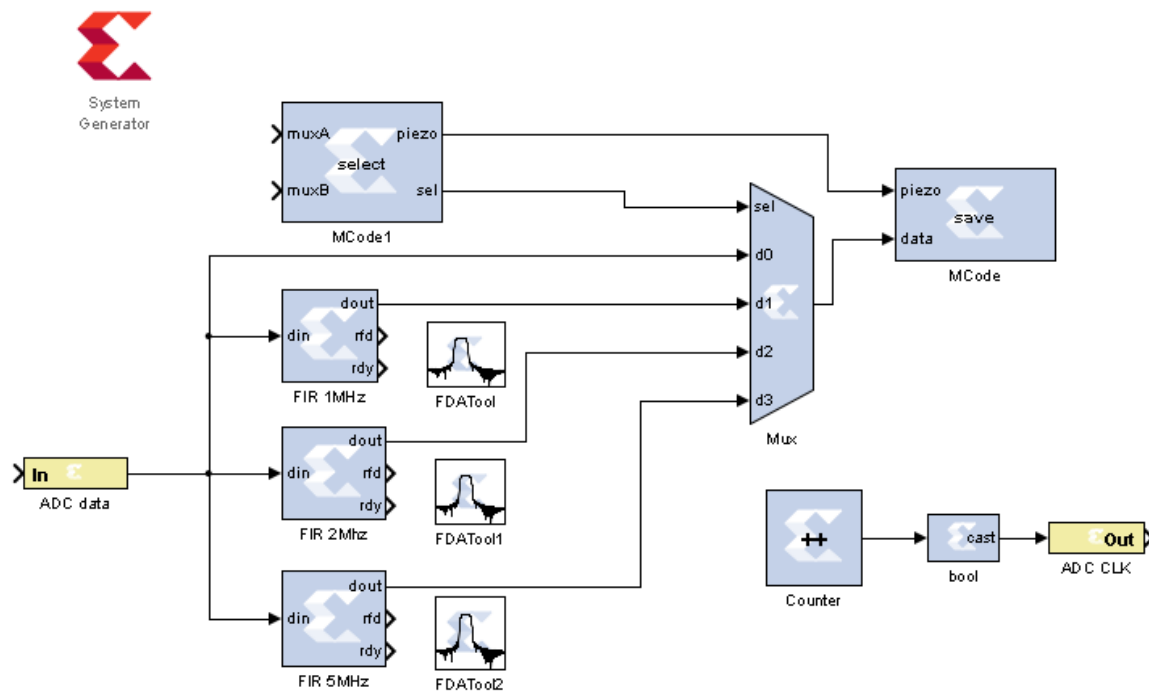


Figura 121 - Programa de receção de sinais.

Para o funcionamento do ADC, é gerado um clock de 50MHz (*ADC CLK*) e faz-se a receção do bitstream pela porta *ADC data* (sinal binário correspondente ao sinal analógico dos ecos recebidos).

O sinal digital, dependendo do módulo de receção, pode ser filtrado digitalmente pelos blocos *FIR* e *FDATool*. A gestão e seleção do tipo de filtro é feita pelo bloco multiplexador

Mux e pelo bloco *MCode1* que tem como porta de entrada os valores lógicos *muxA* e *muxB*, provenientes dos sinais de comando do multiplexador.

O programa da *Xilinx* permite uma infinidade de filtros FIR e IIR. Os mais utilizados para a recepção dos ecos foram filtros FIR passa-banda de janela de Kaiser (Figura 122).

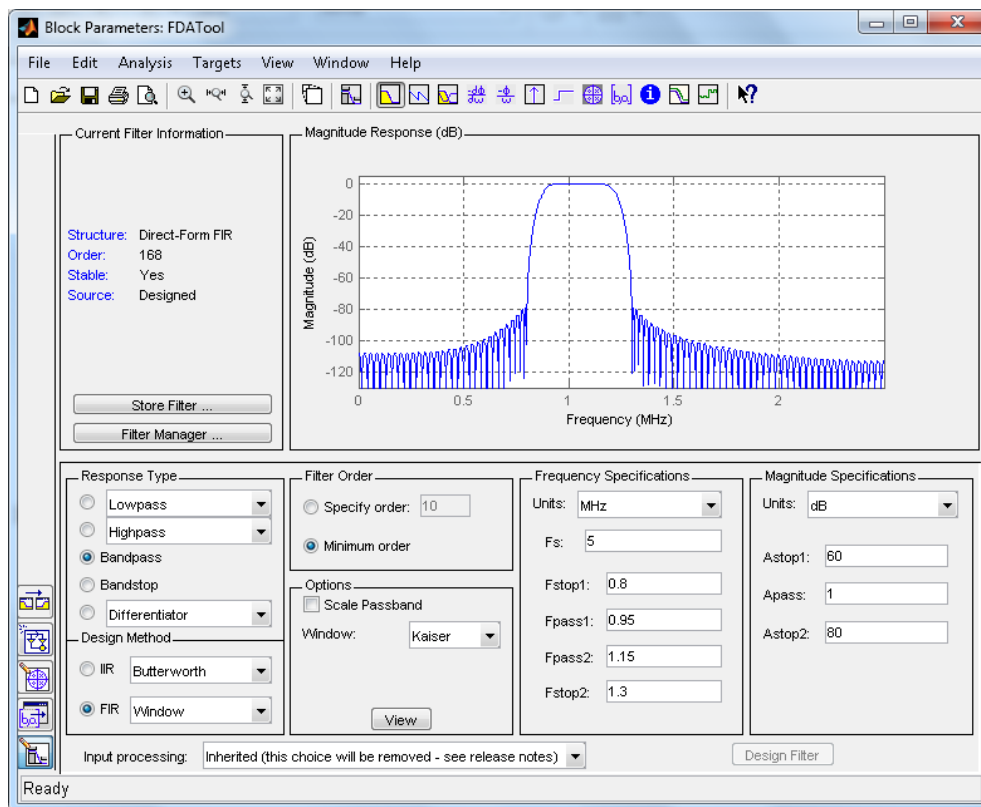


Figura 122 - Exemplo de um filtro digital passa-banda de janela de Kaiser com uma banda passante de 950kHz a 1,150MHz

Após o multiplexador digital, os dados vão para um script de *Matlab* (bloco *MCode*) onde são gravados em memória com uma trama referente ao transdutor a que os dados correspondem. Este bloco, serve essencialmente como armazenamento para posteriormente os dados serem processados.

Fazendo a junção do programa do modo burst de frequência única com o da recepção de sinais, obtém-se o *software* necessário para o correto funcionamento do *hardware* desenvolvido (Figura 123). Este contempla a atuação de três sinais sinusoidais de frequências distintas com possibilidade de escolha de número de ondas e tempo de espera, interface de geração dos sinais através do DAC, atuação dos interruptores que selecionam o transdutor em funcionamento, seleção das portas do multiplexador e leitura dos ecos através do ADC.

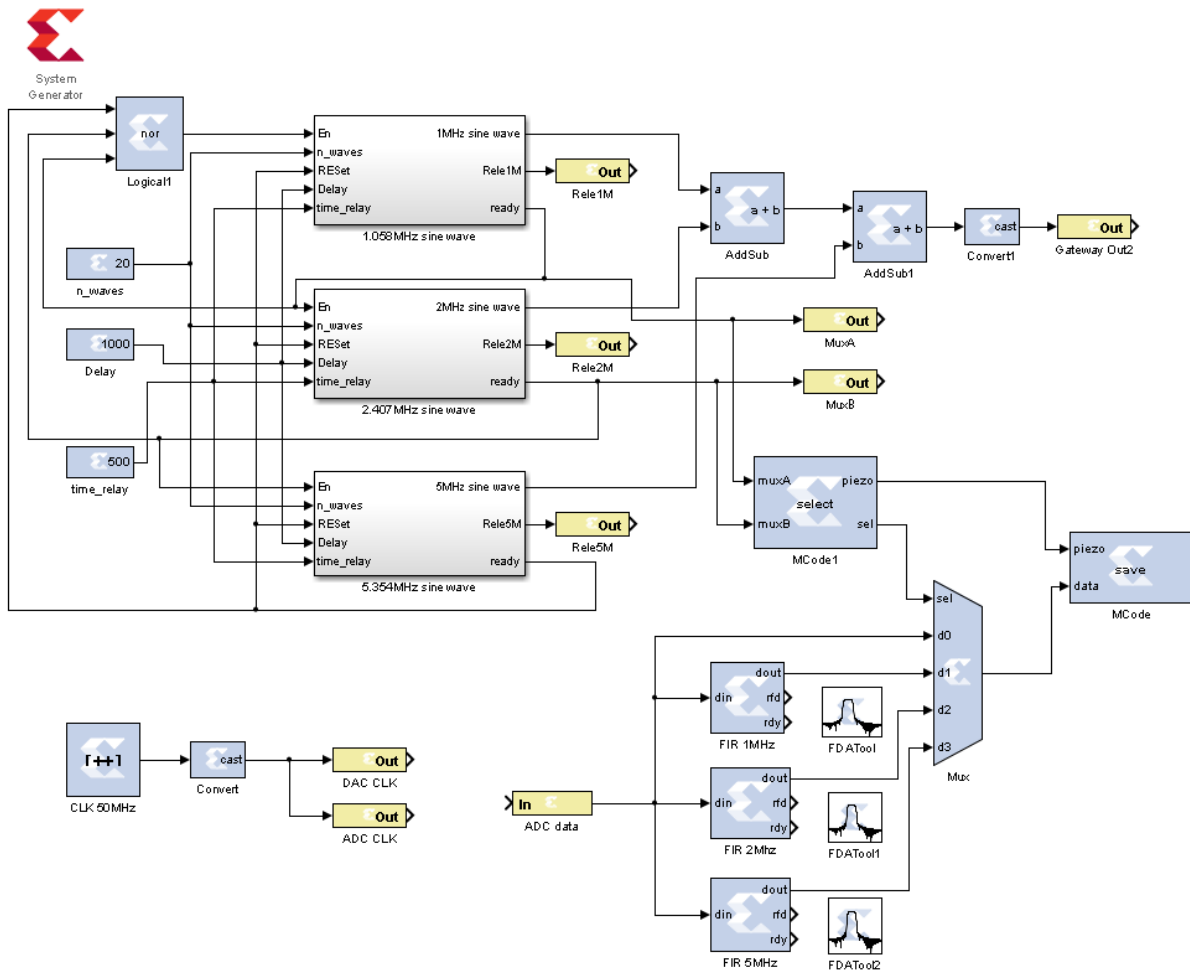


Figura 123 - Programa final de atuação do hardware desenvolvido com a junção do programa de modo burst de frequência múltipla com a recepção de ecos.

5.4 Testes e resultados

Com todos os circuitos impressos do *hardware* dimensionados e programas de *software* desenhados, o medidor de turbidez por reflexão acústica fica assim operacional para efetuar medições.

No presente subcapítulo são apresentados os resultados de todos os módulos de *hardware*, apresentando todas as suas potencialidades e limites de operação, e é atestado o funcionamento do instrumento final.

5.4.1 DAC

O primeiro módulo da geração do sinal de atuação é o conversor digital-analógico. Para a realização do teste do DAC, foi usado o programa de *software* de frequência única.

Como se pode conferir nas imagens na Figura 124, para as frequências de operação dos transdutores acústicos, a saída do DAC sofre atenuação em frequência. O sinal sinusoidal de 1,058MHz apresenta uma saída de 1,66Vpp, diminuindo para 1,08Vpp a 2,404MHz e 1,36Vpp a 5,404MHz. Esta atenuação é facilmente compensada com os ganhos por *software*.

Os sinais gerados pelo conjunto FPGA e DAC são bastante “limpos”, sem qualquer tipo de ruído, e apenas o de 5,404MHz apresenta uma ligeira distorção.

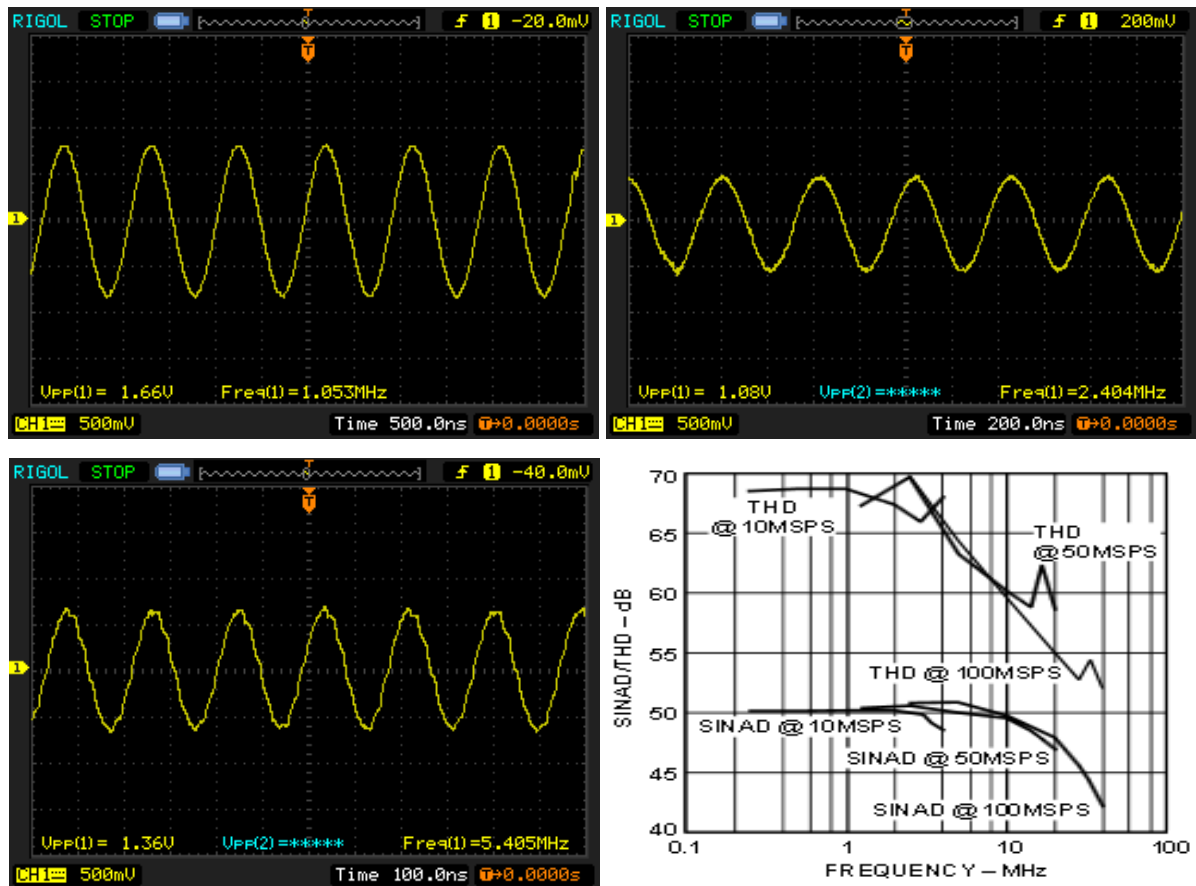


Figura 124 - Sinal de saída do DAC para as diferentes frequências dos transdutores piezoelétricos (1,58MHz, 2,404MHz e 5,404MHz) e gráfico da atenuação do ruído e distorção do sinal (SINAD) e distorção harmônica total (THD) em frequência (retirado do datasheet do AD9708).

5.4.2 Amplificador Operacional ADA4870

Os mesmos sinais apresentados para a saída do DAC na Figura 124 foram usados como entrada do módulo dos amps ADA4870.

Para ambos os canais, o ganho dos amplificadores foi ajustado de forma a obter o sinal de maior tensão possível, para o sinal de 1,058MHz, sem haver saturação. Assim, obteve-se um sinal de 37Vpp ($A_v=22,3$ para as montagens inversora e não inversora).

Para o mesmo ganho, aplicou-se os sinais de 2,404MHz e 5,404MHz obtendo sinais de saída de aproximadamente 31Vpp e 19,2Vpp, respetivamente (Figura 125).

Tal como para o DAC, a atenuação apresentada pode ser compensada por *software*.

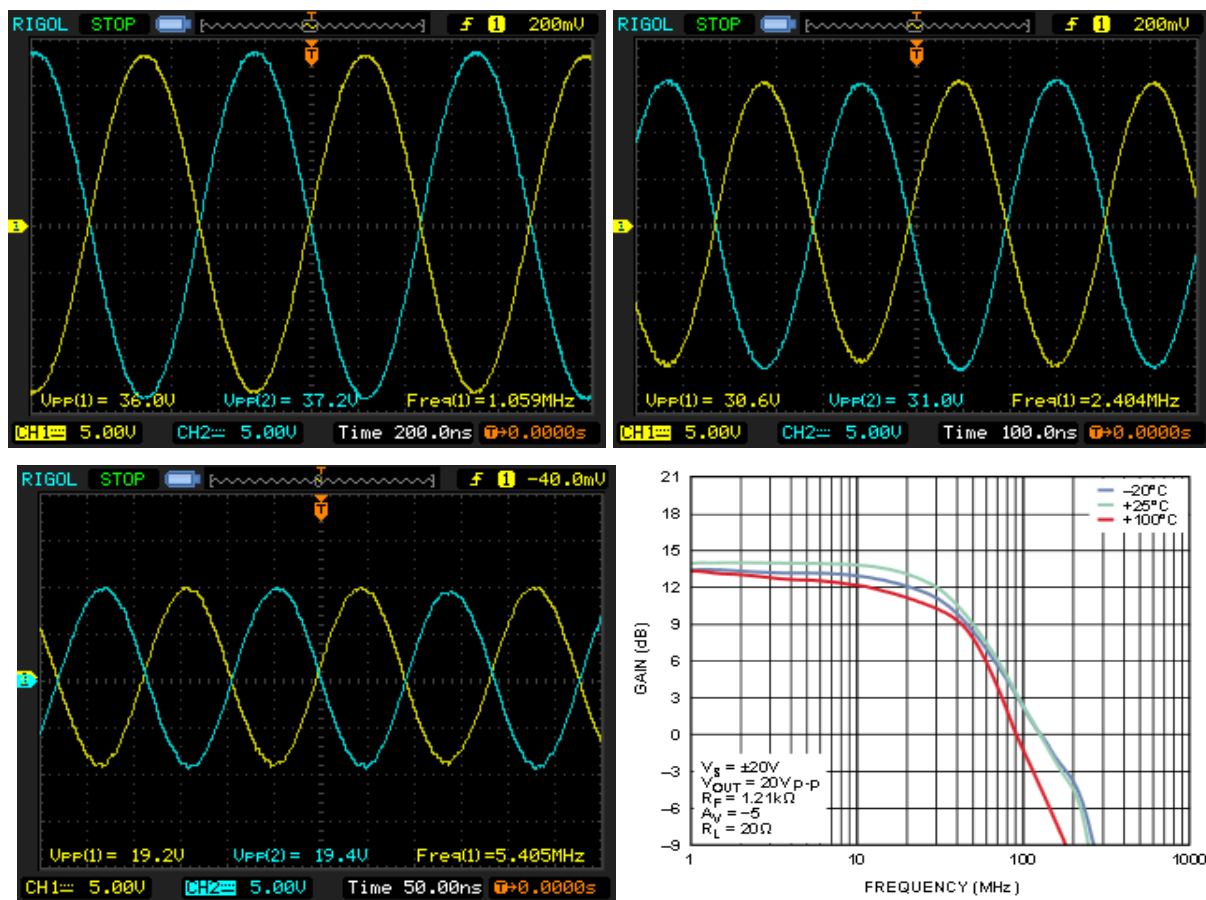


Figura 125 - Sinais de saída dos amplificadores AD4870, com ganho constante de 22,3, para os sinais de entrada da Figura 124 e gráfico da atenuação do sinal de saída do amplificador em frequência (retirado do datasheet do ADA4870).

5.4.3 Ponte-H final

Os sinais de saída dos ampops ADA4870 da Figura 125 foram por sua vez usados como sinais de comando da ponte-H dos transístores D44H11 e D45H11.

Comparando os sinais da Figura 125 com os da Figura 126 (sinais de saída da Ponte-H), há apenas uma ligeira perda em tensão devido à queda coletor-emissor dos transístores. Ao contrário dos módulos anteriores, esta perda de tensão não pode ser contornada por *software* pois é inerente aos próprios componentes.

Embora a amplitude dos sinais de entrada e saída do módulo em questão seja praticamente iguais, a grande utilidade da ponte-H é o aumento de corrente no sinal a aplicar aos transdutores. Desta forma, em vez dos 1A fornecidos pelo ampop ADA4870, os piezoelétricos podem ser atuados até um limite máximo de 3A (corrente de saída do regulador de tensão negativo).

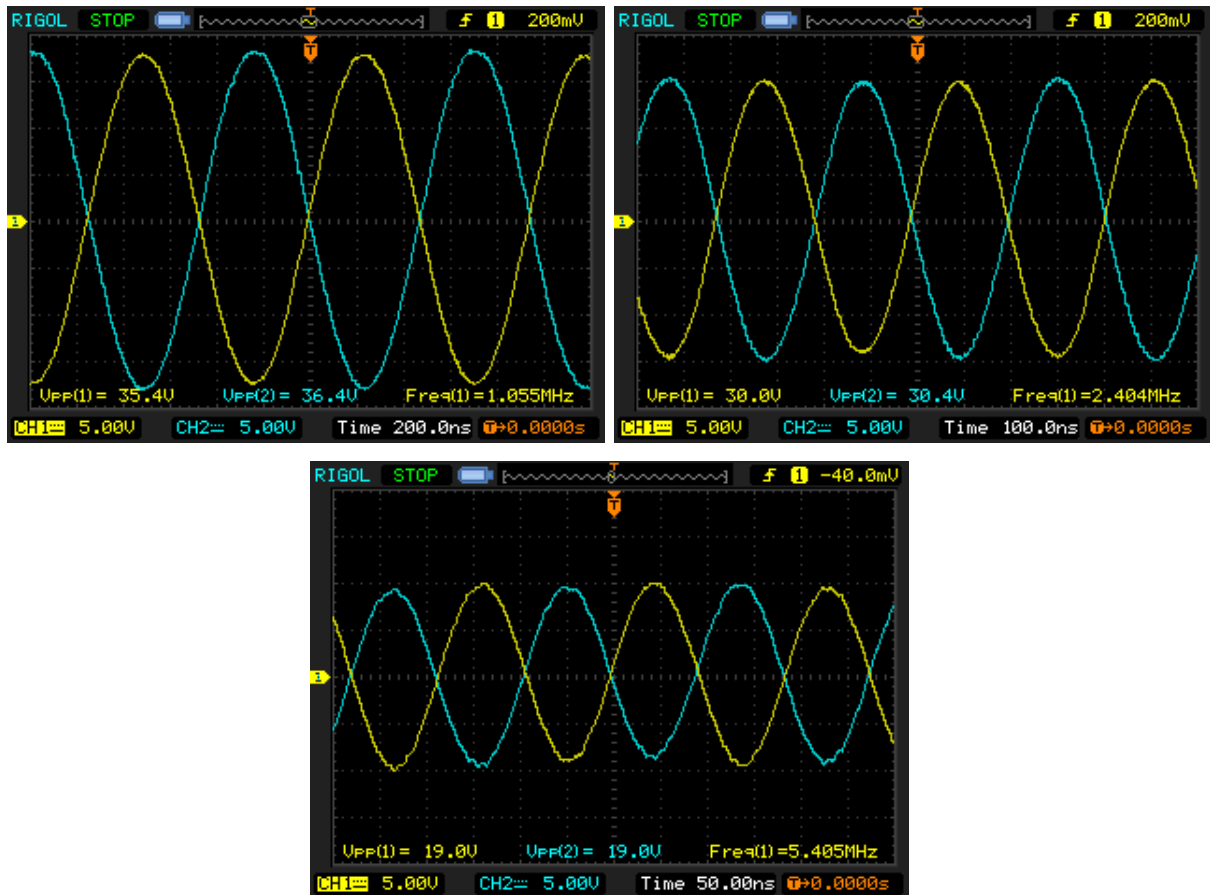


Figura 126 - Resultados do sinal de saída da ponte-H para os valores de comando dos amplificadores operacionais ADA4870 da Figura 125.

5.4.4 Relé

O circuito de relé mecânico, tal como é normal, apresenta alguns problemas quanto ao tempo de atuação/corte.

Na Figura 127 é apresentada a comutação de um sinal sinusoidal de 1MHz através de um sinal de comando de 1Hz, proveniente da FPGA. O tempo de espera de atuação é de cerca de 5ms.

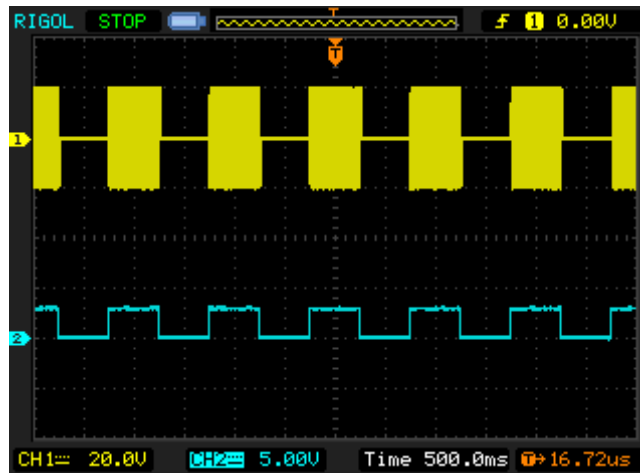


Figura 127 - Teste de atuação do relé. No CH1 (amarelo) a saída do relé, sendo a entrada um sinal sinusoidal de 1MHz e 40Vpp. No CH2 (azul) o sinal de comando de 1Hz proveniente da FPGA.

Aumentando a frequência do sinal de comando para 110Hz, o relé continua a comutar bem o sinal de entrada. No entanto, tal como se pode comprovar na Figura 128, sendo o tempo de espera de atuação praticamente igual ao do tempo “on” do sinal de comando, o componente já se encontra no seu limite de funcionamento.

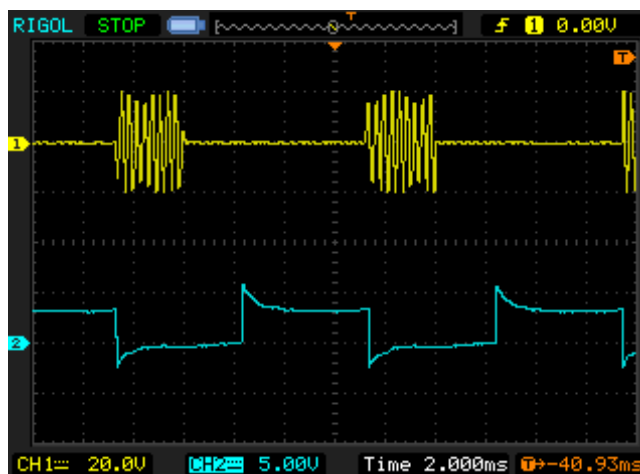


Figura 128 - Teste de atuação do relé. No CH1 (amarelo) a saída do relé, sendo a entrada um sinal sinusoidal de 1MHz e 40Vpp. No CH2 (azul) o sinal de comando de 100Hz proveniente da FPGA.

Com a frequência do sinal de comando aumentada para 110 Hz (tempo “on” de 4,5ms menor que o tempo de comutação), a comutação do sinal começa a apresentar deficiências (Figura 129).

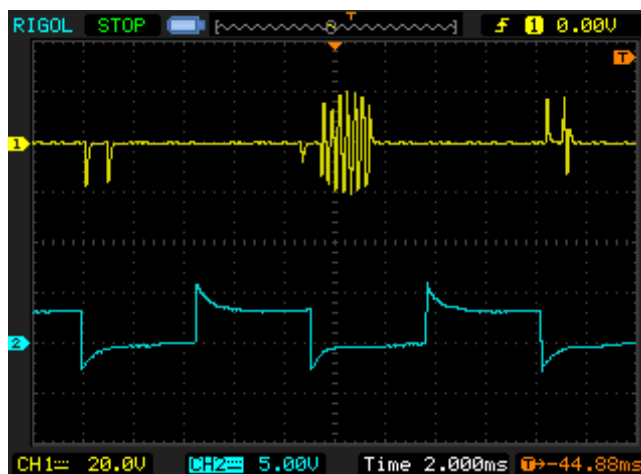


Figura 129 - Teste de atuação do relé. No CH1 (amarelo) a saída do relé, sendo a entrada um sinal sinusoidal de 1MHz e 40Vpp. No CH2 (azul) o sinal de comando de 110Hz proveniente da FPGA.

Em suma, para sinais de comando até 100Hz, o relé dimensionado apresenta um bom funcionamento.

Tendo em conta a aplicação proposta, é assim possível fazer um varrimento dos três transdutores acústico a um tempo mínimo de cerca de 30ms.

5.4.5 Porta de Transmissão de Potência

Para minimizar os tempos de atuação dos relés dimensionou-se o circuito da porta de transmissão de potência. A grande vantagem em relação ao circuito anterior é conseguir diminuir o tempo de resposta de 5ms (relé) para 9,2ns (tempo de ligação dos *mosfets*).

Na parte do circuito de controlo, o sinal quadrado de 3V proveniente da FPGA é transformado num sinal de controlo de $\pm 20V$ que é invertido numa porta NOT de *mosfets*. Estes dois sinais são usados como sinais de controlo da porta de transmissão.

Os resultados dos sinais do circuito de controlo são apresentados na Figura 130.

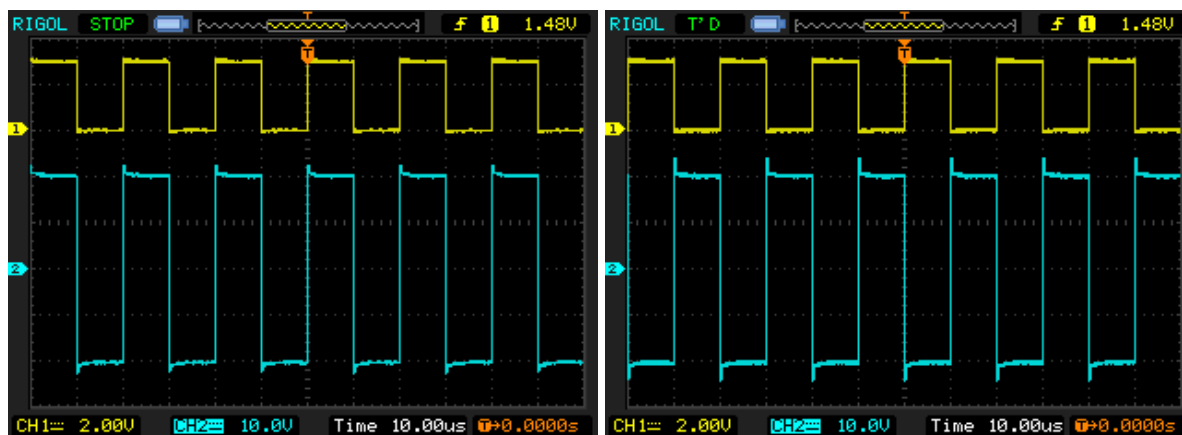


Figura 130 - Circuito de controlo da porta de transmissão. A amarelo (CH1) o sinal de comando de 50kHz proveniente da FPGA e a azul (CH2) os valores de comando desfasados aplicado à porta de transmissão.

Embora o tempo de atuação/corte tenha sido otimizado, o sinal sofre alguma perda de potência devido ao potencial elétrico *drain-source* dos mosfets e queda nos díodos.

Assim, para um sinal de entrada de 38Vpp, o sinal de saída perde cerca de 2,5V (Figura 131).

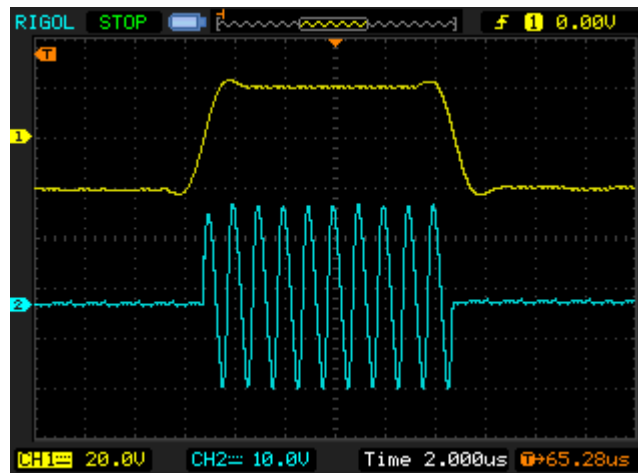


Figura 131 - Comutação da porta de transmissão de potência para um sinal sinusoidal de entrada de 38Vpp. A amarelo (CH1) um dos sinais de controlo dos mosfets e a azul (CH2) o sinal de saída.

5.4.6 Atuação dos transdutores

Com o programa de atuação de frequência única gerou-se os sinais sinusoidais com as respectivas frequências de cada um dos transdutores. Os ganhos do módulo dos amplificadores operacionais foram ajustados para cada sinal, de forma a obter-se ondas sinusoidais de 38Vpp à saída da ponte-H (desprezando-se a perda nos transístores). O respetivo sinal de atuação foi aplicado a cada uma das polarizações dos piezoelétricos, obtendo-se assim um sinal de atuação total de 76Vpp (Figura 132).

O transdutor de 1,058MHz gera uma ligeira distorção no sinal e, para as condições especificadas, o sistema de atuação apresenta um consumo total de 236mA.

Para o piezoelétrico de 2,404MHz o sinal sofre um ganho natural, apresentando uma amplitude pico a pico de cerca de 90V. O consumo total do sistema é de 1,105A.

Por último, o transdutor acústico de 5,404MHz apresenta problemas na sua atuação. Embora o sinal seja gerado sem qualquer problema, quando é aplicado ao piezoelétrico dá-se uma distorção bastante grande no sinal. Mesmo para pequenos sinais a distorção mantém-se, não sendo assim possível trabalhar com este piezoelétrico.

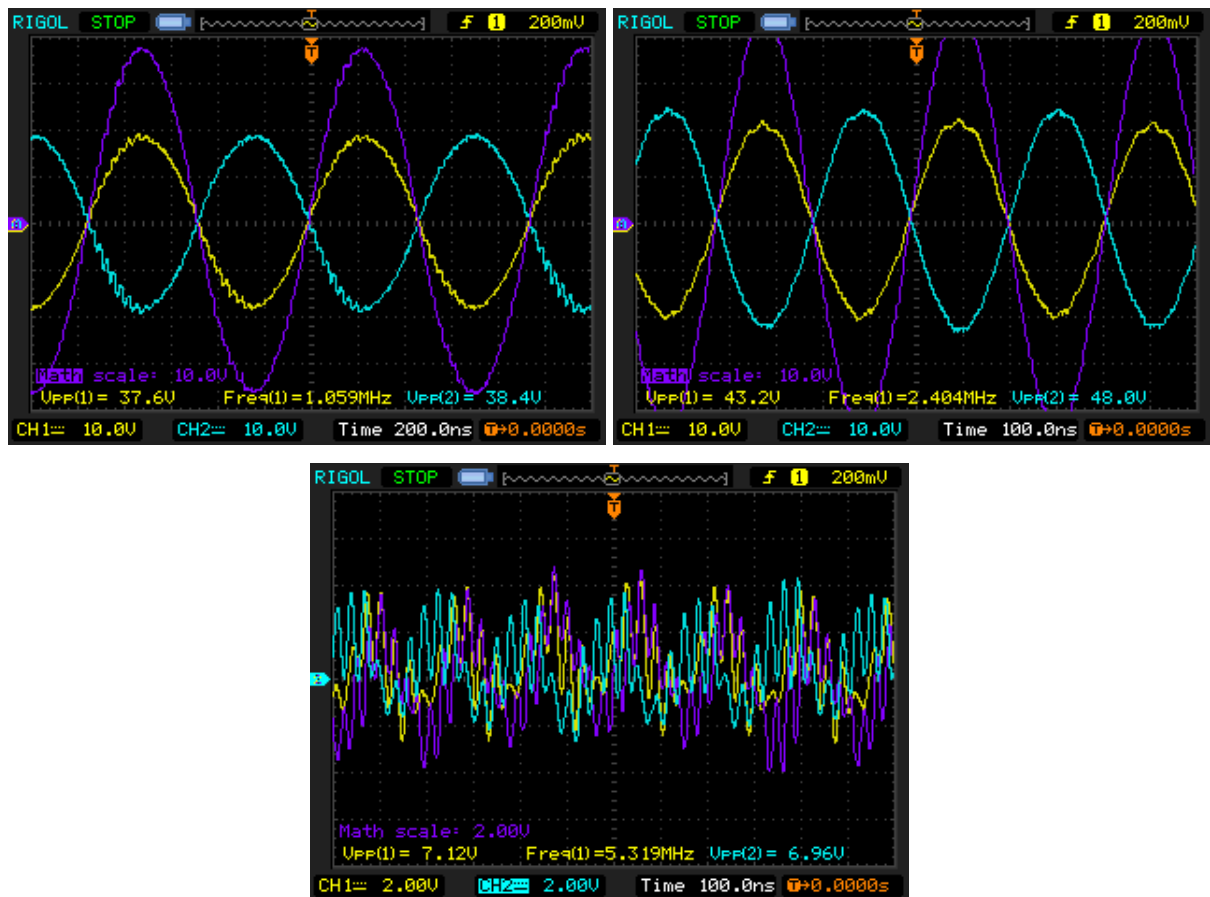


Figura 132 - Atuação dos transdutores piezoelétricos com sinais sinusoidais de 38Vpp e respectivas frequências de operação de 1,058MHz, 2,404MHz e 5,400MHz. A amarelo e azul o sinal em cada polo e a roxo o sinal total aplicado a cada um dos transdutores.

5.4.7 Sintonização dos módulos de recepção

Para sintonizar os três módulos de recepção (amplificador de carga, amplificador de instrumentação e detetor de potência) os transdutores foram atuados individualmente com o programa modo burst de frequência única.

Pretendia-se obter os ecos gerados pelas reflexões nas paredes, de forma a dimensionar a melhor conjugação de ganhos, resistências e/ou condensadores de cada um dos módulos e para cada um dos transdutores.

Os testes foram realizados num aquário de dimensões 130x50x40cm com os piezoelétricos orientados para uma das paredes laterais de vidro (Figura 133).

O transdutor acústico de 5,404MHz não foi utilizado devido ao problema apresentado anteriormente.



Figura 133 - Setup dos testes para sintonização dos módulos de recepção.

5.4.7.1 Amplificador de carga e inversor

O módulo do amplificador de carga foi testado para os dois tipos de configuração para que foi dimensionado: amplificador de carga/transimpedância e amplificador inversor.

Para a configuração do amplificador de carga (ver Figura 91) fez-se um curto circuito em R1, e usou-se um condensador de 1pF em conjunto com uma resistência de 3,6M Ω para fazer o ganho (C1 e R2, respetivamente).

Com o transdutor de 1,058MHz foi possível sensorizar o eco da reflexão no vidro com cerca de 7Vpp, no entanto, o amplificador apresentou imenso ruído, com picos de quase 2Volts de amplitude (Figura 134).



Figura 134 - Teste do amplificador de carga com o transdutor de 1,058MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador. A seta laranja identifica o eco recebido.

Para o transdutor de 2,404MHz não se conseguiu identificar qualquer eco, apenas ruído de alta frequência (Figura 135). Tentaram-se outras conjugações de resistências e condensadores, mas sem sucesso.



Figura 135 - Teste do amplificador de carga com o transdutor de 2,404MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador.

Alterando-se a configuração para amplificador inversor, o condensador C1 foi deixado em aberto e usaram-se os valores de 39k Ω para R1 e 560k Ω para R2, fazendo assim um ganho de 14,36.

Atuando o transdutor de 1,058MHz foi possível sensorizar dois reflexos na parede do aquário (Figura 136).



Figura 136 - Teste do amplificador inversor com o transdutor de 1,058MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador. Foram sensorizados dois ecos, assinalados com as setas laranjas.

A onda ultrassônica é refletida do vidro, refletida e sensorizada no transdutor (primeiro eco) e de seguida é novamente refletida no vidro e seguidamente sensorizada pelo piezoelétrico (segundo eco). Note-se que o tempo entre o sinal de atuação e o primeiro eco é igual ao tempo entre o primeiro e o segundo eco (mesma distância percorrida).

Para a configuração utilizada, o primeiro eco foi sensorizado com cerca de 4Vpp, o que é quase metade do resultado do amplificador de carga, no entanto, o ruído é muito menor e tornou possível detetar um segundo eco.

Para o transdutor de 2,404MHz também foram obtidos melhores resultados que para o amplificador de carga. Com a montagem inversora foi possível detetar um eco com 1,3Vpp (Figura 137).



Figura 137 - Teste do amplificador inversor com o transdutor de 2,404MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador. A seta laranja identifica o eco recebido.

Embora o amplificador de carga/transimpedância tenha apresentado alguns problemas de ruído, que tornaram difícil a deteção dos sinais refletidos, a alteração para amplificador inversor já apresentou bons resultados para ambos os transdutores.

Os valores das resistências utilizadas podem ser alterados de forma a ajustar o ganho para cada um dos piezoelétricos, sendo necessário fazer a melhor conjugação entre o aumento do ganho do sinal com o do ruído.

5.4.7.2 Amplificador de Instrumentação

Para o amplificador de instrumentação apenas é necessário dimensionar a resistência de ganho (ver Figura 95).

Os resultados seguidamente apresentados foram conseguidos com uma resistência de $9,1\text{k}\Omega$, que para o componente em questão representa um ganho de 2,1.

Na Figura 138 é apresentado o sinal sensorizado com o transdutor de $1,058\text{MHz}$ onde foi possível detetar três ecos. O eco correspondente à primeira reflexão no vidro apresenta-se com uma amplitude de $1,7\text{Vpp}$, o da segunda reflexão com $0,8\text{Vpp}$ e o terceiro, embora quase impercetível devido ao ruído, com cerca de $0,3\text{Vpp}$.



Figura 138 – Teste do amplificador de instrumentação com o transdutor de $1,058\text{MHz}$. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador. Foram sensorizados três ecos, assinalados com as setas laranjas.

Para o transdutor de $2,404\text{MHz}$, resultados da Figura 139, também se detetou apenas um sinal refletido, neste caso de $0,6\text{Vpp}$.

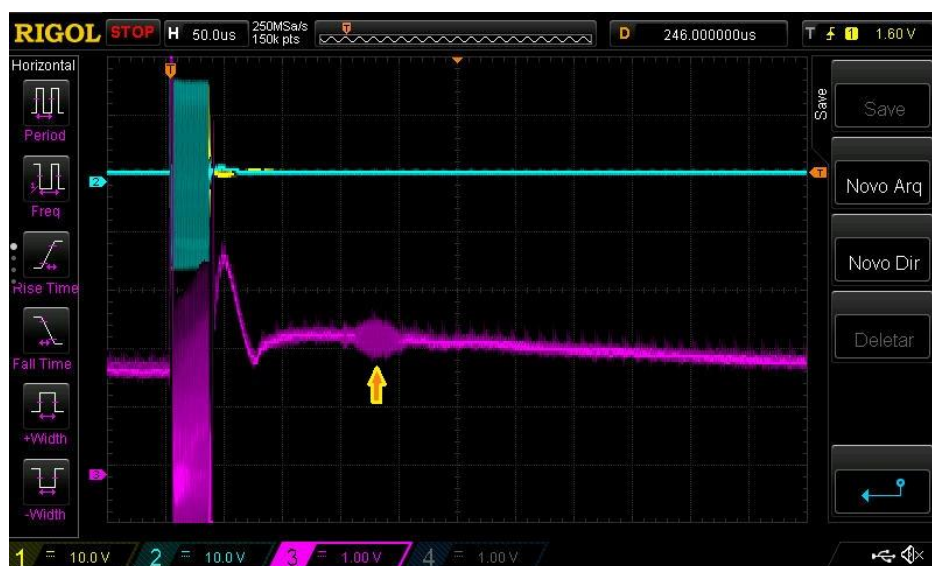


Figura 139 - Teste do amplificador de instrumentação com o transdutor de $2,404\text{MHz}$. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do amplificador. A seta laranja identifica o eco recebido.

Comparando os resultados apresentados pelo amplificador inversor com os de instrumentação, embora o deste último tenha sensorizado ecos com menor amplitude, é também aquele que apresenta menos ruído. Para o transdutor de 1,058MHz foi inclusive possível detectar um terceiro eco.

5.4.7.3 Detetor de Potência

Para o módulo do detetor de potência foram dimensionados os condensadores C1 e C2 (ver Figura 98) com valor de 10nF para fazer o acoplamento AC, e a resistência R2, por ser opcional, foi deixada em aberto.

Para a atuação do transdutor de 1,058MHz (Figura 140) foram detetados dois ecos, o primeiro com um valor de 1,49V e o segundo de 1,160V. Estes valores DC correspondem a uma potência de aproximadamente -25dBm e -40dBm, respetivamente.

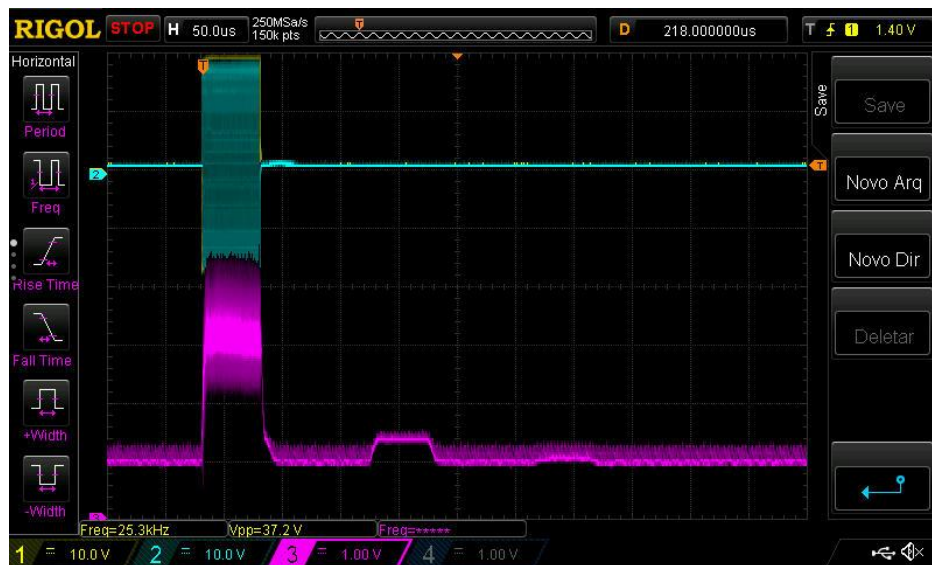


Figura 140 - Teste do detetor de potência com o transdutor de 1,058MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do detetor.

Para o transdutor de 2,404MHz foi sensorizado apenas um eco de 1,3V (Figura 141), correspondente a uma potência de aproximadamente -36dBm.

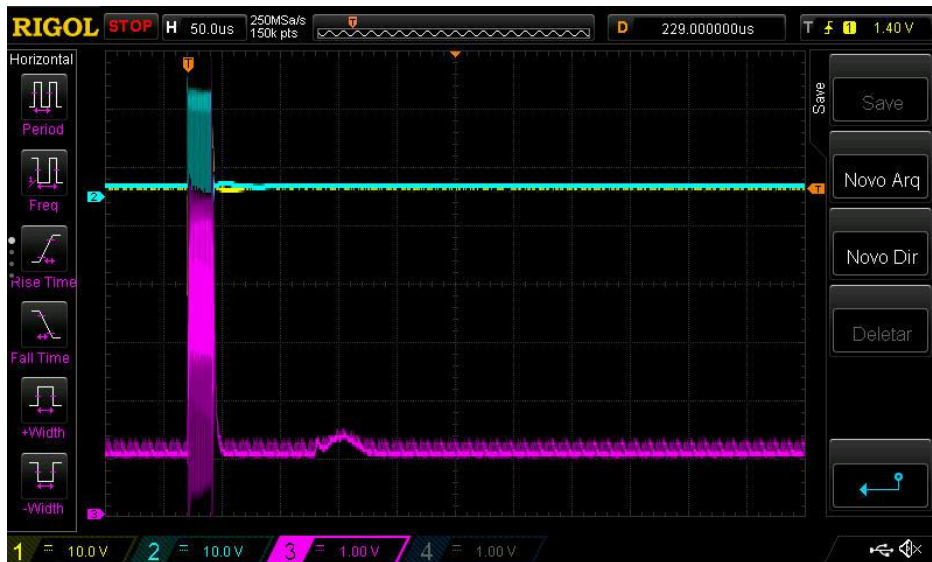


Figura 141 - Teste do detetor de potência com o transdutor de 2,404MHz. A amarelo (CH1) e azul (CH2) os sinais de atuação do transdutor e a roxo (CH3) o sinal de saída do detetor.

A grande vantagem que o detetor de potência apresenta em relação aos módulos de sensorização anteriores é ter uma saída em DC, o que facilita a nível de processamento.

Os condensadores C1 e C2 podem também ser otimizados de forma a fazer o acoplamento AC ideal para cada uma das diferentes frequências.

5.4.8 Multiplexador

O multiplexador dimensionado permite fazer a seleção dos canais dos transdutores a sensorizar. Para a realização o teste da Figura 142 a porta de seleção A foi ligada à massa e a porta de seleção B a um pino comutado da FPGA, fazendo-se a passagem alternada entre uma entrada ligada à massa e outra com um sinal sinusoidal de 6Vpp.

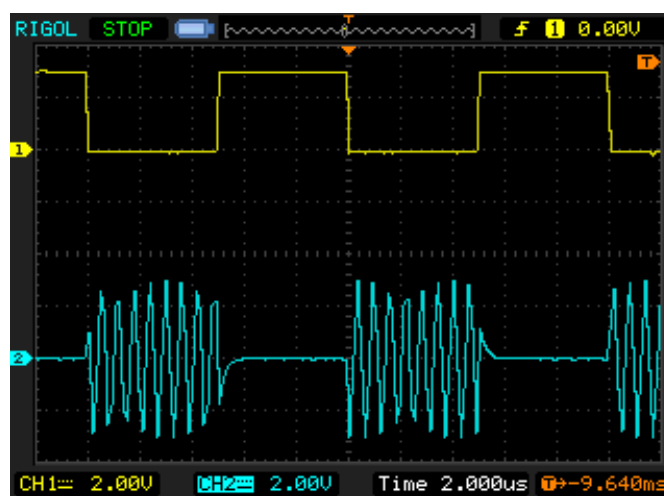


Figura 142 - Teste do multiplexador. Um dos selecionadores foi ligado à massa e o outro a um pino comutado da FPGA (CH1, amarelo). O mux faz a comutação de duas entradas, uma delas ligada à massa e outra a um sinal sinusoidal (CH2, azul).

Para configuração apresentada, durante o tempo “on” do sinal da FPGA a saída do multiplexar é a entrada que está ligada à massa e no tempo “off” é transmitida a entrada ligada ao sinal sinusoidal. O circuito apresenta um tempo de comutação de 90ns.

5.4.9 ADC

Para fazer o teste do ADC utilizou-se o esquema apresentado na Figura 143.

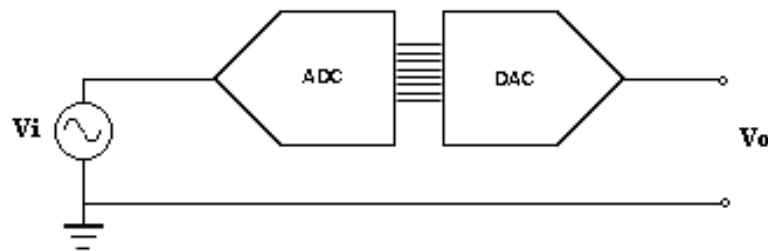


Figura 143 - Esquemático de testes do ADC.

Um sinal sinusoidal foi aplicado à entrada do ADC e as suas saídas digitais foram ligadas fisicamente às do DAC. Os sinais resultantes do conjunto são apresentados na Figura 144.

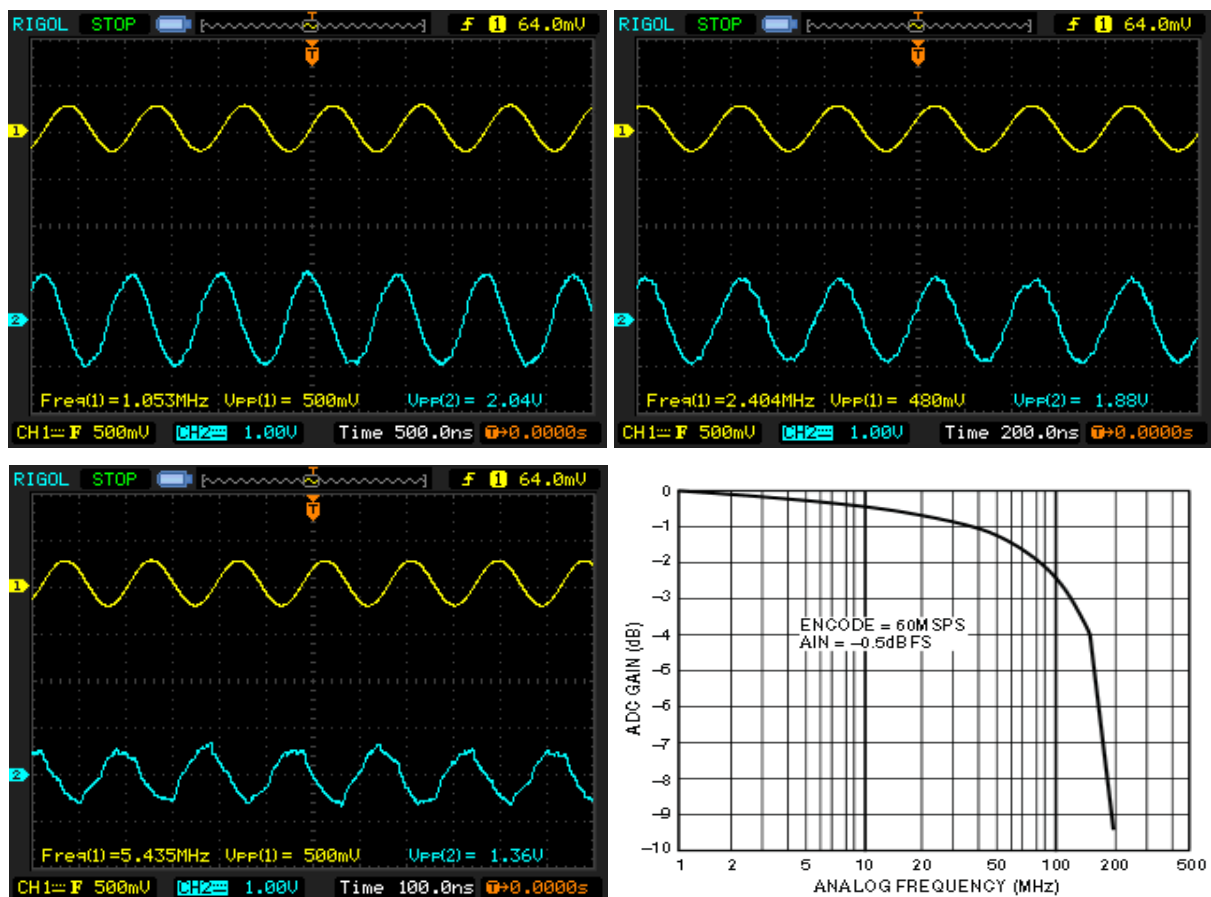


Figura 144 - Resultados do teste do ADC em conjunto com o DAC para leitura de sinais sinusoidais de 1,058MHz, 2,404MHz e 5,404MHz e gráfico de atenuação em frequência do ADC (retirado do datasheet do AD9057). A amarelo (CH1) o sinal de entrada do ADC e a azul (CH2) o sinal de saída do DAC.

As ondas de saída do DAC comprovam o funcionamento do ADC e nota-se a já esperada atenuação em frequência produzida pelo conjunto. O sinal de 5,404MHz apresenta alguma distorção devido ao sinal de clock utilizado ser de apenas 25MHz.

5.4.10 Caracterização de sedimentos

Sendo o objetivo proposto para o sensor acústico desenvolvido a caracterização do tamanho radial de partículas em suspensão, realizaram-se alguns testes em laboratório, mas sem sucesso.

Não foi possível adquirir areias de tamanhos diversificados pelo que foram utilizadas numa primeira fase bolhas de água e numa segunda esferas metálicas de tamanho radial entre 250 μ m e 5mm, tentando-se obter reflexões causadas por estes materiais.

Para a realização dos testes, os transdutores foram colocados em frente a uma das paredes do aquário, tal como foi realizado para a sintonização dos módulos de receção, de forma a sensorizar os ecos causados pela reflexão do vidro (ver Figura 133).

Entre o vidro e o transdutor criaram-se obstruções às ondas ultrassónicas emitidas, ora com as bolhas de ar geradas por uma bomba de ar colocada no fundo do aquário, ora com as esferas metálicas que eram largadas em frente ao transdutor. Havendo uma obstrução por estes materiais quando colocados entre o transdutor e o vidro, o eco da reflexão na parede do aquário perdia potência, chegando mesmo a desaparecer para as esferas de diâmetro superior a 3mm, mas sem nunca se sensorizar novas reflexões.

Embora os materiais utilizados não sejam os mais corretos devido à sua simetria circular (objetos esféricos têm tendência a dispersar as ondas ultrassónicas e não a refletir), o sistema desenvolvido pode também ser melhorado para a otimização do seu funcionamento.

Os piezoelétricos utilizados não se revelaram os mais indicados para a aplicação, apresentando uma sensibilidade e ângulo de receção/emissão reduzidos. Estes fatores são intrínsecos aos transdutores, sendo afetados pela constante de piezoelectricidade do material e pelo índice de refração do invólucro dos mesmos. Desta forma, é necessária uma escolha de outros transdutores a utilizar, tendo em conta as duas características enunciadas.

Outra mudança mais radical seria a alteração da configuração desenvolvida, em que em vez de se utilizarem os mesmos transdutores para enviar e receber os sinais, fazer a sensorização com três pares emissor-recetor. Assim, poderiam ser usados recetores com amplificação própria, o que aumentaria a sensibilidade e diminuiria o ruído gerados nos cabos de transmissão do sinal.

Não obstante esse facto, as reflexões que se tentaram sensorizar podiam ser de uma magnitude inferior à do ruído, sendo assim impossíveis de detetar com a electrónica apresentada. Neste caso, o *hardware* deve ser otimizado tanto nos módulos de emissão como receção. Para a emissão, as alterações passam pelo aumento da potência fornecida ao transdutor, podendo esta ser feita através do dimensionamento de um novo amplificador de potência e/ou implementando uma adaptação de impedâncias, que não foi complementado nesta fase. Para a parte de receção as alterações passam por desenhar outro tipo de circuitos de instrumentação que consigam aumentar a sensibilidade e/ou reduzir o ruído.

6. CONCLUSÃO

O objetivo da dissertação de Mestrado realizada era o desenvolvimento de dois sensores de turbidez: um por princípios óticos para a medição de concentração de partículas em suspensão e outro por princípios acústicos para caracterização do tamanho dos sedimentos.

Começando pelo sensor ótico, foi possível desenvolver um instrumento de medição enquadrado na política do projeto: de baixo custo, baixo consumo, discreto, capaz de recolher e registrar dados e com possibilidade de ser submerso em ambiente marítimo a realizar uma monitorização contínua.

Para a sua conceção utilizaram-se transdutores infravermelhos em três tipos de medição ótica (nefelométrica, luz transmitida e reflexão para trás), dotando-se assim o sensor de flexibilidade tanto em gama dinâmica como precisão e tornando-o adaptável a qualquer ambiente marítimo ou fluvial.

O teste em ambiente real comprovou a potencialidade do sensor para a monitorização de concentração de partículas em suspensão, conseguindo fazer a deteção da alteração da turbidez com a subida e descida das marés. A utilização do par emissor-recetor ultravioleta para diferenciação de matéria orgânica e inorgânica também deu indícios de ser um processo com sucesso para o efeito desde que haja uma calibração efetiva, o que não foi contemplado nesta fase do trabalho.

Na globalidade das funcionalidades atingidas pelo sensor desenvolvido o resultado é positivo, ficando por resolver apenas dois problemas.

O primeiro prende-se com o efeito da luz ambiente nas medições de turbidez. Durante todo o projeto o valor da luz externa foi tratado de forma aditiva, o que durante o processamento dos dados obtidos “*in situ*” se revelou incorreto. Desta forma, deverá ser feita uma calibração em laboratório para a luz ambiente antes da realização de testes de campo.

O segundo problema, já esperado, é o da incrustação biológica que faz com que as leituras do sensor sejam afetadas ao longo do tempo em que o sensor se encontra em monitorização. Esta questão, que afeta qualquer tipo de instrumento ótico marítimo, tem recebido grande importância por parte da comunidade científica nos últimos tempos, existindo já algumas soluções alternativas [44]. Atendendo à estrutura e características do sensor desenvolvido, uma solução deve ser perspectivada de forma a obter leituras fiáveis a logo prazo.

Passando para o sensor acústico, embora não corresponda às características dos instrumentos requeridos pelo projeto (baixo custo e baixo consumo), está perspectivada a

existência de outros aparelhos ultrassônicos pelo que uma junção de todos esses instrumentos poderá ser viável. Assim, desenvolveu-se todo o *hardware* e *software* necessários à atuação e receção de transdutores ultrassônicos.

Avaliado de uma forma global, o sistema desenvolvido apresenta todas as funcionalidades necessárias para um variado leque de aparelhos acústicos como medidores de corrente por efeito de *doppler* ou tempo de voo, comunicações sem fios por ultrassons e sonares passivos e ativos, podendo estes ser de varrimento lateral ou, claro, os medidores de turbidez acústicos ABS.

Para a aplicação a que o sensor se destinava, caracterização de tamanho de sedimentos, não foram conseguidos resultados práticos. O princípio da reflexão ultrassónica foi demonstrado com sucesso, mas apenas nas paredes de vidro de um aquário. À falta de areias de tamanho calibrado, tentou caracterizar-se ecos com bolhas de ar e com esferas metálicas, mas sem grandes resultados (a simetria circular destes materiais também não ajuda a reflexões para trás, mas sim à dispersão da onda). Não obstante este facto, os transdutores utilizados também não se revelaram os mais indicados para aplicação, apresentando uma sensibilidade e ângulo de receção/emissão reduzidos.

A otimização futura do aparelho deverá passar pela escolha de outros piezoelétricos ou até por uma mudança de configuração usando uns transdutores para fazer a emissão e outros para a receção. Neste caso, é também aconselhável seleccionar recetores com amplificação própria de forma a minimizar perdas no cabo de transmissão de sinal do piezo ao módulo de receção.

A nível do *hardware* a parte de atuação poderá também ser otimizado dimensionando-se um circuito de adaptação de impedâncias para cada um dos transdutores, aumentando-se assim a potência útil. Os módulos de receção sendo uma parte fulcral da sensorização dos ecos também devem ser reavaliados, procurando melhor formas de reduzir o ruído e aumentar a sensibilidade.

Em suma, o grande objetivo desta dissertação foi alcançado, desenvolvendo-se um sensor capaz de monitorizar continuamente a turbidez em ambientes marítimos e fluviais. A sua portabilidade, baixo custo, baixo consumo, robustez e características necessárias para ser submerso deixam-no em completa consonância com as características do projeto. Quando ao sensor acústico fez-se uma primeira abordagem a um tipo de aparelho que atualmente ainda se encontra em fase de investigação, resultando num instrumento que pode ser usado para diversas aplicações ultrassónicas.

BIBLIOGRAFIA

- [1] R. Herr, D. & Galland, G., *The Ocean and Climate Change Tools and Guidelines for Action*. 2009.
- [2] B. S. Halpern *et al.*, “A global map of human impact on marine ecosystems,” *Science* (80-.), vol. 319, no. 5865, pp. 948–952, 2008.
- [3] N. K. Goosen, J. Kromkamp, J. Peene, P. Van Rijswijk, and P. Van Breugel, “Bacterial and phytoplankton production in the maximum turbidity zone of three European estuaries: The Elbe, Westerschelde and Gironde,” *J. Mar. Syst.*, vol. 22, no. 2–3, pp. 151–171, 1999.
- [4] C. W. Anderson, “Turbidity,” *Natl. F. Man. Collect. Water-Quality Data*, vol. 1, pp. 1–55, 2005.
- [5] R. Jethra, “Turbidity measurement,” *ISA Trans.*, vol. 32, no. 4, pp. 397–405, 1993.
- [6] “Measuring Clarity - Team Clarity.” [Online]. Available: <http://teamclarity.weebly.com/measuring-clarity.html>. [Accessed: 10-Jan-2017].
- [7] R. W. Holmes, “The Secchi disk in turbid coastal waters,” *Limnol. Oceanogr.*, vol. 15, no. 2, pp. 688–694, 1970.
- [8] “The Secchi Disk – The Secchi Dip-In.” [Online]. Available: <http://www.secchidipin.org/index.php/monitoring-methods/the-secchi-disk/>. [Accessed: 10-Jan-2017].
- [9] M. Born and E. Wolf, *Principles of optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light*. 1999.
- [10] W. a Snyder *et al.*, “Optical scattering and backscattering by organic and inorganic particulates in U.S. coastal waters,” *Appl. Opt.*, vol. 47, no. 5, pp. 666–77, 2008.
- [11] “United States Environmental Protection Agency | US EPA.” [Online]. Available: <https://www.epa.gov/>. [Accessed: 15-Jan-2017].
- [12] “U.S Geological Survey | USGS.” [Online]. Available: <https://www.usgs.gov/>. [Accessed: 15-Jan-2017].
- [13] USEPA, “Method 180.1: Determination of Turbidity by Nephelometry,” 1993.
- [14] “Measuring Turbidity, TSS, and Water Clarity - Environmental Measurement Systems.” [Online]. Available: <http://www.fondriest.com/environmental-measurements/equipment/measuring-water-quality/turbidity-sensors-meters-and-methods/>. [Accessed: 15-Jan-2017].

- [15] “NEMI Method Summary - 2130 B.” [Online]. Available: https://www.nemi.gov/methods/method_summary/9645/. [Accessed: 16-Jan-2017].
- [16] “American Public Health Association APHA.” [Online]. Available: <https://www.apha.org/>. [Accessed: 16-Jan-2017].
- [17] “Standard Methods.” [Online]. Available: <http://standardmethods.org/>. [Accessed: 16-Jan-2017].
- [18] “ISO - International Organization for Standardization.” [Online]. Available: <http://www.iso.org/iso/home.html>. [Accessed: 15-Jan-2017].
- [19] A. Specification, “International Standard ISO,” *I Ec*, vol. 1999, 1999.
- [20] “ISO 7027-1:2016 - Water quality -- Determination of turbidity -- Part 1: Quantitative methods.” [Online]. Available: http://www.iso.org/iso/catalogue_detail.htm?csnumber=62801. [Accessed: 15-Jan-2017].
- [21] Great Lakes Instruments, “Turbidity Gli Method 2.”
- [22] Hach Company, “Hach Method 10133 - Determination of Turbidty by Laser Nephelometry.”
- [23] P. L. Mitchell and L. Mitchell, “Determination of Turbidity by Laser Nephelometry - Mitchell Method M5271,” 2009.
- [24] L. Mitchell and P. L. Mitchell, “Determination of Turbidity by LED Nephelometry - Michell Method M5331,” 2009.
- [25] “Thermo Fisher Scientific.” [Online]. Available: <http://www.thermofisher.com/pt/en/home.html>.
- [26] Thermo Fisher Scientific, “Determination of Turbidity by LED Nephelometry - Thermo Scientific Orion Method AQ4500,” 2009.
- [27] SWAN Analytische Instrumente AG, “Continuous Measurement of Turbidity Using a SWAN AMI Turbiwell Turbidimeter,” 2009.
- [28] C. H. Hach, “Principles of Surface Scatter ® Turbidity Measurement,” *Tech. Inf. Ser. Bookl.*, pp. 4–38, 2013.
- [29] S. Roy, S. Sathyendranath, H. Bouman, and T. Platt, “The global distribution of phytoplankton size spectrum and size classes from their light-absorption spectra derived from satellite data,” *Remote Sens. Environ.*, vol. 139, pp. 185–197, 2013.
- [30] a Lohrmann and a Calibration, “Monitoring sediment concentration with acoustic backscattering instruments,” *Nortek AS*, vol. 3, no. I, pp. 1–5, 2001.
- [31] A. E. Hay and J. Sheng, “Vertical Profiles of Suspended Sand Concentration and Size

- From Multifrequency Acoustic Backscatter,” *J. Geophys. Res.*, vol. 97, no. C10, p. 15,661-15,677, 1992.
- [32] “Coastal Wiki - Acoustic backscatter profiling sensors (ABS).” [Online]. Available: [http://www.coastalwiki.org/wiki/Acoustic_backscatter_profiling_sensors_\(ABS\)](http://www.coastalwiki.org/wiki/Acoustic_backscatter_profiling_sensors_(ABS)). [Accessed: 20-Jan-2017].
- [33] T. K. Chereskin, “ADCP measurement techniques.” [Online]. Available: <http://tryfan.ucsd.edu/adcp/adcp.htm>. [Accessed: 10-Jan-2017].
- [34] “EM spectrum – Wikipédia, a enciclopédia livre.” [Online]. Available: https://pt.wikipedia.org/wiki/Ficheiro:EM_spectrum_pt.svg. [Accessed: 17-Jan-2017].
- [35] “Reflexão da luz - Mundo Educação.” [Online]. Available: <http://mundoeducacao.bol.uol.com.br/fisica/reflexao-luz.htm>. [Accessed: 17-Jan-2017].
- [36] “Reflexão e Refração da Luz - Alunos Online.” [Online]. Available: <http://alunosonline.uol.com.br/fisica/reflexao-e-refracao-da-luz.html>. [Accessed: 17-Jan-2017].
- [37] Brumberger, “Light Scattering,” *Sci. Technol.*, p. 38.
- [38] “Só Física - Leis de Refração.” [Online]. Available: http://www.sofisica.com.br/conteudos/Otica/Refracaodaluz/leis_de_refracao.php. [Accessed: 18-Jan-2017].
- [39] “Piezoeletricidade,” 1990. [Online]. Available: http://www.ifi.unicamp.br/~lunazzi/F530_F590_F690_F809_F895/F809/F809_sem1_2007/GeovannaL_Cotta_RF1.pdf. [Accessed: 11-Jan-2017].
- [40] X. Lurton, *Underwater acoustic wave propagation*. Springer, 2010.
- [41] Wikipedia, “Sonar.” [Online]. Available: <https://pt.wikipedia.org/wiki/Sonar>.
- [42] Física e Vestibular, “Difração e Dispersão de ondas.” [Online]. Available: <http://fisicaevestibular.com.br/novo/>.
- [43] “CIMA - Viana do Castelo.” [Online]. Available: <http://www.cmia-viana-castelo.pt>.
- [44] L. Delauney, C. Compère, and M. Lehaitre, “Biofouling protection for marine underwater observatories sensors,” no. May 2009, pp. 1–4, 2013.

ANEXO I – TESTE PROTÓTIPO SENSOR ÓTICO

Tabela 12 - Resultados do teste em ambiente controlado do protótipo do sensor ótico

Colheres	Transmitido (mV)	Fowardscatter (mV)	Nefelométrico (mV)	Backscatter (mV)
0	166	49,5	20,5	7,5
1	155,5	49,5	21,5	9,4
2	153,1	50,3	22,8	10,8
3	145,6	50,15	24	11,1
5	135,6	47,85	25,3	12,2
7	125,1	45,7	26	13
10	106,8	42,5	26,8	14,1
13	99,5	40,5	27,3	15,6
16	87,9	36,3	27,5	17,1
20	70,6	32,8	27,1	19,2
25	60,6	29,3	26,9	21,1
30	53,2	25,3	26,5	22,3
35	45,3	23	26,3	23,9
40	35,4	20,4	25,4	25,4
50	26,3	16,3	23	28,4
60	20	13,15	20,1	30,75
80	13,1	8,8	17,2	32
100	10,2	7,7	13,7	32,1
110	8,8	6,8	12,3	32,2
125	6,5	5,8	10,6	32,2
300	6,2	6,3	10	28

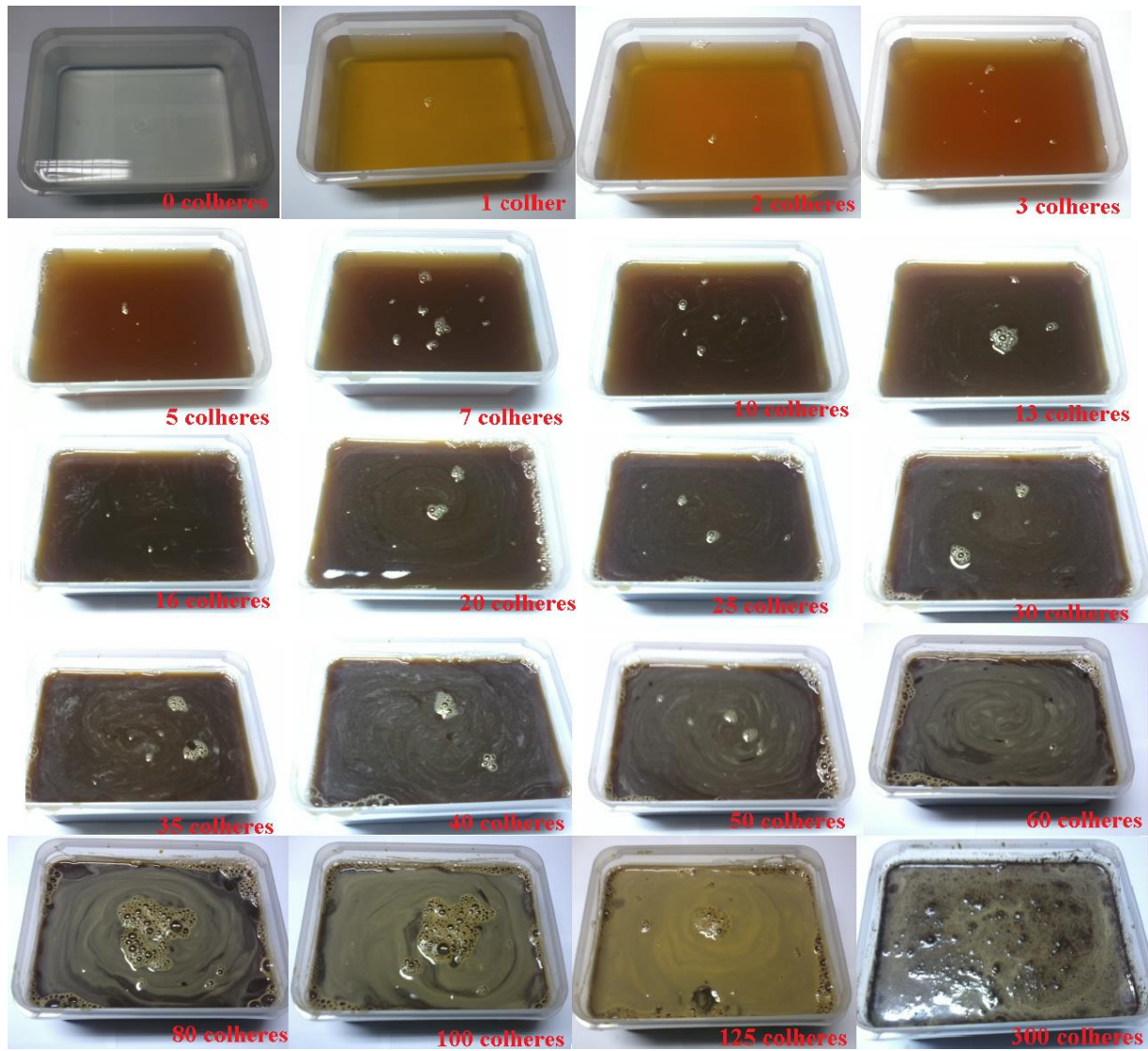


Figura 145 - Aumento gradual e controlado de colheres de chá de café durante o teste do protótipo do sensor ótico

ANEXO II – CALIBRAÇÃO SENSOR ÓTICO

Tabela 13 - Valores do teste “falhado” da calibração do sensor ótico para areia de 350um

g	Backscatter (mV)	Nefelométrico (mV)	Transmitido (mV)	Ultravioleta (mV)
30	0,21	0,425	1,904	1,655
60	0,234	0,537	1,889	1,562
90	0,249	0,532	1,934	1,436
120	0,254	0,708	1,787	1,309

Tabela 14 - Valores do ensaio da calibração do sensor ótico para areia de 350um

g	Backscatter (mV)	Nefelométrico (mV)	Transmitido (mV)	Ultravioleta (mV)
0	0,205	0,464	2,144	2,051
30	0,229	0,61	1,724	1,675
60	0,269	0,698	1,494	1,235
90	0,288	0,757	1,265	0,752
120	0,366	0,825	1,079	0,547
150	0,366	0,791	0,918	0,4
180	0,425	0,84	0,718	0,137
210	0,41	0,801	0,562	0,107
240	0,449	0,854	0,498	0,059
270	0,469	0,869	0,396	0,039
300	0,508	0,894	0,293	0,015
330	0,498	0,903	0,273	0,029
360	0,444	0,84	0,237	0
390	0,415	0,859	0,225	0
420	0,444	0,762	0,215	0
450	0,41	0,732	0,205	0
480	0,4	0,718	0,205	0

Tabela 15 - Valores do ensaio da calibração do sensor ótico para areia de 180um

g	Backscatter (mV)	Nefelométrico (mV)	Transmitido (mV)	Ultravioleta (mV)
0	0,186	0,41	2,046	2,075
30	0,234	0,527	1,553	1,382
60	0,327	0,61	1,235	0,649
90	0,352	0,635	0,952	0,356
120	0,361	0,664	0,889	0,254
150	0,396	0,654	0,659	0,122
180	0,425	0,654	0,576	0,015
210	0,42	0,635	0,444	0

240	0,469	0,566	0,474	0,01
270	0,483	0,527	0,405	0,02
300	0,493	0,503	0,381	0
330	0,493	0,464	0,288	0,005
360	0,522	0,435	0,264	0
390	0,483	0,415	0,225	0
420	0,503	0,396	0,19	0