



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Desenvolvimento de um circuito eletrônico para controle de um *array* ultrassônico de 40 kHz

Daniel Henrique Batista de Magalhães

João Monlevade, MG
2024

Daniel Henrique Batista de Magalhães

Desenvolvimento de um circuito eletrônico para controle de um *array* ultrassônico de 40 kHz

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.

Orientador: Prof. Marcelo Moreira Tiago

Coorientador: Prof. Márcio Feliciano Braga

Universidade Federal de Ouro Preto
João Monlevade
2024

SISBIN - SISTEMA DE BIBLIOTECAS E INFORMAÇÃO

M188d Magalhães, Daniel Henrique Batista de.

Desenvolvimento de um circuito eletrônico para controle de um array ultrassônico de 40 kHz. [manuscrito] / Daniel Henrique Batista de Magalhães. - 2024.

62 f.: il.: color., gráf., tab..

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Moreira Tiago.

Coorientador: Prof. Dr. Márcio Feliciano Braga.

Monografia (Bacharelado). Universidade Federal de Ouro Preto. Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Graduação em Engenharia Elétrica .

1. Circuitos eletrônicos. 2. Microcontroladores. 3. Processamento de sinais - Técnicas digitais. 4. Transdutores ultrassônicos. I. Tiago, Marcelo Moreira. II. Braga, Márcio Feliciano. III. Universidade Federal de Ouro Preto. IV. Título.

CDU 621.3:681.5

Bibliotecário(a) Responsável: Flavia Reis - CRB6-2431



FOLHA DE APROVAÇÃO

Daniel Henrique Batista de Magalhães

Desenvolvimento de um circuito eletrônico para controle de um *array* ultrassônico de 40 kHz

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica

Aprovada em 19 de fevereiro de 2024.

Membros da banca

Dr. Marcelo Moreira Tiago — Orientador — Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Márcio Feliciano Braga — Coorientador — Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Igor Dias Neto de Souza — Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Júlio César Eduardo de Souza — Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”

Marcelo Moreira Tiago, orientador do trabalho, aprovou a versão final e autorizou seu depósito na Biblioteca Digital de Trabalhos de Conclusão de Curso da UFOP em 21/02/2024.



Documento assinado eletronicamente por **Marcelo Moreira Tiago, PROFESSOR DE MAGISTERIO SUPERIOR**, em 21/02/2024, às 11:52, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0671101** e o código CRC **B6D455C6**.

*Aos meus pais, José e Isabel, e aos meus avós, Anízio e Maria, dedico este trabalho.
Minha gratidão eterna pelo carinho e amor incondicional por vocês dado.*

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais e avós por todo apoio e incentivo dado para a realização do curso até sua derradeira etapa. Aos amigos que conheci ao longo do caminho, principalmente aos meus amigos, Alan, João, José, Renan e Luiz, que me acompanharam, ajudaram e apoiaram durante todo o curso. À minha noiva Josiane pelo apoio e incentivo. Por fim, agradeço a todos os professores, e técnicos de laboratório do ICEA pelo excelente trabalho, em especial aos professores Marcelo e Márcio, que me guiaram durante esta etapa final do curso e aos professores Juvenil, Pontes e Alana, que foram minha fonte de inspiração para me tornar o estudante que sou hoje.

"Une immense espérance traversée la terre, une immense espérance a traversée ma peur."

– Alfred de Musset

Resumo

Este trabalho descreve as etapas de projeto de um circuito eletrônico utilizado para controlar um *array* de transdutores ultrassônicos de 40 kHz, projetados para operar em contato com ar. O projeto realizado inclui um circuito para excitação dos transdutores, controlável remotamente por meio de um microcontrolador, um circuito para amplificação dos sinais recebidos após a propagação das ondas acústicas pelo meio e um sistema de aquisição de sinais, com frequência de amostragem máxima de 500 kHz. Para atingir os objetivos propostos, o trabalho foi dividido em duas etapas: a primeira consiste na caracterização de um circuito de excitação composto por um microcontrolador e um amplificador de tensão. Com o circuito de disparo, obteve-se um trem de pulsos com tensão de $17 V_{pp}$ e frequência de 41,5 kHz para alimentar o transdutor receptor. Foi feita a caracterização dos sinais recebidos pelos transdutores RX, que apresentaram uma resposta em frequência com bom desempenho para o sinal de disparo, e a implementação de um circuito de recepção usando amplificadores de instrumentação para aumentar o valor de tensão do sinal na recepção de $0,2 V_{pp}$ para $1,6 V_{pp}$ na distância de testes Z_{L1} . A partir disso, foi proposta uma topologia de amplificação com um ganho de 23,5 dB. Finalmente, a fim de se avaliar o desempenho do sistema desenvolvido numa aplicação real, foram realizados procedimentos de calibração e, posteriormente, a inspeção de alguns objetos por meio de ensaios não destrutivos com um *array* linear com quatro elementos transmissores e 4 elementos receptores, com espaçamento de $2,5 \lambda$ entre os transdutores. Os sinais adquiridos foram processados por meio de algoritmos de focalização por abertura sintética, e os resultados foram utilizados para gerar imagens acústicas.

Palavras-chave: Aquisição de sinais, processamento analógico de sinais, processamento digital de sinais.

Abstract

This work describes the design stages of an electronic circuit used to control a 40 kHz ultrasonic transducer array, designed to operate in contact with air. The completed project includes a circuit for transducer excitation, remotely controllable via a microcontroller, a circuit for amplification of signals received after the propagation of acoustic waves through the medium, and a signal acquisition system, with a maximum sampling frequency of 500 kHz. To achieve the proposed objectives, the work was divided into two stages: the first consists of characterizing an excitation circuit composed of a microcontroller and a voltage amplifier. With the trigger circuit, a pulse train was obtained with a voltage of $17 V_{pp}$ and a frequency of 41.5 kHz to power the receiving transducer. The characterization of the signals received by the RX transducers was performed, showing a frequency response with good performance for the trigger signal, and the implementation of a reception circuit using instrumentation amplifiers to increase the signal voltage value from $0.2 V_{pp}$ to $1.6 V_{pp}$ at the test distance Z_{L1} . From this, an amplification topology with a gain of 23.5 dB was proposed. Finally, in order to evaluate the performance of the developed system in a real application, calibration procedures were carried out, followed by the inspection of some objects using non-destructive testing with a linear array of four transmitting elements and four receiving elements, with a spacing of 2.5λ between the transducers. The acquired signals were processed using Synthetic Aperture Focusing Technique algorithms, and the results were used to generate acoustic images.

Keywords: Signal acquisition, analog signal processing, digital signal processing.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Movimento de uma corda com uma das extremidades amarrada como exemplo de uma onda transversal.	5
Figura 2 – Movimento de uma mola como exemplo de uma onda longitudinal.	6
Figura 3 – Corte azimutal de um sensor ultrassônico do tipo reto.	8
Figura 4 – Corte azimutal de um sensor ultrassônico do tipo duplo cristal.	9
Figura 5 – Vista das principais partes de um sensor ultrassônico do tipo reto.	9
Figura 6 – Padrão de radiação para um <i>array</i> com $D=10$ mm, $f=3$ MHz e $Z_L=50$ mm.	10
Figura 7 – Exemplo de um padrão de radiação de um sinal no diagrama polar.	11
Figura 8 – Relação entre retardos no tempo de disparo dos elementos de um PA e a direção da frente de onda.	12
Figura 9 – Imagem obtida a partir do uso de PA.	13
Figura 10 – Esquema básico de funcionamento de um sistema ultrassônico de <i>phased array</i>	14
Figura 11 – Representação de como eram obtidas imagens ecográficas setoriais para o uso do SAR.	14
Figura 12 – Módulo do “sensor de ré” adquirido.	16
Figura 13 – Sinal de excitação do módulo comercial.	17
Figura 14 – Esquema para o circuito de transmissão e recepção de sinais acústicos.	18
Figura 15 – Posicionamento dos transdutores a uma distância de referência.	19
Figura 16 – Diagrama simplificado do funcionamento CI MAX232.	20
Figura 17 – Circuito de recepção desenvolvido.	20
Figura 18 – Configuração inversora para o LM741.	21
Figura 19 – Diagrama esquemático do circuito amplificador de instrumentação INA126p.	22
Figura 20 – Ganho máximo em relação à frequência do sinal.	23
Figura 21 – Configuração para o somador de <i>offset</i> usando o LM741.	23
Figura 22 – Estação de trabalho para testes no circuito e aquisição de dados.	25
Figura 23 – Separação de 15 cm entre os transdutores.	27
Figura 24 – Exemplo para procedimento de medição do tempo de voo experimental.	27
Figura 25 – Curva de atenuação de uma onda acústica de 40 kHz que se propaga no ar a 25°, 1 atm, 60% de umidade do ar.	29
Figura 26 – Curva de atenuação para diversas frequências para distâncias entre 0,1 e 10 metros.	29
Figura 27 – Curva contendo o valor da atenuação calculada (dB).	30
Figura 28 – Aparato provisório de testes usando <i>protoboards</i>	31
Figura 29 – Diagrama esquemático do funcionamento do sistema.	32
Figura 30 – Vista frontal para o protótipo desenvolvido.	33

Figura 31 – Campo acústico previsto para o sistema desenvolvido.	34
Figura 32 – Campo acústico considerado ideal.	34
Figura 33 – Trem de pulsos gerado pelo ATmega328 (curva em azul) e saída obtida no pino T1OUT do MAX232 (curva em vermelho).	36
Figura 34 – Atraso gerado em TOUT a partir da comutação em TIN.	37
Figura 35 – Sinal obtido na saída do receptor a uma distância de referência $Z_{L1}=0,009$ m e sua resposta em frequência.	37
Figura 36 – Sinal obtido na saída do amplificador de instrumentação para os transdutores a uma distância de referência $Z_{L1}=0,009$ m.	38
Figura 37 – Sinal obtido na saída do receptor com o circuito de recepção completo a uma distância de referência $Z_{L1}=0,009$ m e sua resposta em frequência.	39
Figura 38 – Atenuação esperada <i>versus</i> experimental.	40
Figura 39 – Tempos de voo esperado <i>versus</i> experimental conforme a distância.	40
Figura 40 – Diferença de tempo entre início da emissão e o valor máximo do sinal coletado na recepção.	42
Figura 41 – Primeiro cenário de testes contendo somente o anteparo a uma distância de aproximadamente 20 cm.	42
Figura 42 – Imagem gerada após o uso da técnica SAFT para o primeiro cenário e destaque para o efeito da zona morta (em vermelho).	43
Figura 43 – A-Scan para o primeiro cenário de testes, considerando o par TX1 e RX1.	43
Figura 44 – Imagem gerada após o uso da técnica SAFT e apodização de Kaiser para o primeiro cenário.	44
Figura 45 – A-Scan após o uso da apodização de Kaiser para o primeiro cenário de testes, considerando o par TX1 e RX1.	44
Figura 46 – Imagem gerada após o uso da técnica SAFT e filtragem digital para o primeiro cenário.	44
Figura 47 – A-Scan após o uso da filtragem digital para o primeiro cenário de testes, considerando o par TX1 e RX1.	45
Figura 48 – Imagem gerada após o uso da técnica SAFT e filtragem digital e apodização de Kaiser para o primeiro cenário.	45
Figura 49 – A-Scan após o uso da apodização de Kaiser e da filtragem digital para o primeiro cenário de testes, considerando o par TX1 e RX1.	45
Figura 50 – Segundo cenário de testes contendo garrafa plástica (cilíndrica) a 15 cm.	46
Figura 51 – Imagem obtida para o segundo cenário de testes com sinal apodizado e filtrado.	46
Figura 52 – Terceiro cenário de testes contendo duas garrafas plásticas (cilíndrica) a 12 cm e 16 cm.	47
Figura 53 – Imagem obtida para o terceiro cenário de testes.	47

Figura 54 – Diagrama de blocos funcionais do INA126p.	54
Figura 55 – Diagrama de blocos funcionais do INA126p para cálculo considerando R_G	56

Lista de tabelas

Tabela 1 – Velocidade de propagação de ondas acústicas em meios gasosos.	7
Tabela 2 – Valores de referência para tempo de voo obtidos a partir de 3.8.	26
Tabela 3 – Atenuação e valor de tensão esperados em função da distância de propagação da onda.	30
Tabela 4 – Atenuação real <i>versus</i> atenuação esperada conforme a distância.	40
Tabela 5 – Tempos de voo esperado <i>versus</i> experimental.	41
Tabela 6 – Parâmetros utilizados para configuração inicial do SAFT.	41

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Objetivos	2
1.2	Revisão Bibliográfica	2
1.3	Estrutura do Trabalho	4
2	REVISÃO TEÓRICA	5
2.1	Ondas mecânicas	5
2.2	Sensores e transdutores	7
2.2.1	Transdutores ultrassônicos	7
2.2.2	Regiões de Fraunhofer e Frensel	8
2.3	Sistemas eletrônico embarcado para controle do <i>array</i> de transdutores	10
2.3.1	<i>Beamforming</i>	11
2.3.2	<i>Phased arrays</i>	12
2.4	Técnicas de focalização de sinais acústicos	13
2.4.1	<i>Synthetic Aperture Radar</i> - SAR	13
2.4.2	<i>Synthetic Aperture Focusing Technique</i> - SAFT	15
2.5	Considerações parciais	15
3	METODOLOGIA	16
3.1	Considerações iniciais	16
3.1.1	Projeto desenvolvido	17
3.2	Circuito de excitação	18
3.3	Circuito de recepção	20
3.4	Sistema de aquisição de dados	24
3.5	Testes com o circuito de recepção	25
3.5.1	Velocidade de propagação e tempo de voo	26
3.5.2	Coeficiente de atenuação	28
3.6	Circuito Desenvolvido	30
3.7	Geração de imagens acústicas	32
3.8	Considerações parciais	34
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	36
4.1	Análise dos sinais gerados pelo circuito de excitação	36
4.2	Respostas dos transdutores	36
4.3	Análise dos sinais amplificados	38
4.3.1	Análise dos dados adquiridos a partir do microcontrolador RP2040	38

4.4	Calibração do sistema de medição	39
4.5	Teste de geração de imagens	41
4.5.1	Ensaio inicial: calibração	41
4.5.2	Ensaio 02: objeto posicionado a 15 cm	44
4.5.3	Ensaio 03: dois objetos em diferentes distâncias	46
4.6	Considerações parciais	46
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	48
5.1	Sugestão para trabalhos futuros	49
	REFERÊNCIAS	51
	ANEXO A – DEMONSTRAÇÃO MATEMÁTICA DA EXPRESSÃO DO GANHO DO INA126P.	54
	ANEXO B – DIAGRAMA ELÉTRICO PARA A TOPOLOGIA 1 DESENVOLVIDA.	57
	ANEXO C – CARACTERÍSTICAS DE PROJETO DO FILTRO PASSA-BANDAS DO CIRCUITO DE RECEPÇÃO.	58

1 Introdução

Sistemas ultrassônicos vêm sendo utilizados em diversos tipos de aplicações ao longo dos últimos anos. Como exemplo, pode-se citar aplicações médicas, seja para diagnóstico de patologias a partir de imagens ou para tratamento de enfermidades por meio de aplicações de potência, aplicações industriais, que vão desde a caracterização de líquidos até a inspeção de materiais por meio de ensaios não destrutivos, e aplicações militares, como os sonares, entre outras.

Como vantagens, essa técnica possibilita a realização de ensaios de forma não invasiva e não destrutiva, motivo pelo qual é frequentemente utilizada em aplicações industriais (FERREIRA FILHO, 2014; STEIN, 2017).

Na indústria metalúrgica, pode-se citar como exemplos de aplicações a verificação da presença de trincas em trilhos, furos irregulares em chapas metálicas, e até mesmo irregularidades no processo de soldagem (SHEN et al., 2017; JODHANI et al., 2023; DEEPAK et al., 2021).

Há vários desafios envolvidos ao longo da implementação de sistemas de medição ultrassônicos, tais como o projeto do *hardware*, necessário para excitar e amplificar os sinais provenientes dos transdutores, e o desenvolvimento do *software*, que pode envolver algoritmos complexos para casos em que se deseja gerar imagens ou compensar efeitos associados ao meio que se deseja caracterizar.

Ressalta-se que os custos de *hardware* podem ser elevados, visto que, muitas vezes, são necessários processadores digitais de sinais e outros equipamentos dedicados para aplicações de geração de imagens.

Em geral, sistemas para geração de imagens acústicas costumam utilizar *arrays* de elementos piezoelétrico, ao invés de se utilizar apenas um transdutor, operando em modo transmissão e recepção. Estes *arrays* podem emitir e receber sinais por meio de diversas combinações utilizando os vários elementos que o compõe. Nessa configuração, o conjunto de transdutores passa a ser definido como *phased array*.

A combinação desses sinais pode ser feita de diferentes formas, a depender do tipo de caracterização que se deseja realizar. Além disso, controlando-se os tempos e o disparo dos transdutores, pode-se direcionar o feixe acústico resultante para regiões específicas do meio que se deseja inspecionar, por meio de um processo conhecido como *beamforming*.

Após o processo de excitação, os sinais devem ser adquiridos e processados. O processamento desses sinais pode ser feito de diferentes formas, por meio de algoritmos específicos conhecidos como algoritmos de focalização. Há várias opções diferentes de algoritmos de focalização que podem ser utilizadas, como o SAFT, (do inglês *Synthetic Aperture Focusing Technique*) ou o TFM (do inglês, *Total Focusing Method*). É importante ressaltar que a qualidade da imagem resultante, bem como o grau de complexidade

do algoritmo que deverá ser executado para gerar essas imagens, estão diretamente relacionados à escolha da técnica.

Neste trabalho, foi projetado um circuito eletrônico para controle de um *array*.

1.1 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver o projeto de um sistema eletrônico microcontrolado capaz de controlar o processo de excitação e aquisição de sinais de um *array* ultrassônico, composto por transdutores de 40 kHz, que possa ser utilizado para gerar imagens acústicas.

Os objetivos específicos são:

- Desenvolver um circuito eletrônico para excitação dos transdutores emissores;
- Projetar um circuito amplificador para os sinais obtidos a partir dos transdutores receptores;
- Desenvolver um sistema para aquisição dos sinais após a amplificação;
- Obtenção do campo acústico do *array* por meio do uso de um manipulador cartesiano ou, alternativamente, gerar imagens acústicas, utilizando algoritmos de focalização por abertura sintética;

1.2 Revisão Bibliográfica

No trabalho de Harput e Bozkurt (2008), apresenta-se a implementação de um dispositivo utilizando a técnica de *phased array*. O sistema foi desenvolvido para atuar como uma ferramenta para pessoas com deficiência visual, auxiliando-as no processo de locomoção. Um FPGA (do inglês, *field-programmable gate array*) foi utilizado para controlar o sistema.

O trabalho apresentado por Arguedas (2010) aborda o desenvolvimento de novas técnicas de focalização para formação de imagens acústicas, com aplicações em tempo real para casos bidimensionais e tridimensionais. Segundo o autor, no trabalho foram utilizadas algumas técnicas de processamento de sinais mais simples, embarcadas em *hardware* de menor custo. As técnicas desenvolvidas mostraram-se eficientes para o que se propunham, uma vez que o sistema proposto foi capaz de adquirir e processar os sinais em tempo real a partir de dispositivos mais simples, dedicados a projetos nos quais as necessidades não são demasiadamente severas.

Como mencionado anteriormente, um dos principais objetivos deste trabalho é desenvolver um sistema que possa ser utilizado para gerar imagens acústicas. Sabe-se que

o processo de aquisição e processamento dos dados pode ser algo custoso computacionalmente. Dessa forma, deve-se escolher um microcontrolador capaz de realizar a amostragem do sinal com uma frequência de amostragem satisfatória, além de possuir capacidade suficiente para realizar a transferência de dados para um computador via serial com alta taxa de transferência ou até mesmo processar os sinais internamente.

No trabalho apresentado por Romero et al. (2009), apresenta-se uma estratégia para processamento dos dados adquiridos usando unidades gerais de processamento (GPUs, do inglês *Graphic Proccesing Units*) presentes em placas de vídeo. Para os autores, o processo de obtenção de imagens acústicas pode ser separado em duas etapas. Na primeira, ocorrem os processos de excitação, aquisição e armazenamento dos dados adquiridos a partir dos transdutores. Na segunda etapa, realiza-se o processamento dos sinais adquiridos por meio do algoritmo de focalização escolhido, com o objetivo da formação das imagens. No trabalho, os autores utilizaram técnicas de focalização por abertura sintética (SAFT). Esse algoritmo foi paralelizado e processado de forma concorrente utilizando GPUs de uma placa de vídeo. Como resultado, os autores foram capazes de gerar imagens num tempo significativamente menor do que as obtidas utilizando processadores de um único núcleo.

Arrays de transdutores podem ser montados de acordo com diversos tipos de configurações físicas, podendo apresentar vantagens e desvantagens que variam conforme o tipo de projeto realizado. O uso de um arranjo de transdutores alinhados num mesmo eixo (como um vetor) permite que sejam formadas imagens bidimensionais. Essas imagens seriam equivalentes a um corte numa imagem tridimensional, e por utilizarem um número menor de sinais, podem ser processadas em menor tempo. Ressalta-se que seria possível obter uma imagem tridimensional a partir de um *array* bidimensional. Para isso, seria necessário deslocar o *array* por um dos eixos do objeto que se deseja caracterizar.

Holmes, Drinkwater e Wilcox (2005) propõe a implementação de um *array* matricial de transdutores para a formação de imagens acústicas tridimensionais. No trabalho, os autores empregaram o método de focalização TFM, que utiliza uma combinação de todos os sinais adquiridos para gerar imagens com qualidade elevada. Como desvantagem, o método TFM apresenta tempos de processamento consideravelmente superiores, uma vez que muitos cálculos são realizados para que uma imagem seja obtida.

O avanço da tecnologia dos processadores embarcados ao longo dos últimos anos possibilitou a implementação de algoritmos custosos computacionalmente como o TFM, por exemplo, em sistemas utilizados para inspeção de peças onde deseja-se gerar imagens acústicas em tempo real. Como exemplo, pode-se citar o trabalho apresentado por Laorden et al. (2011), que utiliza técnicas de processamento paralelo para gerar imagens em tempo real, processando os sinais a partir de GPUs. Os resultados obtidos mostram que, em comparação com uma CPU (do inglês, *Central Processor Unit*) tradicional, o tempo de processamento dos sinais e geração das imagens podem ser reduzidos em mais de uma

ordem de grandeza.

1.3 Estrutura do Trabalho

Este trabalho foi dividido em cinco capítulos. No Capítulo 1, apresenta-se a introdução, que está subdividida em 3. A subseção de objetivos tem como propósito fazer uma breve apresentação das intenções gerais do trabalho. A subseção de revisão bibliográfica expõe, de maneira sucinta, algumas das principais obras de referência para a realização deste trabalho. Por fim, a estrutura do trabalho é responsável por detalhar o que se espera de cada seção deste documento.

No Capítulo 2, encontra-se uma breve revisão teórica para familiarizar os leitores com conceitos físicos e matemáticos menos triviais utilizados durante o desenvolvimento deste trabalho.

No Capítulo 3, os materiais e métodos utilizados são expostos e detalhados para possibilitar a reprodução e validação do *hardware* e testes realizados.

No Capítulo 4, são discutidos os resultados obtidos, é feita uma comparação destes com trabalhos já consolidados na literatura.

No Capítulo 5, são apresentadas as conclusões finais acerca do trabalho, além de considerações para melhorias deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

2 Revisão Teórica

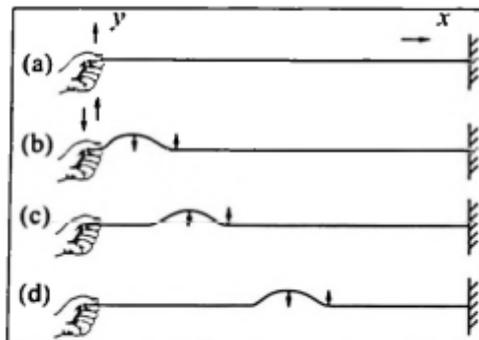
Neste capítulo, serão apresentados alguns dos conceitos teóricos necessários para a compreensão das técnicas e termos apresentados ao longo deste trabalho.

2.1 Ondas mecânicas

De acordo com Halliday, Resnick e Walker (2016), ondas mecânicas representam uma classe de ondas que podem ser regidas por leis newtonianas. Essas ondas se propagam através de meios físicos, como o ar, rochas e água. Como exemplo, pode-se citar as ondas sonoras geradas pela vibração de um diapasão, proporcionando um som na frequência de ressonância para qual o instrumento foi projetado.

As ondas mecânicas podem se propagar de diferentes formas, e podem ser classificadas com base na forma com que se propagam. Nesse sentido, define-se uma onda transversal como a que apresenta direção de propagação perpendicular (90°) em relação à direção da vibração aplicada, conforme apresentado na Figura 1 (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2016).

Figura 1 – Movimento de uma corda com uma das extremidades amarrada como exemplo de uma onda transversal.



Fonte: Retirado de Nussenzweig (2016).

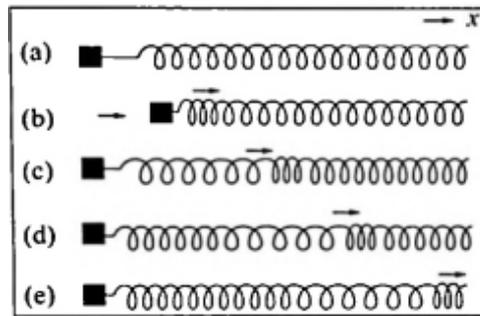
Ondas longitudinais apresentam direção da propagação no mesmo sentido da direção de vibração. O comportamento de uma onda longitudinal pode ser visualizado na Figura 2.

O comportamento de ondas longitudinais pode ser descrito, de forma simplificada, por meio de uma função senoidal,

$$y(x,t) = y_m \text{sen}(kx - \omega t + \phi), \quad (2.1)$$

em que k representa o número de onda (rad/m), x é a posição (m), ω é a frequência angular (rad/s), t representa o tempo (s) e ϕ é uma constante de fase (rad).

Figura 2 – Movimento de uma mola como exemplo de uma onda longitudinal.



Fonte: Retirado de Nussenzveig (2016).

A frequência é um parâmetro importante quando se deseja caracterizar ondas acústicas. Considera-se como faixa audível a região compreendida entre 20 Hz e 20 kHz. Dessa forma, o ultrassom é definido para casos em que a frequência do sinal é maior do que 20 kHz (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2016).

A frequência angular pode ser relacionada à frequência a partir da relação

$$f = \frac{1}{T_p} = \frac{\omega}{2\pi}, \quad (2.2)$$

em que f é a frequência (Hz) e T_p é o período (s).

Também é possível associar o número de onda com o comprimento de onda por meio da expressão

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (2.3)$$

em que λ é o comprimento de onda (m).

A velocidade de propagação das ondas pelo meio pode variar em função da temperatura e das propriedades do material pelo qual as ondas se propagam (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2016). Pode-se relacionar a velocidade com a frequência angular e o número de onda a partir da expressão

$$V = \frac{\omega}{k} = \lambda f. \quad (2.4)$$

Neste trabalho, serão utilizadas ondas acústicas longitudinais, cujo meio de propagação de interesse é o ar. Nota-se que a velocidade de propagação é maior em meios mais densos.

Na Tabela 1, pode se verificar alguns valores de referência para a velocidade de propagação do som em diferentes meios gasosos.

Tabela 1 – Velocidade de propagação de ondas acústicas em meios gasosos.

Meio de propagação	Velocidade (m/s)
Ar (0°)	331
Ar (20°)	343
Hélio	965
Hidrogênio	1284

Fonte: Adaptado de Halliday, Resnick e Walker (2016).

2.2 Sensores e transdutores

Em aplicações industriais, é frequente a utilização de sensores e transdutores para medição de diversas grandezas físicas em aplicações que envolvem o controle ou monitoramento de parâmetros.

De acordo com Aguirre (2013), sensores podem ser utilizados para detectar grandezas, mas não transformá-las em outras formas de energia. Transdutores são utilizados nos casos em que, para a realização das medições, deve-se converter um determinado tipo de energia em outro. Como exemplo, pode-se citar um cristal de quartzo, que pode transformar uma deformação física em tensão elétrica e vice-versa (AGUIRRE, 2013).

2.2.1 Transdutores ultrassônicos

Transdutores ultrassônicos podem ser utilizados para converter ondas mecânicas (pressão) num sinal de tensão elétrica e vice-versa. Isso é possível, pois, internamente, esses dispositivos são compostos por materiais piezoelétricos, frequentemente utilizados para esse tipo de aplicação.

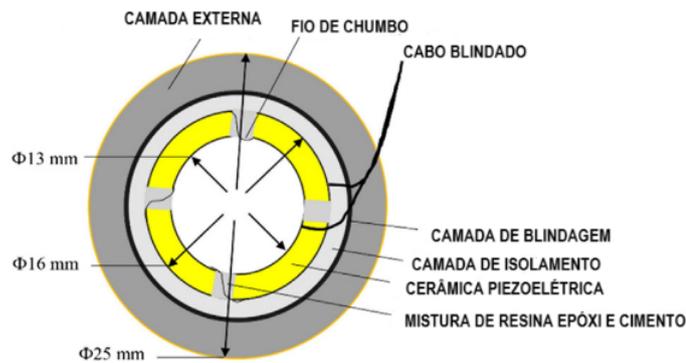
O efeito piezoelétrico foi descoberto em 1880 por Jacques e Pierre Curie e ocorre quando a aplicação de um campo elétrico provoca uma alteração nas dimensões físicas de um determinado material. O caminho contrário também é verdadeiro (AGUIRRE, 2013).

Conforme já citado, o quartzo é um material que possui tais características. Outros cristais, como a turmalina, também apresentam características semelhantes. Entretanto, materiais encontrados *in natura* possuem propriedades piezoelétricas pobres. Os materiais utilizados com maior frequência na construção de transdutores ultrassônicos são arranjos policristalinos, ferroelétricos e cerâmicos, como o PZT ($\text{Pb}(\text{Zr},\text{Ti})\text{O}_3$) (SHUNG; ZIPPURO, 1996).

Existem diferentes geometrias possíveis para a construção de um transdutor ultrassônico, dentre elas, pode-se citar: transdutor reto, angular e duplo cristal (ANDREUCCI, 2014). Neste trabalho, serão utilizados transdutores retos.

Os transdutores do tipo reto são monocristalinos, ou seja, apresentam somente um cristal em sua construção. Uma representação em corte desse tipo de transdutor pode ser vista na Figura 3.

Figura 3 – Corte azimutal de um sensor ultrassônico do tipo reto.



Fonte: Adaptado de Liu et al. (2020).

Esses transdutores, apesar de serem muito utilizados, não permitem funcionalidade TX e RX simultaneamente. Quando a onda emitida atinge um material com impedância acústica diferente, parte da energia da onda é transmitida e parte é refletida. A impedância acústica relaciona valores de densidade e velocidade de propagação do som no meio, por meio da relação

$$Z = \rho c, \quad (2.5)$$

sendo Z a impedância acústica (Rayls), ρ a densidade (kg/m^3) e c a velocidade de propagação do som no meio (m/s).

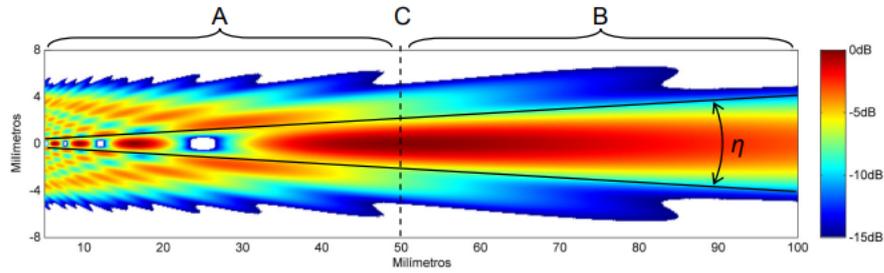
Quando uma onda se propaga por camadas compostas por materiais com impedância acústica diferentes, a reflexão de parte do sinal gera sinal resultante definido na literatura como eco, que pode ser adquirido por meio de um sistema de aquisição e, posteriormente, processado. As informações obtidas por meio do sinal de eco permitem, por exemplo, que seja feito o cálculo do tempo necessário para que a onda emitida se propague pelo meio, seja refletida e retorne ao transdutor que a emitiu. O tempo decorrido entre a emissão e recepção de um sinal acústico é definido na literatura como tempo de voo.

Sensores do tipo duplo cristal, como o mostrado na Figura 4, diferenciam-se dos do tipo reto por possuírem dois cristais diferentes, isolados acusticamente entre si. Esse tipo de sensor permite que os transdutores operem em modo TX/RX simultaneamente (ANDREUCCI, 2014).

2.2.2 Regiões de Fraunhofer e Frensel

Quando transdutores são excitados por meio de um sinal elétrico, a região no entorno do material piezoelétrico utilizado durante o processo de fabricação desses dispositivos começa a vibrar, gerando um campo acústico. A intensidade do campo acústico gerado é função das características do material piezoelétrico, da frequência de ressonância do cristal, e das camadas de retaguarda e acoplamento do transdutor.

Figura 6 – Padrão de radiação para um *array* com $D=10$ mm, $f=3$ MHz e $Z_L=50$ mm.



Fonte: Retirado de Arguedas (2010).

Porém, a definição do que é de fato uma zona morta para aquisição de sinais depende de diversos outros fatores, relacionados com os transdutores utilizados até os circuitos de excitação e amplificação utilizados. Pode-se dizer que essa região independe da distribuição angular do campo, e pode ser relacionada com o maior erro de fase permitido (SELVAN; JANASWAMY, 2017).

A distância de campo distante pode ser calculada a partir da expressão

$$Z_L = \frac{D^2}{4\lambda}, \quad (2.6)$$

em que D é a dimensão máxima de abertura do *array* (m).

A partir de Z_L , definida como região de Fresnel ou região de campo distante, considera-se que a dimensão dos emissores é muito menor do que a distância entre o transdutor e o ponto que se deseja monitorar (ARGUEDAS, 2010; SELVAN; JANASWAMY, 2017). Essa região, limitada pelo ângulo η , é geralmente utilizada ao longo dos processos de medição por imagens (ARGUEDAS, 2010).

2.3 Sistemas eletrônico embarcado para controle do *array* de transdutores

O projeto de um sistema eletrônico embarcado para controle de um *array* de transdutores pode ser dividido em várias etapas. Na primeira delas, deve-se projetar um circuito eletrônico para controlar a excitação dos elementos piezoelétricos por meio de pulsos estreitos, trem de pulsos ou a partir de sinais arbitrários.

Nessa etapa, deve-se definir o modo de operação dos transdutores, que podem ser utilizados em duas configurações distintas: pulso-eco e transmissão.

Na configuração pulso-eco, um mesmo transdutor pode ser utilizado para emitir e receber sinais, desde que os dois processos não ocorram simultaneamente. Como vantagem, nessa configuração utiliza-se um número menor de transdutores. Em contrapartida, os sinais recebidos serão mais atenuados, uma vez que necessariamente percorreram duas vezes a distância de propagação entre transdutor e meio.

Na configuração transmissão, um transdutor é definido como emissor, e um segundo transdutor é definido como receptor. Nessa configuração, tem-se como vantagem uma redução dos níveis de atenuação, uma vez que o sinal se propagará apenas uma vez entre emissor e receptor. Em contrapartida, os custos de implementação são maiores, visto que são necessários pares de transdutores.

Independentemente do modo no qual se está trabalhando, o princípio de funcionamento de um sistema acústico é o mesmo: um sinal é emitido por um transdutor emissor e recebido por um transdutor receptor.

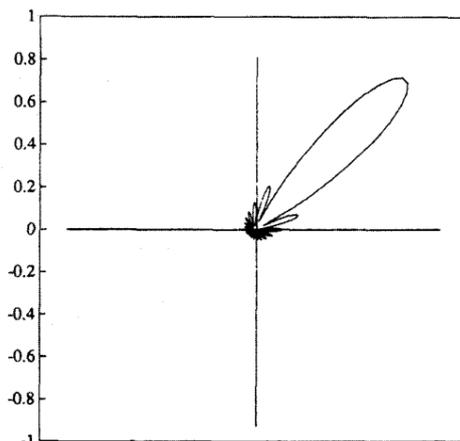
Os sinais recebidos pelo transdutor receptor deverão ser adquiridos por um sistema de aquisição de dados. Para isso, é necessário inicialmente amplificar os sinais elétricos recebidos, cuja amplitude varia em função dos níveis de atenuação do meio e distância percorrida pelo sinal acústico. Além disso, é importante filtrar os sinais após o processo de amplificação, a fim de se reduzir os níveis de ruído adicionados ao longo do processo de aquisição e reconstrução, melhorando a relação sinal-ruído (SNR, do inglês *Signal-to-noise Ratio*) dos sinais que serão processados.

2.3.1 *Beamforming*

Em geral, sinais que se propagam por um meio podem ser afetados por interferências, que podem ser geradas por outros sinais presentes nesse meio de propagação. Caso tal interferência ocupe a mesma banda de frequência na qual o sinal de interesse se localiza, pode-se aplicar conceitos de filtragem espacial, pois, diversas vezes, o ruído possui uma origem espacial diferente do sinal de interesse (VEEN; BUCKLEY, 1988; HARPUT; BOZKURT, 2008).

O termo “*beamforming*” originou-se da geometria na qual era representada a região no diagrama polar que radiava mais energia (região de interesse), pois essa se assemelhava aos chamados *pencil beams*, como apresentado na Figura 7 (VEEN; BUCKLEY, 1988).

Figura 7 – Exemplo de um padrão de radiação de um sinal no diagrama polar.



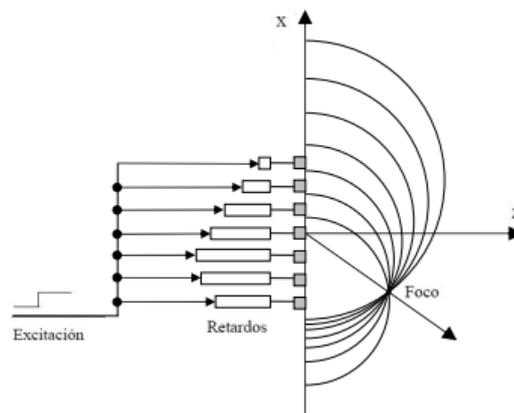
Fonte: Adaptado de Veen e Buckley (1988).

O objetivo desta técnica é direcionar o feixe acústico principal para o ponto que se deseja inspecionar. Para isso, é necessário realizar o controle dos tempos de disparo dos diversos elementos que compõe um *array* de transdutores.

2.3.2 *Phased arrays*

Pode-se entender como PA (do inglês, *Phased Array*) um arranjo de diversos transdutores emitindo e recebendo sinais acústicos simultaneamente, ou com pequenos atrasos no disparo dos elementos. Controlando-se os atrasos dos tempos de disparo dos elementos transmissores de um PA, é possível gerar uma frente de onda com direção controlada. Dessa forma, pode-se eletronicamente alterar a direção do feixe acústico que compõe o lóbulo principal da frente de onda, conforme mostra a Figura 8.

Figura 8 – Relação entre retardos no tempo de disparo dos elementos de um PA e a direção da frente de onda.



Fonte: Retirado de Arguedas (2010).

A focalização dos sinais recebidos oriundo dos transdutores receptores pode ser feita a partir da soma das contribuições de cada elemento do arranjo em determinada posição (ARGUEDAS, 2010). Esse processo pode ser realizado de diferentes formas, a depender do algoritmo de focalização selecionado.

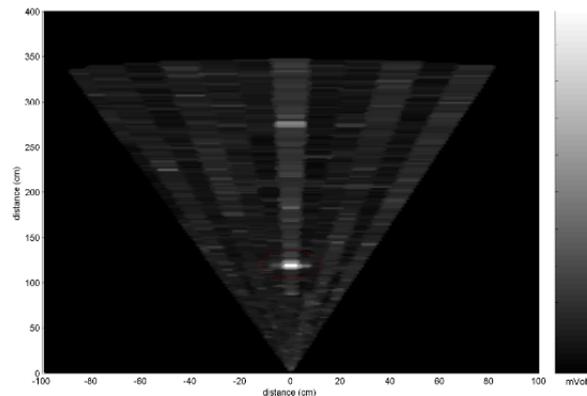
Dessa forma, pode-se dizer que é possível realizar dois diferentes tipos de focalização: a focalização *online*, caso escolha-se controlar os tempos de disparo dos transdutores emissores por meio de um circuito capaz de realizar tal ação, e a focalização *offline*, que utiliza algoritmos para processar os sinais recebidos pelos transdutores receptores (ARGUEDAS, 2010).

Para a formação de imagens utilizando a técnica de PA, é necessário emitir e receber sinais a partir dos n elementos que compõe o *array*. O método de análise que considera apenas os sinais recebidos por cada elemento é denominada A-Scan. Nesse método, tem-se apenas uma forma de onda, cuja amplitude varia em função do tempo.

Relacionando-se vários sinais A-Scan, que podem ser obtidos, por exemplo, usando vários elementos receptores, pode-se gerar uma vista em corte de uma determinada peça ou material que se deseja caracterizar. Essa imagem pode ser representada de forma setorial ou num plano cartesiano, e a técnica utilizada para denominar esse tipo de representação é denominada B-Scan (ARGUEDAS, 2010). Qualquer sistema que siga esse tipo de procedimento, utilizando n elementos receptores e transmissores recebem o nome de *phased arrays*.

Esse procedimento é válido tanto para arranjos de PA lineares, como bidimensionais. A diferença é que para arranjos bidimensionais, é possível adquirir imagens com informações tridimensionais de um objeto escaneado. A Figura 9 apresenta uma imagem acústica obtida a partir de um *array* linear por meio de técnicas B-Scan.

Figura 9 – Imagem obtida a partir do uso de PA.



Fonte: Retirado de Harput (2007).

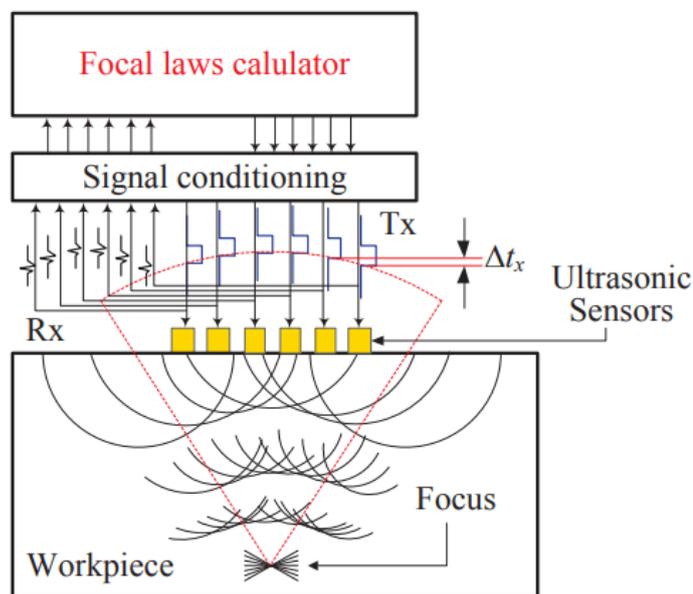
A Figura 10 apresenta um diagrama que ilustra o princípio de funcionamento de um *phased array* ultrassônico. Os tempos de disparo possuem um *delay* de Δt_x . O tempo de atraso é calculado de modo a garantir que a frente de onda do sinal resultante seja direcionada para um ponto específico do meio. Quando as ondas encontram um meio com impedância acústica diferente (representado nesta imagem como um objeto de interesse), uma parcela da energia dos sinais será refletida. Os sinais refletidos serão recebidos pelos transdutores receptores, e os sinais adquiridos serão utilizados em conjunto com algoritmos de focalização, a fim de se gerar uma imagem acústica.

2.4 Técnicas de focalização de sinais acústicos

2.4.1 Synthetic Aperture Radar - SAR

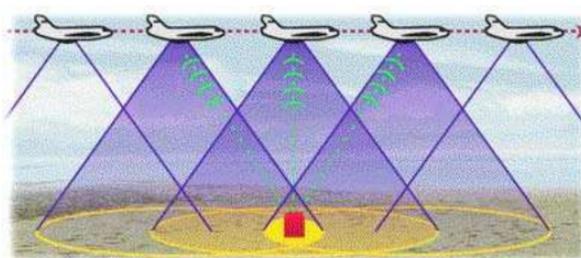
A técnica SAR (do inglês, *Synthetic Aperture Radar*) consiste na captura de diversas imagens de solo por meio de um avião (SHERWIN; RUINA; RAWCLIFFE, 1962). A Figura 11 exhibe um esquema simplificado de como eram feitas essas capturas.

Figura 10 – Esquema básico de funcionamento de um sistema ultrassônico de *phased array*.



Fonte: Retirado de Tang et al. (2017).

Figura 11 – Representação de como eram obtidas imagens ecográficas setoriais para o uso do SAR.



Fonte: Retirado de Arguedas (2010).

As imagens setoriais eram pós-processadas, visando aumentar a resolução. Esse processo equivale à obtenção de uma imagem com resolução equivalente a de uma antena, com as dimensões do deslocamento do avião enquanto obtinha as imagens (ARGUEDAS, 2010; KITANO; HIGUTI, 2011). Essa técnica melhora a resolução espacial e pode reduzir a complexidade dos circuitos eletrônicos empregados no processo de aquisição (KITANO; HIGUTI, 2011).

Técnicas de abertura sintética baseiam-se no uso de um *array* fixo, com um número determinado de elementos, utilizados em diferentes momentos, tanto na recepção quanto na transmissão (YLITALO; ERMERT, 1994). Além disso, em geral, sistemas de abertura sintética possuem determinadas características, tais como redução do número de circuitos de disparo e recepção, possibilidade de focalização dinâmica na recepção e transmissão. Como desvantagens, esses sistemas sofrem com baixa SNR e requerem a

utilização de algoritmos de pós-processamento com alto custo computacional (KITANO; HIGUTI, 2011).

2.4.2 Synthetic Aperture Focusing Technique - SAFT

O método de focalização por abertura sintética (SAFT, do inglês *Synthetic Aperture Focusing Technique*) é um método baseado no SAR. Por meio dessa técnica, após o processo de aquisição dos sinais, pode-se realizar uma focalização dinâmica usando como referência os dados obtidos.

Esse processo se dá pela soma sucessiva das formas de onda de cada ponto armazenado, multiplicadas pelo tempo de propagação dos sinais no meio. Para um ponto (x, z) , o somatório para o cálculo da composição dos elementos armazenado é dado por

$$v(x, z) = \sum_{i=1}^N v_i(t)(\tau_{ixz}) \quad (2.7)$$

em que τ_{ixz} é o tempo, em segundos, da propagação entre o elemento i até o ponto (x, z) e de volta ao elemento i , $v_i(t)$ é a forma de onda armazenado para o elemento i no modo pulso-eco, em volts.

O tempo de propagação pode ser calculado por meio de

$$\tau_{ixz} = 2 \frac{|r_i|}{c} \quad (2.8)$$

em que c é a velocidade de propagação no meio (m/s) e r_i é a distância entre o elemento i e o ponto de interesse (m) (KITANO; HIGUTI, 2011).

O processo de soma das contribuições de cada amostra, levando-se em consideração os tempos de atraso entre cada sinal, é denominado DAS (do inglês, *delay and sum*). Essa técnica reforça a energia do sinal nos pontos de fato de interesse (KITANO; HIGUTI, 2011).

2.5 Considerações parciais

Este capítulo apresentou uma revisão teórica envolvendo os principais conceitos necessários para o desenvolvimento da metodologia proposta neste trabalho. Foi apresentado o conceito básico da diferença de sensores e transdutores, é feita uma pequena diferenciação entre os diferentes tipos de transdutores ultrassônicos. Além disso, foi apresentado, brevemente, o que são ondas e quais são os principais tipos. Conceitos pertinentes ao desenvolvimento posterior deste trabalho também foram apresentados, como o que são *phased array*, o que é o fenômeno de *beamforming* e o que são as regiões de Frensel e Fraunhofer. Por fim, foi apresentada a técnica de focalização por abertura sintética, que será utilizado para o processamento e geração de imagens acústicas.

3 Metodologia

Neste capítulo, apresentam-se as metodologias para o projeto dos circuitos de excitação e recepção utilizadas nesse trabalho. Também são apresentadas as condições de teste para a validação dos circuitos.

3.1 Considerações iniciais

A proposta inicial deste trabalho previa a adaptação do circuito eletrônico apresentado na Figura 12 para que fosse possível controlar os disparos dos transdutores de forma individual. Posteriormente, pretendia-se adquirir os sinais recebidos pelos transdutores por meio de um sistema de aquisição externo. Essa proposta foi motivada pelo fato desses kits serem facilmente encontrados no mercado local e por apresentarem preços acessíveis.

Figura 12 – Módulo do “sensor de ré” adquirido.



Fonte: Do Autor.

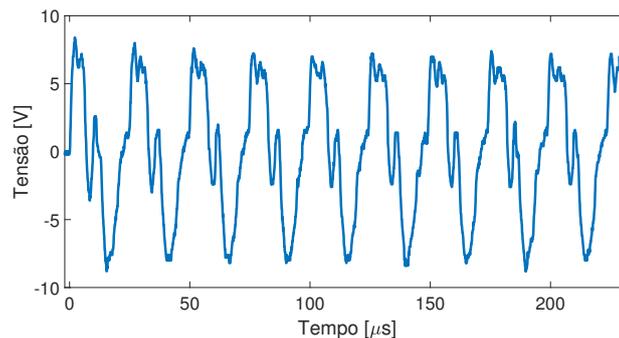
Os transdutores ultrassônicos presentes no kit podem ser utilizados como transmissores ou receptores. Isso possibilita uma construção simplificada nos casos em que se deseja utilizar diversos canais, uma vez que um mesmo *arrays* pode ser utilizado para emitir e receber sinais.

A placa eletrônica em questão é utilizada por sistemas de monitoramento de distância em veículos automotivos, e identificada pelo código XD-U4-6434-V1. Essa informação foi utilizada para localizar manuais que apresentassem um circuito esquemático utilizado para representar a placa. Após essa análise, foram identificados dois circuitos integrados utilizados pelo fabricante: NE5532, um amplificador de 2 canais e baixo ruído, normalmente utilizado para aplicações de áudio, e HCF4052, um multiplexador analógico com disparo digital de 4 canais.

A partir dessas informações, decidiu-se por investigar o funcionamento do circuito de disparo (excitação) de maneira a compreender como o módulo alimenta os transdutores e, assim, partir para a construção de um circuito próprio para a aquisição de dados.

Para a aquisição dos sinais nos pinos de saída do circuito de excitação, utilizou-se um osciloscópio digital (Tektronix, modelo TDS3014C). Na Figura 13, pode-se observar as características do sinal de excitação.

Figura 13 – Sinal de excitação do módulo comercial.



Fonte: Do Autor.

Nota-se que o sinal apresenta aproximadamente $16 V_{pp}$. Além disso, a frequência do sinal de excitação foi ajustada para 40 kHz (período de $25 \mu s$). Observa-se ainda que o sinal de excitação é composto por um trem de pulsos, e destaca-se que pode-se alterar a quantidade de pulsos de modo a aumentar ou diminuir a energia do sinal utilizado para excitar o transdutor emissor. Nesses casos, é importante definir adequadamente os tempos de modo a evitar uma sobreposição entre as respostas dos receptores no momento de aquisição.

Existem diversas maneiras de excitar os transdutores ultrassônicos, e diferentes resultados podem ser obtidos em relação ao comprimento da onda de recepção, amplitude e distância de voo que a onda pode se propagar (PERSSON, 1981).

Ao medir o sinal dos quatro canais de saída para transdutores do módulo comercial, nota-se que eles possuem o disparo sincronizado em pares. Consequentemente, a recepção também é sincronizada da mesma maneira. Dessa forma, quando um par de transdutores é excitado, o outro par recebe os sinais acústicos que se propagaram pelo meio.

Após essa análise, conclui-se que o uso direto do módulo adquirido para a técnica de PA se tornaria inviável, visto a ausência de *datasheets* e quaisquer informações sobre parte dos CIs utilizados. Isso é somado ao encapsulamento utilizado (SMD), que torna qualquer alteração no circuito desafiadora. Assim, optou-se por outra abordagem.

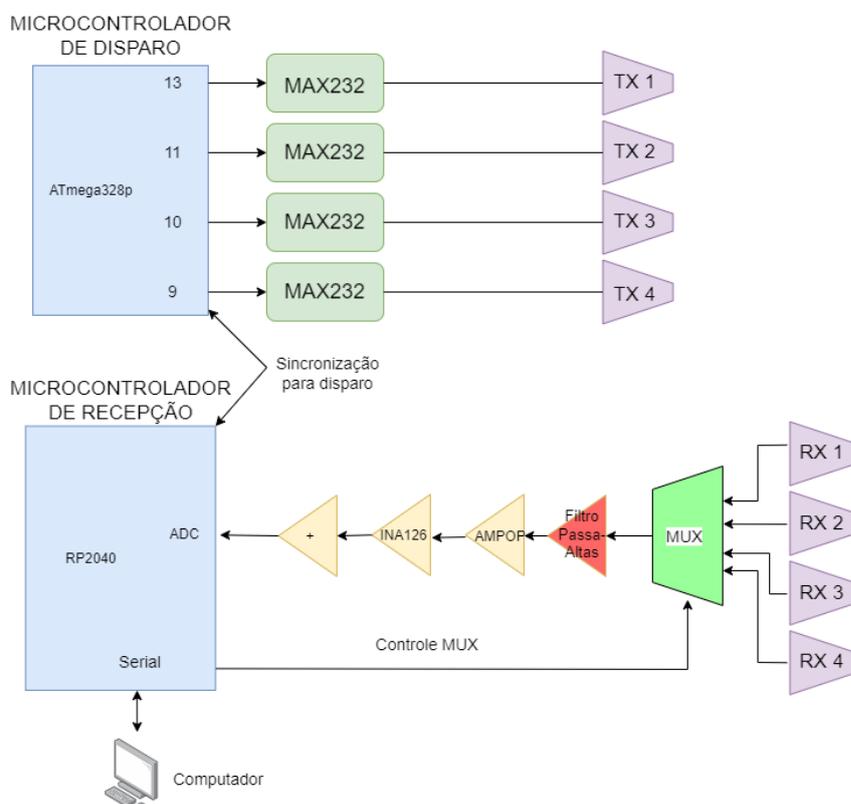
3.1.1 Projeto desenvolvido

Com base nas considerações anteriores, decidiu-se pela implementação de um circuito de excitação e recepção próprio, tendo como inspiração os sinais observados no

módulo comercial. Para esta abordagem, foi necessário utilizar um microcontrolador para controlar os tempos de disparo do circuito de excitação.

Neste trabalho, foram utilizados 4 transdutores transmissores e 4 receptores. Para a síntese dos sinais de excitação, foi utilizado um microcontrolador ATmega328 e um *transceiver* para aumentar o nível de tensão do sinal gerado. A etapa de recepção foi composta por um filtro passivo passa-altas e duas etapas de amplificação, além de um somador para alterar o *offset* do sinal acústico capturado pelos transdutores de recepção. Um microcontrolador RP2040 foi usado para amostrar os sinais com uma frequência de amostragem de 500 kHz. Cada etapa de desenvolvimento do *hardware* será descrita separadamente. Um diagrama esquemático contendo os blocos que compõe as etapas de excitação e aquisição de dados pode ser vista na Figura 14.

Figura 14 – Esquema para o circuito de transmissão e recepção de sinais acústicos.



Fonte: Do Autor.

3.2 Circuito de excitação

Os sensores adquiridos supostamente possuem frequência central de ressonância de 40 kHz, mas o fabricante informa que pode haver pequenas diferenças de frequência entre os transdutores. A fim de se caracterizar o comportamento da resposta em frequência desses dispositivos, realizou-se a excitação de um transdutor emissor (TX), posicionado a uma distância fixa ($Z_{L1}=0,9$ cm) de um transdutor receptor (RX), e adquiriu-se o sinal

elétrico recebido pelo RX. O sinal de excitação utilizado foi um *burst* de ondas quadradas. Para manter a distância fixa, os transdutores TX e RX foram posicionados alinhados face a face, conforme pode ser visualizado na Figura 15.

Figura 15 – Posicionamento dos transdutores a uma distância de referência.



Fonte: Do Autor.

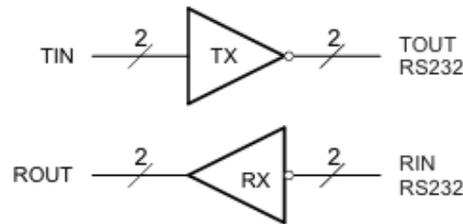
Para o desenvolvimento do circuito de excitação, algumas características de projeto foram inspiradas nas informações obtidas durante os ensaios com o circuito comercial. A principal característica mantida foi o trem de pulsos com frequência de 40 kHz de baixa amplitude. O trem de pulsos foi gerado a partir de um microcontrolador e um *transceiver* (*Texas Instruments*, modelo MAX232CPE+), que foi utilizado para elevar os níveis de tensão aplicados aos transdutores. Trata-se de um CI largamente utilizado em aplicações envolvendo comunicação serial RS-232, que opera tipicamente com tensões entre 7 V e -7 V.

O microcontrolador ATmega328 foi utilizado para a geração do trem de pulsos. Deve-se ressaltar que o microcontrolador com maior desempenho será necessário, posteriormente, na recepção, principalmente pela necessidade de um maior poder de processamento.

Para a realização dos testes, foi desenvolvido um algoritmo para a geração de um trem de pulsos com 10 ciclos e frequência de 40 kHz.

O CI MAX232 possui 2 entradas para o padrão RS232 e duas entradas para sinais lógicos, sendo R1IN, R2IN, T1IN e T2IN, respectivamente. A mesma lógica é aplicada para as portas da saída. Assim, as portas R1OUT e R2OUT transformam sinais no padrão RS232 aplicados na entrada em sinais lógicos de 0 e 5 V. As portas T1OUT e T2OUT apresentam sinais no padrão RS232 quando aplicados sinais lógicos na entrada. O diagrama simplificado do CI pode ser visto na Figura 16.

Figura 16 – Diagrama simplificado do funcionamento CI MAX232.



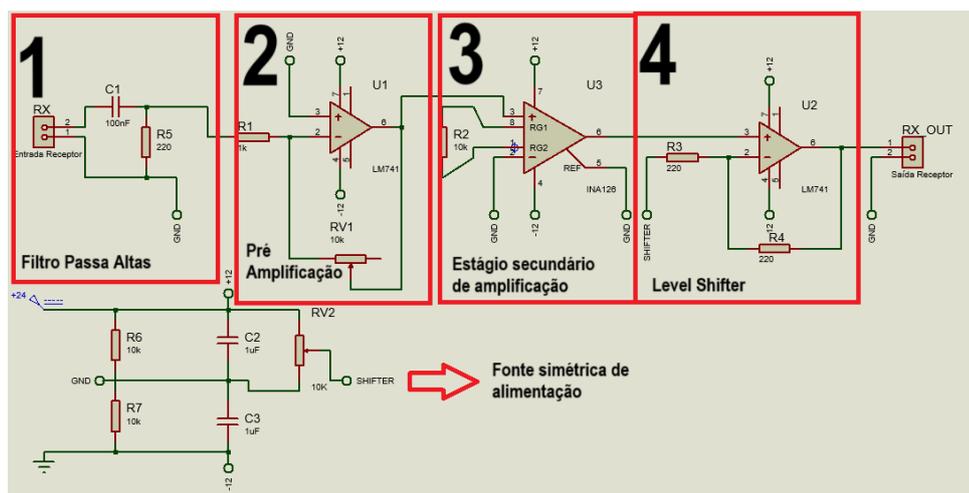
Fonte: Adaptado de Texas Instruments (1989).

3.3 Circuito de recepção

Nos ensaios iniciais, realizados utilizando a configuração de transdutores apresentada na Figura 15, realizou-se a aquisição dos sinais de tensão do transdutor receptor de forma direta, sem a utilização de nenhum circuito de amplificação. Como resultado, foram adquiridos sinais com amplitude pico a pico máxima de 200 mV. A medida que os transdutores são afastados, a amplitude do sinal recebido diminui devido à atenuação do sinal acústico que se propaga pelo meio, reduzindo de forma considerável a relação sinal ruído (SNR, do inglês *Signal to Noise Ratio*). Dessa forma, faz-se necessário projetar um circuito de amplificação para os sinais coletados pelos transdutores RX.

Assim, um circuito de recepção composto por 4 blocos foi proposto e pode ser visto na Figura 17.

Figura 17 – Circuito de recepção desenvolvido.



Fonte: Do Autor.

Para eliminar o *bias* do transdutor, um filtro-passa altas passivo *RC* foi adicionado à entrada do circuito de amplificação para remover qualquer ruído de baixa frequência que possa ser introduzido. A frequência de corte para o filtro foi definida como $\omega = 7234,31$ (rad/s) usando um capacitor de $0,1 \mu\text{F}$ e um resistor de 220Ω . Esse filtro encontra-se no bloco 1 do circuito mostrado na Figura 17.

A proposta deste projeto inclui o projeto de um sistema de aquisição de dados. Para isso, utilizou-se um microcontrolador (*Raspberry*, modelo RP2040), que possui um conversor analógico-digital com resolução de 12 bits, operando com tensões entre 0 e 3,3 V.

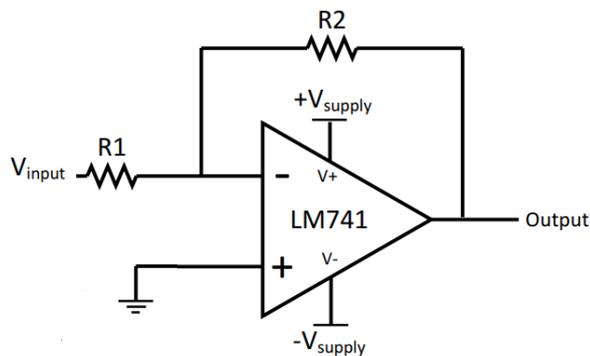
Para utilizar essa plataforma explorando ao máximo a resolução vertical do ADC (conversor analógico-digital), foi necessário adicionar dois estágios de amplificação. O primeiro foi implementado utilizando-se um amplificador operacional (*Texas Instruments*, modelo LM741). O circuito utilizado, apresentado na Figura 18, foi construído utilizando a configuração inversora, com ganhos ajustáveis até 20 dB.

A configuração utilizada para o primeiro estágio de amplificação é uma configuração inversora, conforme mostrada na Figura 18. O ganho é definido pela relação entre os resistores R_1 e R_2 da seguinte forma

$$V_O = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) V_{IN}, \quad (3.1)$$

em que V_O (V) é a tensão de saída amplificada e V_{IN} (V) é a tensão de entrada. Fazendo $R_1=1$ k Ω e adicionando um potenciômetro linear de 10 k Ω em R_2 , é possível amplificar o sinal de entrada em até 10 vezes, ou seja, um ganho de até 20 dB. Esse estágio de amplificação é mostrado pelo bloco de número 2 na Figura 17.

Figura 18 – Configuração inversora para o LM741.



Fonte: Adaptado de Texas Instruments (1998).

O segundo estágio de amplificação, visto no terceiro bloco da Figura 17, consiste na utilização de um amplificador de instrumentação (*Texas Instruments*, modelo INA126p). Esse circuito opera com tensões entre -18 V e +18 V e possui ganho ajustável entre 13,98 dB e 60 dB.

A variação no ganho pode ser obtida ao utilizar um único resistor R_G colocado entre o pino, que deverá ser conectado entre os terminais 1 e 8 do circuito integrado, como mostra o esquemático apresentado na Figura 19. A amplitude da tensão de saída pode ser calculada a partir da expressão

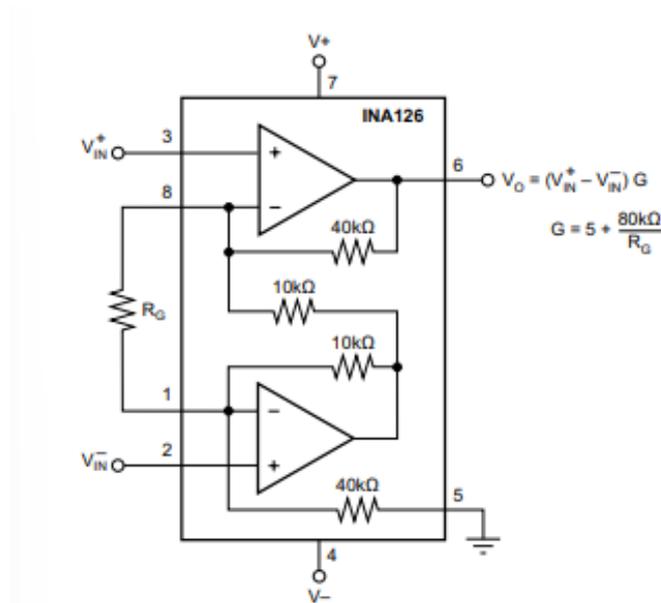
$$V_0 = (V_{IN}^+ - V_{IN}^-)G, \quad (3.2)$$

sendo V_0 a amplitude da tensão de saída (V), V_{IN}^+ a entrada positiva para amplificação, V_{IN}^- a entrada negativa para amplificação e G o fator de ganho, definido como

$$G = 5 + \frac{80k\Omega}{R_G}, \quad (3.3)$$

sendo R_G o resistor utilizado para ajuste do ganho.

Figura 19 – Diagrama esquemático do circuito amplificador de instrumentação INA126p.



Fonte: Retirado de Texas Instruments (2000).

O apêndice A apresenta a demonstração matemática da expressão utilizada para calcular o ganho do amplificador de instrumentação utilizado neste trabalho.

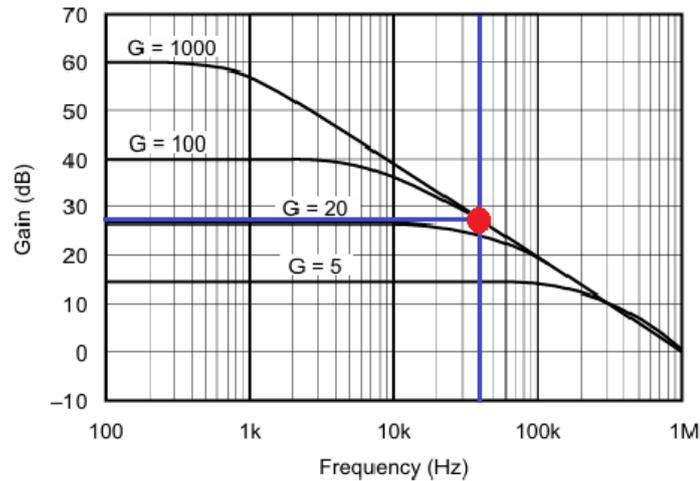
O ganho máximo está diretamente relacionado com a frequência do sinal a ser amplificado. Visto que a especificação dos transdutores indica que sua frequência de resposta gira em torno de 40 kHz, espera-se encontrar o sinal de recepção nessa mesma faixa de frequência. Dessa maneira, a partir da Figura 20, é possível verificar o ganho máximo definido pelo fabricante. Foram adicionadas duas retas auxiliares para facilitar a localização dos valores de interesse.

Pode-se observar na Figura 20 que para 40 kHz (reta azul na vertical), o máximo G é de aproximadamente 30 dB (reta azul na horizontal). Considerando o ganho mínimo do INA126 na situação sem a inserção do resistor de ganho R_G , $G = 5$ (13,97 dB). Assim, é possível definir a faixa segura de amplificação para o ponto de operação do sistema (ponto vermelho) da seguinte maneira

$$13,98 \leq G \leq 30 \text{ (dB)}. \quad (3.4)$$

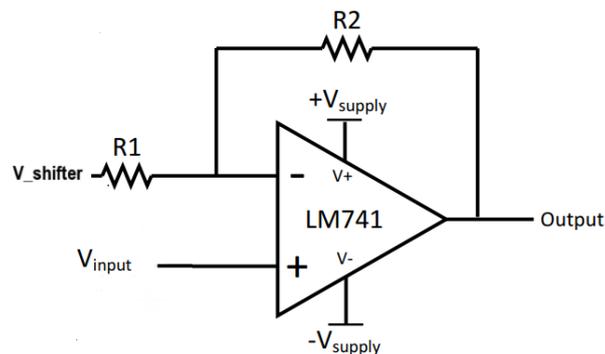
O valor de R_G escolhido para o projeto foi de 10 kΩ. Assim, o valor total do ganho nesta etapa de amplificação é de 22,27 dB.

Figura 20 – Ganho máximo em relação à frequência do sinal.



Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2000).

Além disso, outro amplificador operacional foi adicionado ao circuito para adicionar o *offset* de 1,5 V ao sinal, garantindo que os níveis de tensão aplicados na entrada do ADC estivessem entre 0 e 3,3 V. Para inserir o *offset* no sinal de interesse, pode-se usar a mesma configuração inversora da Figura 18, entretanto, ao invés de conectar a entrada não inversora em REF (referência de tensão), deve-se conectar o sinal de interesse. Um sinal DC deve ser injetado na entrada inversora para haver a mudança de nível DC. Além disso, escolheu-se $R_1 = R_2 = 220 \Omega$. O esquema para o somador de *offset* pode ser visualizado na Figura 21. Na Figura 17, o somador para o *offset* encontra-se no bloco de número 4.

Figura 21 – Configuração para o somador de *offset* usando o LM741.

Fonte: Adaptado de Texas Instruments (1998).

A expressão para a tensão de saída pós-aplicação do *offset* é

$$V_O = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) (V_{Shifter} - V_{IN}) + V_{IN}. \quad (3.5)$$

Os estágios de amplificação foram desenvolvidos visando que a tensão pico a pico seja mais próxima possível da resolução vertical do ADC do microcontrolador utilizado. Por fim, o somador de *offset* visa garantir que os níveis de tensão estejam dentro dos limites adequados para o ADC, visto que, o microcontrolador escolhido não é capaz de registrar valores de tensão negativos ou acima de 3,3 V.

3.4 Sistema de aquisição de dados

A escolha do microcontrolador para adquirir os sinais recebidos pelo transdutor RX levou em consideração os seguintes aspectos:

- Frequência máxima de amostragem;
- Número de ADC's disponíveis;
- Facilidade de acesso à documentação e manuais.

A princípio, esperava-se utilizar o microcontrolador ESP32, desenvolvido pela empresa *Espressif Systems*. O equipamento deveria ser capaz de fazer amostragens utilizando o ADC em conjunto com o módulo de DMA (*Direct Memory Access* ou Acesso direto à memória) a uma frequência de aproximadamente 200 kHz. Além disso, a resolução para tal frequência é de 12 bits com sinais podendo serem lidos entre 0 e 3,3 V (ESPRESSIF SYSTEMS, 2023).

Pelo teorema de Nyquist, a frequência de amostragem deve ser pelo menos duas vezes maior que a frequência do sinal de interesse (OPPENHEIM; WILLSKY, 2010). No entanto, para sistemas digitais, normalmente são utilizadas frequências de amostragem maiores do que as definidas por Nyquist para uma representação mais fidedigna do sinal de interesse (usualmente na ordem de cinco vezes ou mais).

Visto que os sinais de interesse neste trabalho são da ordem de 40 kHz, deve-se possuir um dispositivo com capacidade de fazer a aquisição de amostras a uma frequência de pelo menos 200 kHz. Desta forma, o sinal adquirido teria 5 pontos por período.

O ESP32, apesar de possuir dois módulos ADC, somente um fica disponível para uso, visto que o outro está relacionado ao módulo Wi-Fi do microcontrolador. Outro problema, é a necessidade de calibração de seu ADC. Sem o arquivo de atualização, os valores lidos pelo microcontrolador, em uma determinada faixa de tensão, podem não condizer com a realidade, comprometendo as medições. Por esse e outros fatores, optou-se pela não utilização do ESP32 e adotou-se o microcontrolador RP2040, desenvolvido pela empresa *Raspberry Pi* e comercializado com o nome *Raspberry Pi Pico*.

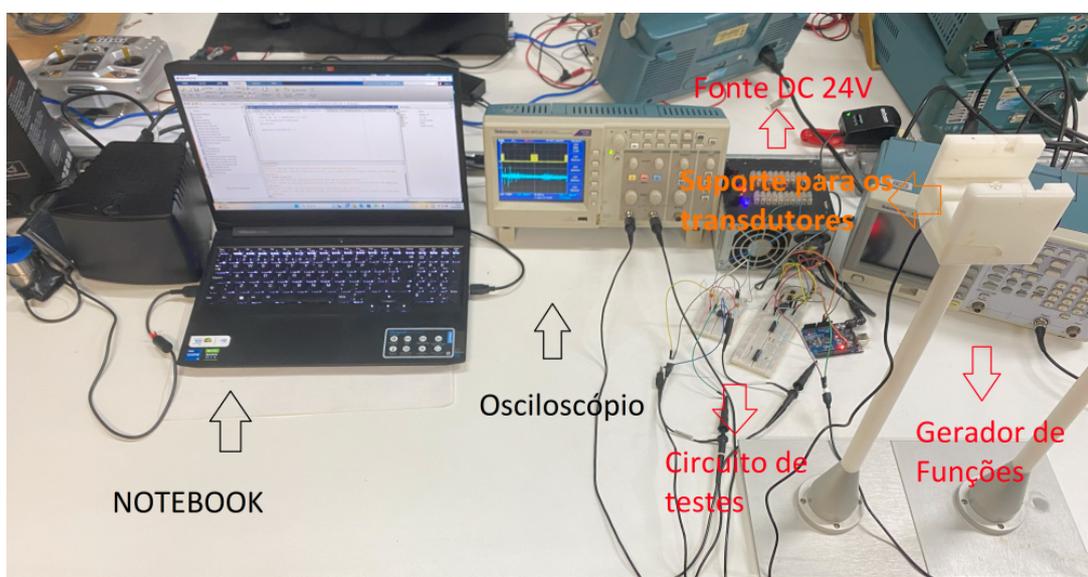
O microcontrolador RP2040 possui um ADC que pode operar com resoluções entre 8 e 12 bits, podendo atingir frequências de amostragem de 500 KSPS quando operando em modo DMA com resolução vertical de 8 bits (RASPBERRY PI LTD, 2023).

Finalmente, para que fosse possível adquirir os sinais obtidos a partir dos quatro transdutores receptores, foi necessário adicionar ao circuito um multiplexador analógico (Texas Instruments, modelo CD74HC4067). O dispositivo escolhido apresenta 16 entradas analógicas, controladas por meio de quatro entradas digitais. O multiplexador externo apresenta algumas desvantagens, tais como efeitos *cross talk*, por exemplo. Filtros digitais foram inseridos no sistema para minimizar esses efeitos.

3.5 Testes com o circuito de recepção

A Figura 22 apresenta uma foto da bancada utilizada durante a etapa de testes do circuito de recepção projetado.

Figura 22 – Estação de trabalho para testes no circuito e aquisição de dados.



Fonte: Do Autor.

O objetivo do ensaio é analisar a variação da amplitude do sinal recebido em função da distância de propagação da onda pelo meio. Duas principais características foram consideradas:

- O tempo entre o disparo para excitar o transdutor TX e o recebimento do sinal em RX com a variação da distância.
- A amplitude do sinal recebido conforme a distância aumenta.

Os resultados obtidos foram comparados aos valores teóricos de referência encontrados na literatura.

3.5.1 Velocidade de propagação e tempo de voo

Como mencionado na Tabela 1, uma onda acústica possui velocidade de propagação no ar de cerca de 343 m/s a uma temperatura de 20°C. Segundo Vianna (2023), considerando uma pressão de 1 atm, pode-se calcular a velocidade de propagação do som no ar em função da temperatura a partir da expressão

$$c = c_0 \sqrt{\frac{T}{T_0}} \quad (3.6)$$

em que c_0 é a velocidade do som no ar a uma temperatura de 0°C (331,45 m/s), c é a velocidade de propagação do som a uma temperatura T (em Kelvin) e T_0 é a temperatura de 0°C ou 273,15°K.

Sabendo-se que a temperatura ambiente do laboratório durante os ensaios era de 25°C, pode-se definir o valor de velocidade de propagação do som no ar como

$$c = 331,45 \sqrt{\frac{298,15}{273,15}} = 346,28(\text{m/s}). \quad (3.7)$$

Com base nessas condições, pode-se calcular o valor de tempo de voo necessário para uma onda percorrer determinadas distâncias por meio da expressão

$$\frac{1}{t} = \frac{c}{L} \quad (3.8)$$

em que L é a distância (m) que a onda percorre.

Para os testes, os transdutores TX e RX foram novamente posicionados frente a frente, conforme mostrado na Figura 23. Na sequência, os transdutores foram separados, considerando-se uma distância inicial $Z_L = 15$ cm. É interessante ressaltar que para o cenário de aplicação real como *phased array*, apesar de Z_L possuir cerca de 15 cm, a distância L percorrida pela onda acústica é de $2Z_L$. Isso se dá pelo fato de que a onda é transmitida, refletida pelo obstáculo em Z_L (para este exemplo) e retorna ao *array* receptor. A Tabela 2 relaciona as distâncias de separação com o tempo de voo esperado.

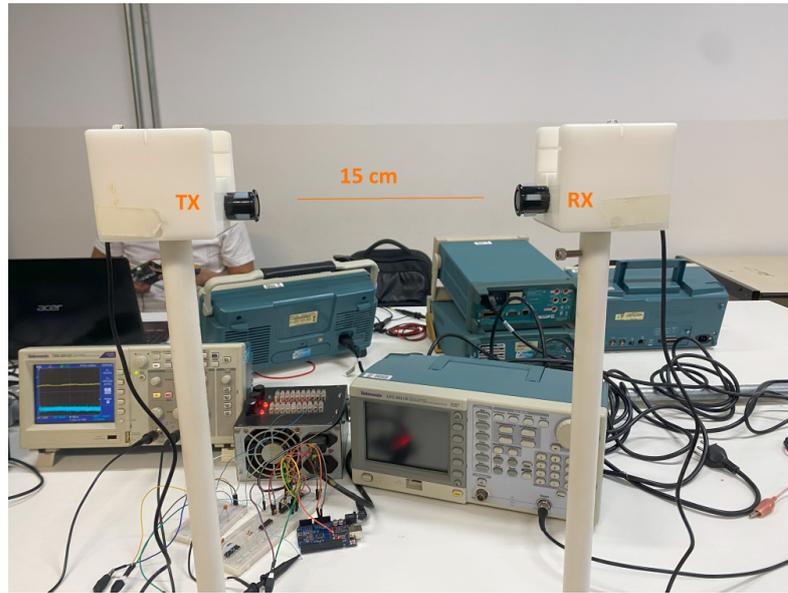
Tabela 2 – Valores de referência para tempo de voo obtidos a partir de 3.8.

Distância (cm)	Tempo de voo (ms)
15	0,4
30	0,9
45	1,3
60	1,7
75	2,2
90	2,6
100	2,9

Fonte: Do Autor.

Para os ensaios experimentais, o cálculo do tempo de voo é feito considerando

Figura 23 – Separação de 15 cm entre os transdutores.

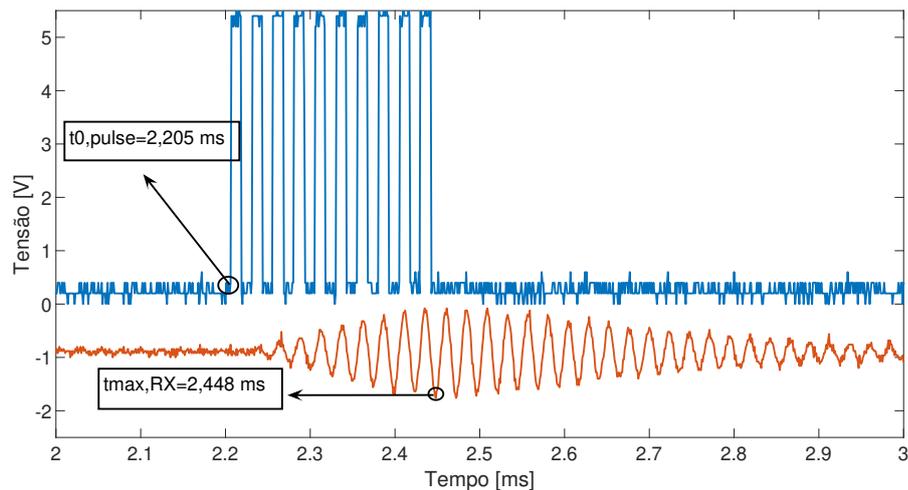


Fonte: Do Autor.

$$\Delta t = t_{max,RX} - t_{0,pulse} \quad (3.9)$$

em que $t_{max,RX}$ é o tempo (s) em que a amplitude da onda no transdutor receptor é máxima e $t_{0,pulse}$ é o tempo (s) que o primeiro pulso foi disparado pelo circuito de excitação.

Figura 24 – Exemplo para procedimento de medição do tempo de voo experimental.



Fonte: Do Autor.

O procedimento descrito anteriormente é ilustrado a partir da Figura 24 que representa os sinais adquiridos ao posicionar os transdutores seguindo o procedimento ilustrado na 15. Com base nisso, o tempo teórico de viagem, segundo (3.8) é de 0,2600 ms. Ao analisar a figura e aplicar os valores destacados de $t_{max,RX}$ e $t_{0,pulse}$ em (3.9), obtém-se

$$\Delta t = 2,448 - 2,205 = 0,243 \text{ ms.} \quad (3.10)$$

Os valores são próximos, conforme o esperado. As discrepâncias podem estar associadas a uma imprecisão no posicionamento dos transdutores.

3.5.2 Coeficiente de atenuação

Ondas acústicas, conforme mencionado, são ondas mecânicas que se propagam por um meio físico (fluido, no caso do ar). Sabe-se que o meio de propagação influencia na energia do sinal acústico. Isso faz com que o sinal perca energia conforme se propaga, até chegar ao ponto de ser totalmente dissipado. Para ondas acústicas que se propagam no ar, existem diversos fatores que influenciam a atenuação, dentre os quais, pode-se citar a frequência, temperatura, umidade e pressão atmosférica.

É possível estimar a atenuação de uma onda sonora conforme a distância percorrida a partir do decaimento exponencial regido por um coeficiente de propagação particular ao meio e às suas condições. Segundo Berg (2023), a equação responsável pelo cálculo da atenuação é

$$A(x) = A_0 e^{-\alpha x}, \quad (3.11)$$

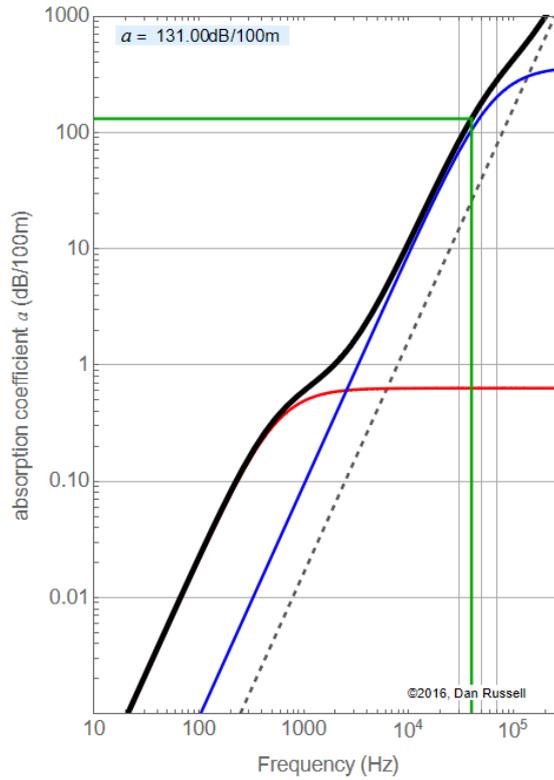
em que $A(x)$ é a amplitude do sinal (V) recebido após a onda se propagar por uma distância x (m), A_0 representa a amplitude do sinal de referência (V) e α é o coeficiente de atenuação no meio (Np/m).

Diferentes valores de α , podem ser encontrados na literatura. Neste trabalho, optou-se por utilizar como referência o trabalho apresentado por Russell (2016), que relaciona o coeficiente de atenuação com a frequência, para um valor de umidade previamente definido. Na Figura 25, é possível observar o valor de α obtido com o uso de auxílio de ferramentas computacionais para as condições de interesse para este trabalho.

Na Figura 25, a região de interesse (ponto de operação) localiza-se na interseção da curva preta (curva clássica de absorção devido às condições térmicas e viscosidade do meio) com a curva verde (frequência de operação). A curva vermelha representa a relaxação molecular devido ao nitrogênio (que compõe 78% da atmosfera). A curva azul representa a relaxação molecular devido ao oxigênio (que compõe 21% da atmosfera) (RUSSELL, 2016).

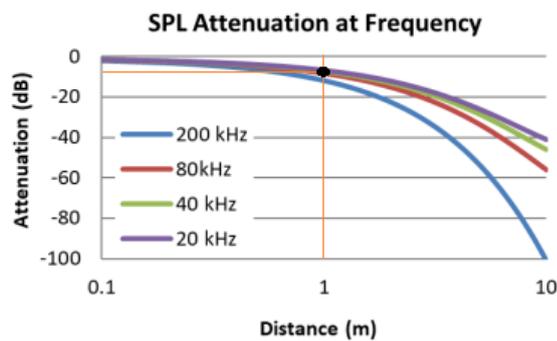
A nota de aplicação de Toa e Whitehead (2019) usa como referência o coeficiente de atenuação mostrado na Figura 26. Pode-se notar que α tem o valor de 131 dB/100m no ponto de interesse para a Figura 25. Para a Figura 26, note que o ponto de interesse (ponto preto na interseção entre a curva de 40 kHz e 1 metro) tem uma atenuação de aproximadamente 10 dB. Observa-se que as unidades de medida utilizadas pelos autores são diferentes. A conversão dessas unidades pode ser realizada a partir da expressão

Figura 25 – Curva de atenuação de uma onda acústica de 40 kHz que se propaga no ar a 25°, 1 atm, 60% de umidade do ar.



Fonte: Gerado por Russell (2016).

Figura 26 – Curva de atenuação para diversas frequências para distâncias entre 0,1 e 10 metros.



Fonte: Adaptado de Toa e Whitehead (2019).

$$A(x) = 20 \log_{10} \left(\frac{A_0}{A_0 e^{-\alpha x}} \right) \rightarrow A(x) = 20 \log_{10} (e^{-\alpha x}) \rightarrow A(x) \approx 8,686 \alpha x. \quad (3.12)$$

Como α é dado em um fator de escala que considera a atenuação para 100 metros, pode-se reescrever a equação como

$$A(x) \approx \frac{8,686}{100} \alpha x. \quad (3.13)$$

Com a equação e o coeficiente de atenuação correto para as características do sinal ultrassônico gerado pelo transdutor TX, é possível estimar os valores de atenuação e amplitude com a variação da distância (considerando desde o ponto de referência Z_{L1} e somente com amplificação do INA126) e estes podem ser vistos na Tabela 3.

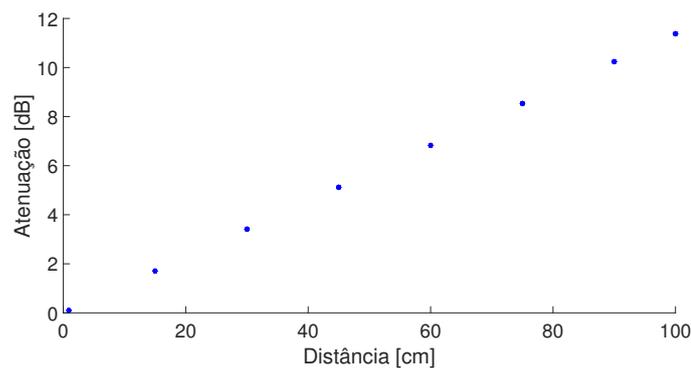
Tabela 3 – Atenuação e valor de tensão esperados em função da distância de propagação da onda.

Distância (cm)	Atenuação esperada (dB)
0,9	0,1
15	1,70
30	3,41
45	5,12
60	6,82
75	8,53
90	10,24
100	11,37

Fonte: Do Autor.

O comportamento gráfico da atenuação esperada pode ser visto na Figura 27. É possível observar que as curvas de atenuação obtidas por Toa e Whitehead (2019), (Figura 26) e Russell (2016) (Figura 25) são condizentes.

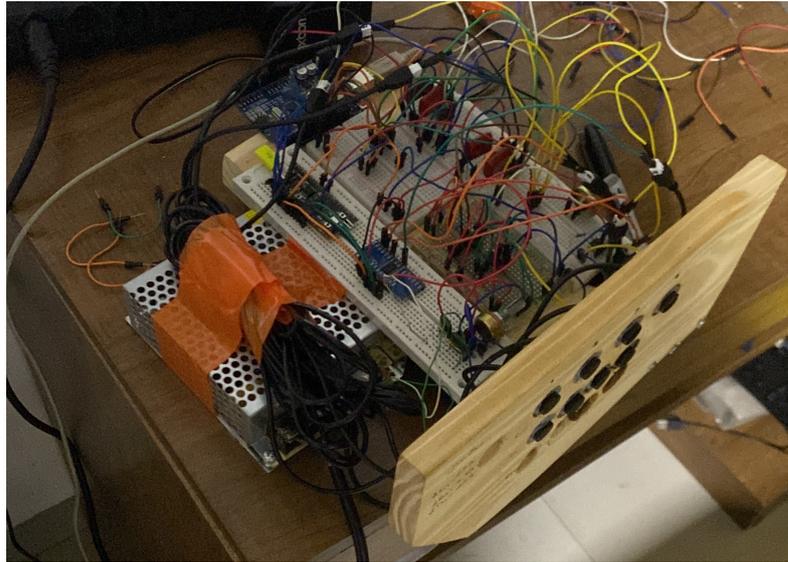
Figura 27 – Curva contendo o valor da atenuação calculada (dB).



Fonte: Do Autor.

3.6 Circuito Desenvolvido

A Figura 28 apresenta uma foto do protótipo utilizado para a realização dos ensaios, e a Figura 29 apresenta um diagrama esquemático representando o princípio de funcionamento do sistema.

Figura 28 – Aparato provisório de testes usando *protoboards*.

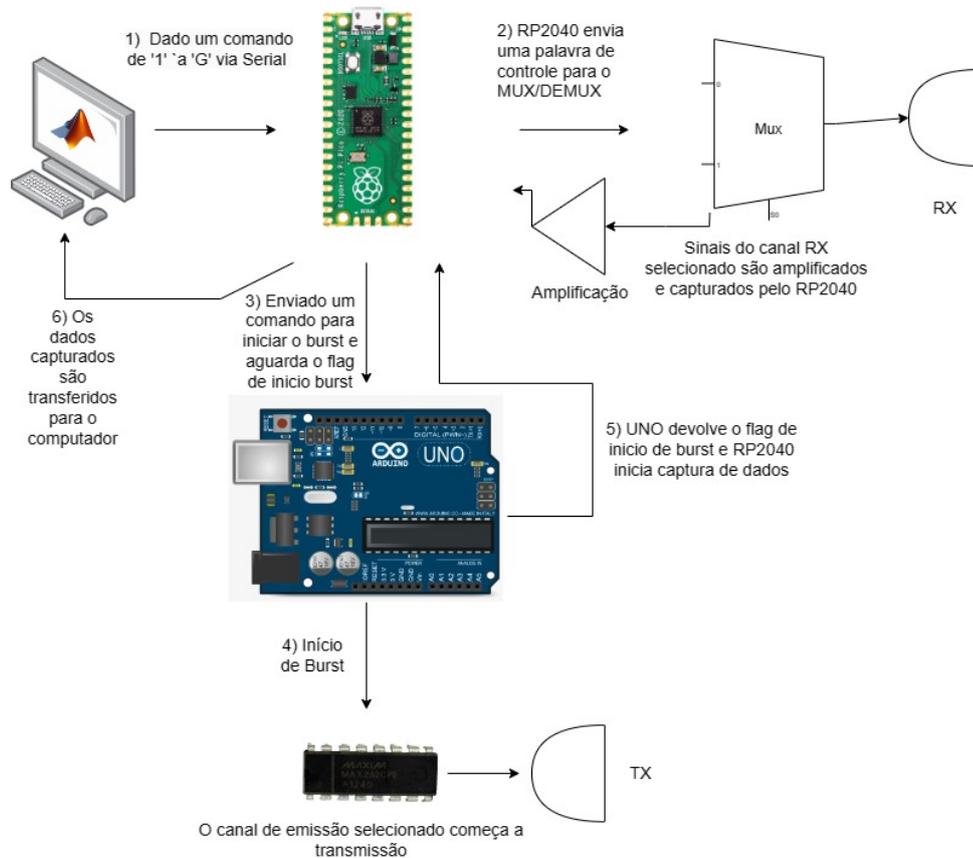
Fonte: Do Autor.

No Anexo B, é possível contemplar todos os blocos que se complementam para o funcionamento do sistema (emissão, amplificação e recepção, multiplexação, ligação dos transdutores, fontes de alimentação e microcontroladores).

Pode-se descrever o fluxo de funcionamento do circuito da seguinte forma:

1. Um comando (char) é enviado de um notebook para o RP2040 através da comunicação serial.
2. Conforme o comando enviado, o RP2040 envia uma palavra de controle para o multiplexador selecionar o canal no qual se interessa adquirir dados.
3. O RP2040 envia um bit de controle para o ATmega328 para que este comece a disparar o trem de pulsos e aguarda que um *flag* de início de disparo seja enviado.
4. O ATmega328 devolve um sinal de controle para o RP2040 quando é iniciado o trem de pulsos.
5. Após o recebimento do *flag*, o RP2040 inicializa a captura de dados do canal selecionado e amplificado via ADC.
6. Feita a captura de todas as amostras da janela de tempo definida, os dados são enviados de volta para o computador via serial para que os dados possam ser processados.

Figura 29 – Diagrama esquemático do funcionamento do sistema.



Fonte: Do Autor.

3.7 Geração de imagens acústicas

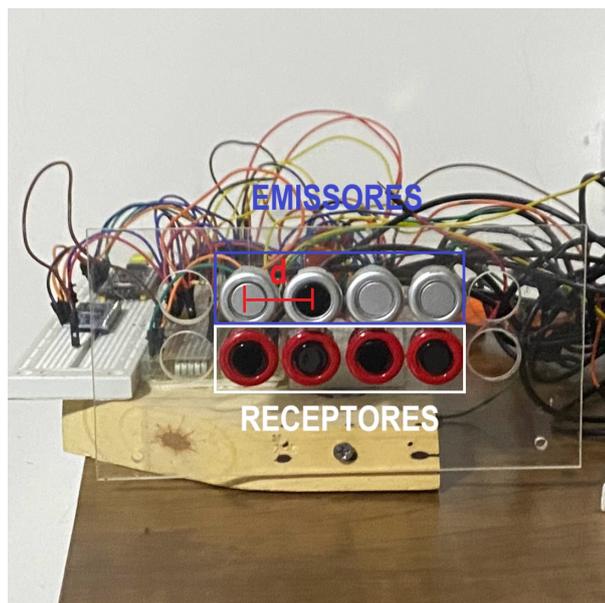
Para testar e validar o funcionamento dos circuitos de emissão e recepção atuando em conjunto com os microcontroladores, serão realizados testes com objetos de geometria bem definidas. Os testes serão realizados preferencialmente com objetos cilíndricos.

A disposição dos elementos emissores e receptores no *array* podem ser observados na Figura 30. Considerando-se que os transdutores utilizados possuem diâmetro de 18,5 mm, e estão espaçados com uma distância $d = 2,5 \lambda$, pode-se calcular o limite da região do campo próximo como

$$Z_L = \frac{((2,5)(0,0087)(4))^2}{4(0,0087)} = 0,217 \text{ m.} \quad (3.14)$$

Tendo em mente a atenuação sofrida pelos sinais e a distância percorrida pelo sinal acústico percorre, optou-se por trabalhar dentro da região Fraunhofer. Apesar de não ser a melhor região de trabalho, os sinais na recepção devem possuir SNR melhor que em regiões mais distantes. Para todos os ensaios será posicionado um anteparo a uma distância de 20 cm do *array*. Para a geração das imagens acústicas, deverão ser utilizadas todas as combinações de pares de elementos TX e RX. Para um *array* de 4 elementos,

Figura 30 – Vista frontal para o protótipo desenvolvido.



Fonte: Do Autor.

são um total de 16 possíveis combinações.

O espaçamento de $2,5 \lambda$ foi escolhida tendo como referência o trabalho de Harput (2007). Entretanto, diferente do trabalho, em que o autor explora diferentes espaçamentos para os elementos emissores e receptores para tentar anular os efeitos dos lóbulos de espaçamento, escolheu-se trabalhar com distância iguais para ambos *arrays*. Além disso, maiores espaçamentos implicam em uma maior distância de campo distante.

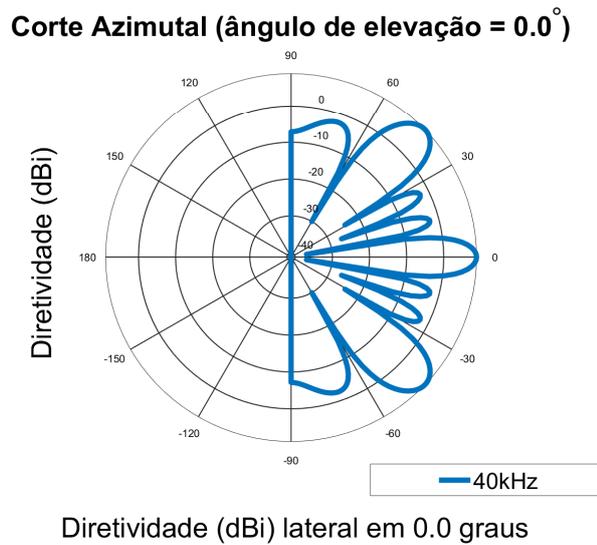
Tal espaçamento acarreta um problema na geração das imagens. São inseridos lóbulos de espaçamento indesejados. Qualquer espaçamento que seja igual ou maior que um comprimento de onda fará com que surja lóbulos de espaçamento (CENTER, 2024). Para o sistema desenvolvido, o campo acústico previsto está na Figura 31.

Infelizmente, por não possuir acesso a um manipulador cartesiano, não será possível realizar o levantamento do campo acústico do sistema. Pela Figura 31, prevê-se a existência de diversos lóbulos de espaçamento, os quais podem comprometer a qualidade da imagem, fazendo que possam surgir “fantasmas”, ou seja, objetos podem aparecer em posições que não condizem com a realidade.

Um campo acústico ideal, pode ser visto na Figura 32, onde o distanciamento dos elementos é de $0,5 \lambda$. Dessa forma, não ocorre a formação lóbulos de espaçamento.

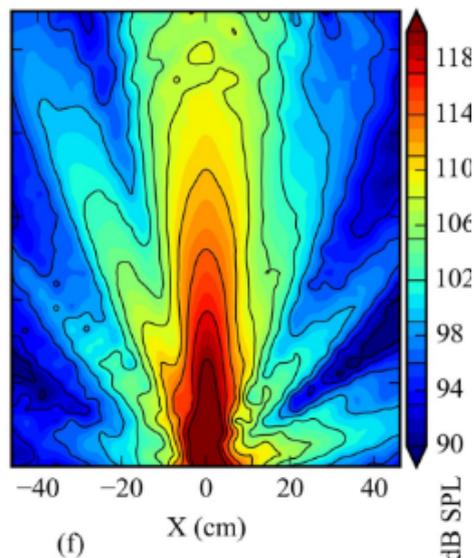
A fim de melhorar a qualidade dos sinais adquiridos, serão aplicadas diferentes técnicas de processamento digital de sinais, como janelamento e filtragem. Após a aplicação das técnicas, serão geradas imagens utilizando o método de focalização por abertura sintética proposto por Arguedas (2010). Os códigos para o controle dos microcontroladores e processamento de sinais/geração de imagens acústicas podem ser consultados em Magalhães (2024).

Figura 31 – Campo acústico previsto para o sistema desenvolvido.



Fonte: Do Autor.

Figura 32 – Campo acústico considerado ideal.



Fonte: Retirado de Konetzke et al. (2015).

3.8 Considerações parciais

Neste capítulo, foram apresentados as ferramentas, técnicas e equipamentos necessários para construir o circuito de excitação para os transdutores de emissão. Para isso, foi utilizado um ATmega328 e um CI MAX232 para a geração de um sinal do tipo *burst* de 40 kHz, com 10 repetições e tensão pico a pico de aproximadamente 17 V.

Além disso, foi apresentada uma topologia para o circuito de recepção. Foram utilizados 2 estágios de amplificação, com o segundo fazendo o uso de um amplificador de

instrumentação (INA126). Também foi utilizado um amplificador operacional dedicado para fornecer um *offset* de tensão para manter o sinal na faixa entre 0 e 3,3 V. Também são discutidos os critérios de escolha para eleger o microcontrolador para a amostragem dos sinais amplificados. Optou-se por trabalhar com o RP2040.

Finalmente, foram discutidas algumas características de projeto e condições pre-estabelecidas para a realização dos testes, como a distância máxima em que estarão os objetos usados nos ensaios. O espaçamento de $2,5 \lambda$ foi escolhido com base na literatura e por apresentar uma distância Z_L dentro dos limites de detecção do sistema.

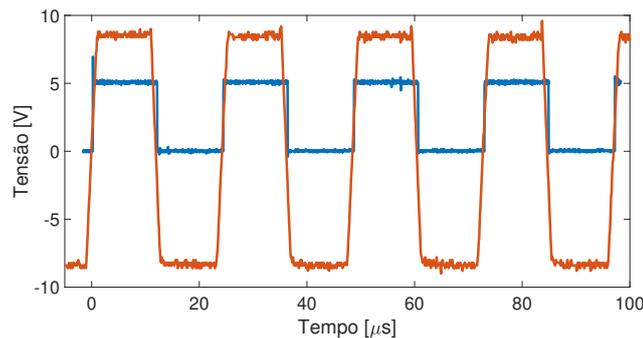
4 Resultados e Discussões

Neste capítulo, são apresentados os resultados obtidos a partir da metodologia proposta no capítulo anterior. São levantadas as curvas de resposta dos transdutores alimentados pelo circuito de excitação desenvolvido. Além disso, dados do circuito de recepção são coletados e feitos breves comentários acerca de seu desempenho.

4.1 Análise dos sinais gerados pelo circuito de excitação

A Figura 33 apresenta as formas de onda dos sinais adquiridos na saída do microcontrolador ATmega328 e na saída do *transceiver* MAX232.

Figura 33 – Trem de pulsos gerado pelo ATmega328 (curva em azul) e saída obtida no pino T1OUT do MAX232 (curva em vermelho).



Fonte: Do Autor.

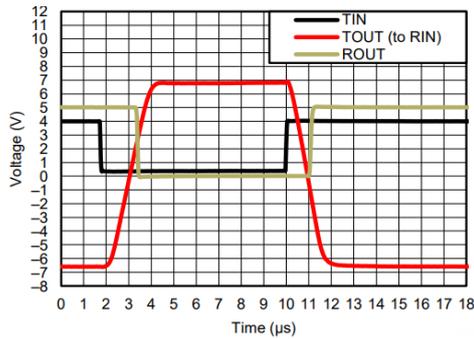
Como pode ser observado, a amplitude do sinal de saída é de, aproximadamente, $17 V_{pp}$. O valor encontrado é ligeiramente mais alto do que o mencionado pelo fabricante no *datasheet*, mas está dentro da tolerância especificada.

Pode-se verificar que a comutação entre os níveis alto e baixo não ocorrem imediatamente. De acordo com Texas Instruments (1989) há um atraso de $2 \mu s$ para cada comutação, conforme mostrado na Figura 34a. Como indicado pelo fabricante, o atraso de comutação pode ser visto em detalhe na Figura 34b. Deve-se considerar esses efeitos ao ajustar a largura de pulso dos sinais, para ser possível maximizar a energia do sinal transmitido pelo transdutor TX.

4.2 Respostas dos transdutores

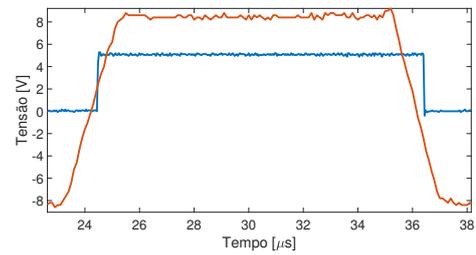
A forma de onda apresentada na Figura 35a representa o sinal adquirido a partir de um dos transdutores receptores. Esse sinal foi adquirido usando um osciloscópio digital, e

Figura 34 – Atraso gerado em TOUT a partir da comutação em TIN.



(a) Atraso esperado de acordo com o *datasheet*.

Fonte: Retirado de Texas Instruments (1989).

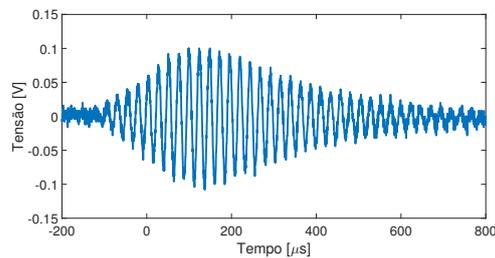


(b) Destaque na região de comutação da Figura 33.

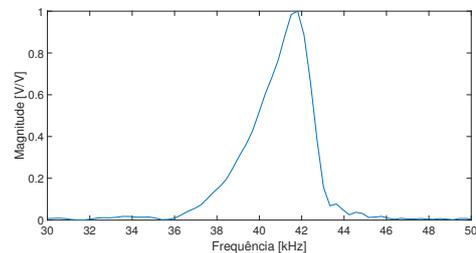
Fonte: Do Autor.

nenhum circuito de amplificação foi utilizado. Foram utilizados trens de pulsos compostos por 10 ciclos, cada um com período de aproximadamente 240 ms. O intervalo de tempo de disparo entre um sinal e outro foi ajustado em 1 s.

Figura 35 – Sinal obtido na saída do receptor a uma distância de referência $Z_{L1}=0,009$ m e sua resposta em frequência.



(a) Sinal obtido na saída do receptor a uma distância de referência $Z_{L1}=0,009$ m.



(b) Resposta em frequência do transdutor.

Fonte: Do Autor.

A Figura 35b apresenta a análise espectral do sinal recebido pelo transdutor. Pode-se observar que a frequência de ressonância de fato encontra-se próximo dos 40 kHz, conforme o esperado. Para uma melhor precisão, obteve-se o ponto com atenuação zero em 41,5 kHz. De posse dessas informações, é desejável que o circuito de disparo consiga fornecer em sua saída uma onda com frequência mais próxima possível do ponto de atenuação mínima do transdutor, o que de fato ocorre. Além disso, pode-se verificar que é possível implementar filtros passa banda sem prejudicar o sinal de recepção. Observa-se que, sem a utilização de um circuito de amplificação na recepção, será praticamente impossível a medição de qualquer sinal, pois, para a distância de referência, a amplitude do sinal é extremamente baixa, conforme mostra a Figura 35a.

4.3 Análise dos sinais amplificados

Nesta seção, serão apresentados os dados coletados durante o momento de calibração do circuito de recepção em dois cenários diferentes. Em um primeiro momento, serão mostrados os dados coletados em momentos iniciais de desenvolvimento, com o uso de somente um amplificador de instrumentação (INA126) como circuito de condicionamento de sinais. Nessa etapa, a aquisição dos sinais foi realizada por meio de um osciloscópio digital. Num segundo momento, são apresentados resultados obtidos utilizando-se os circuitos de amplificação e filtragem adicionais, mencionados nas seções anteriores. Nesta etapa, as aquisições foram realizadas utilizando-se o conversor analógico-digital do microcontrolador RP2040.

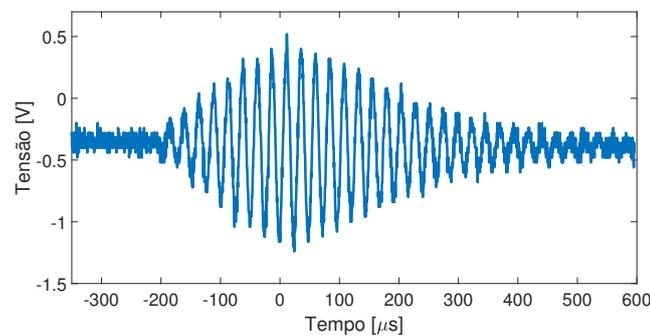
A Figura 36 apresenta a forma de onda do sinal amplificado utilizando o INA126. O ganho de tensão foi ajustado em 22,27 dB, resultando num valor de tensão pico a pico de 1,6 V. O resultado apresentado foi obtido posicionando-se os transdutores a uma distância $Z_{L1} = 0,009$ m.

A relação sinal ruído, nesse caso, pode ser calculada como

$$SNR = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{signal}}{A_{noise}} \right), \quad (4.1)$$

em que A_{signal} é a amplitude do sinal (V) e A_{noise} é a amplitude do ruído (V).

Figura 36 – Sinal obtido na saída do amplificador de instrumentação para os transdutores a uma distância de referência $Z_{L1}=0,009$ m.



Fonte: Do Autor.

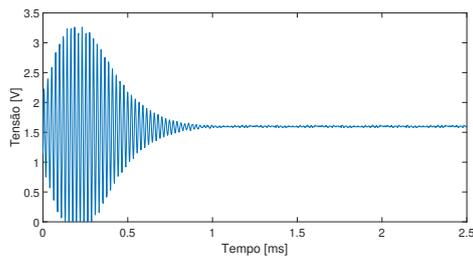
Antes da etapa de amplificação, calculou-se um valor de $SNR = 13,97$ dB. Após a amplificação, o valor obtido foi de 18,88 dB.

4.3.1 Análise dos dados adquiridos a partir do microcontrolador RP2040

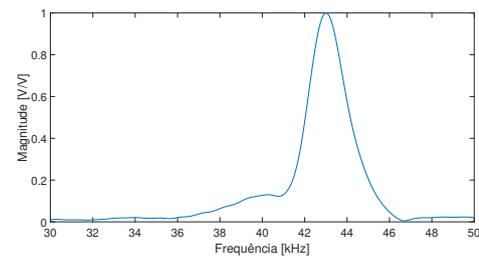
Com o circuito apresentado na Figura 17 finalizado, foram realizados novos testes nas mesmas condições descritas na seção anterior. Os transdutores de emissão e recepção foram colocados na distância de referência Z_{L1} e os sinais acústicos amplificados foram

capturados pelo RP2040. É importante ressaltar que diferente dos ensaios anteriores, os emissores não estão em modo de disparo contínuo e são excitados somente após o comando do microcontrolador. A captura só é iniciada apenas após o início da emissão. É possível verificar o sinal obtido para um par de emissão e recepção na Figura 37a. A FFT para o sinal pode ser vista na Figura 37b.

Figura 37 – Sinal obtido na saída do receptor com o circuito de recepção completo a uma distância de referência $Z_{L1} = 0,009$ m e sua resposta em frequência.



(a) Sinal obtido na saída do circuito amplificado a uma distância de referência $Z_{L1} = 0,009$ m.



(b) Reposta em frequência do sinal amplificado.

Fonte: Do Autor.

Note que o sinal na Figura 37a satura no limite inferior de 0 V do microcontrolador. Isso ocorre devido ao ganho, que estava com um valor elevado, e assim, houve o corte para os valores que estariam abaixo de 0 V. Considerando que o ruído do sinal após amplificação tem amplitude de aproximadamente 4 mV e o sinal tem uma amplitude de 1,5 V, a SNR, segundo (4.1), para esse sinal tem um valor de 51,4 dB.

4.4 Calibração do sistema de medição

Foram realizados ensaios de calibração, adquirindo-se um conjunto de sinais obtidos afastando-se os transdutores TX e RX. Ao longo dos testes, os transdutores foram mantidos alinhados, e os sinais foram medidos por um osciloscópio digital. A Tabela 4 mostra os valores de tensão e atenuação obtidos experimentalmente usando somente o INA126 com ganho definido em 22,27 dB.

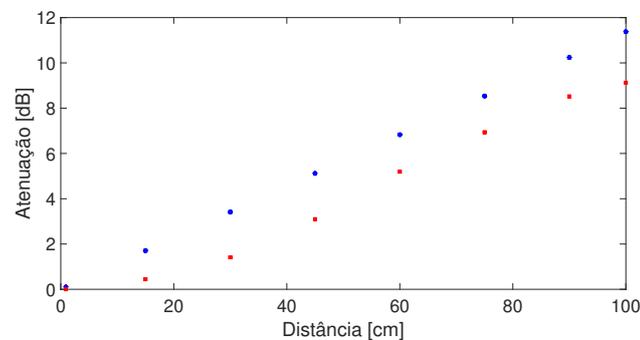
A Figura 38 mostra os valores de atenuação teóricos (pontos em azul), os quais são comparados com a atenuação real (quadrados em vermelho).

Como é possível notar, os sinais experimentais sofrem uma menor atenuação. Essa diferença é explicada pelas condições climáticas durante a realização dos ensaios e também por possíveis imprecisões no posicionamento dos transdutores e/ou medições. Os valores teóricos foram calculados tendo por base uma temperatura de 25°, entretanto, a temperatura ambiente no momento da coleta de dados estava em 15°. Menores temperaturas são responsáveis por um menor coeficiente de atenuação. Também em razão de uma

Tabela 4 – Atenuação real *versus* atenuação esperada conforme a distância.

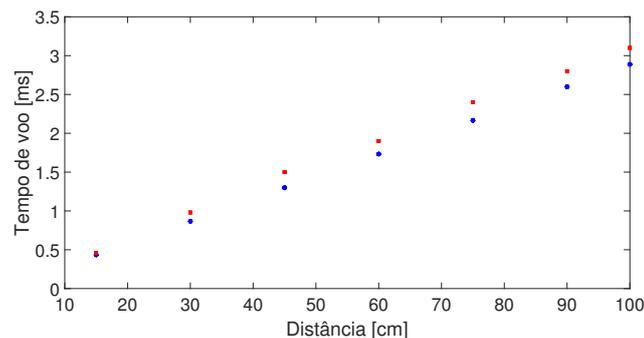
Distância (cm)	Atenuação real (dB)	Atenuação esperada (dB)
15	0,44	1,70
30	1,41	3,41
45	3,09	5,12
60	5,19	6,82
75	6,93	8,53
90	8,51	10,24
100	9,11	11,37

Fonte: Do Autor.

Figura 38 – Atenuação esperada *versus* experimental.

Fonte: Do Autor.

menor temperatura, a velocidade de propagação do som no ar é reduzida, demandando um maior tempo de voo do que o previsto. Os tempos de voo experimentais podem ser vistos na Tabela 5. O efeito causado pela diferença de 10° na temperatura usada para os cálculos e na temperatura no momento dos testes pode ser visto na Figura 39, na qual se pode visualizar que os valores reais (quadrados em vermelho) são maiores que os teóricos (pontos em azul). Existem abordagens mais precisas do que a descrita na Figura 24 para o cálculo do tempo de voo. Uma dessas abordagens é a correlação cruzada dos sinais (PROAKIS, 1995).

Figura 39 – Tempos de voo esperado *versus* experimental conforme a distância.

Fonte: Do Autor.

Tabela 5 – Tempos de voo esperado *versus* experimental.

Distância (cm)	Tempo esperado de detecção (ms)	Tempo experimental de detecção (ms)
15	0,4	0,46
30	0,9	0,98
45	1,3	1,50
60	1,7	1,92
75	2,2	2,42
90	2,6	2,84
100	2,9	3,12

Fonte: Do Autor.

4.5 Teste de geração de imagens

Para atestar o funcionamento do sistema, foi realizada uma série de testes para verificar a eficácia do circuito atuando como conjunto. A aquisição de dados foi feita utilizando uma média de 16 amostras. Um cenário de testes com um *grid* de 65 cm de comprimento por 45 cm de largura foi utilizado como referência ao longo de todo o processo. Ao longo dos testes, foram avaliadas três situações distintas. Na primeira, uma maleta foi utilizada como anteparo, sendo posicionada em frente ao *array* de transdutores. Na segunda, uma garrafa plástica (500 mL). Por fim, duas garrafas pequenas (200 mL).

Os ensaios foram realizados em um ambiente climatizado, com temperatura ajustada em 16°. A Tabela 6 mostra os principais parâmetros usados para a configuração do método SAFT de geração de imagens.

Tabela 6 – Parâmetros utilizados para configuração inicial do SAFT.

Parâmetro	Valor utilizado
Numero de elementos	4
Frequência do Transdutor	40 kHz
Distância entre elementos	2,5 λ m
Velocidade de propagação do som no meio	341 <i>m/s</i>

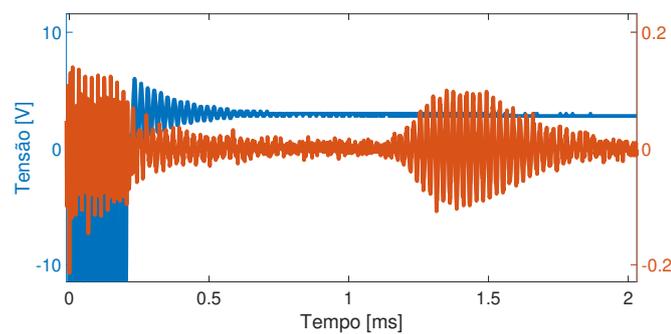
Fonte: Do Autor.

4.5.1 Ensaio inicial: calibração

Para o primeiro teste, escolheu-se utilizar somente o anteparo de fundo para fazer a calibração do sistema. O anteparo foi posicionado a uma distância de cerca de 20 cm do *array*. A Figura 40 apresenta dois exemplos de formas de onda adquiridas ao longo desta etapa. Verifica-se que durante a etapa de emissão (sinal em azul), existe uma interferência na recepção (sinal em laranja). Essa interferência é proveniente de efeitos acústicos e elétricos, que perduram durante todo o período em que está havendo excitação dos ele-

mentos emissores. Nota-se ainda que a interferência está presente durante um período de aproximadamente 0,2 ms (levando-se em conta o período de emissão). Calculando a distância percorrida nesse intervalo de tempo, obtém-se uma distância de aproximadamente 6 cm. Devido aos efeitos dessas interferências, tem-se essa região como a zona morta para o sistema confeccionado, ou seja, nessa região não é possível realizar aquisições de dados. A região de campo próximo é de $Z_L=21$ cm. Essas informações foram utilizadas como referência para a realização dos ensaios.

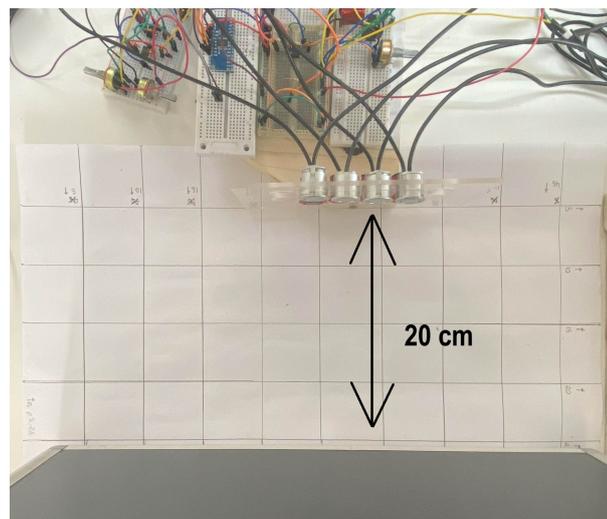
Figura 40 – Diferença de tempo entre início da emissão e o valor máximo do sinal coletado na recepção.



Fonte: Do Autor.

Após a aquisição dos sinais utilizando-se todos os elementos do *array*, foi feita a construção da imagem usando o método SAFT. O cenário de testes, a imagem obtida e o sinal para o par TX1 e RX1 podem ser vistos nas Figuras 41, 42 e 43, respectivamente.

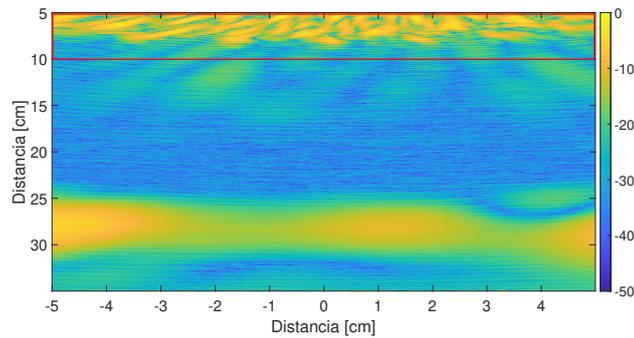
Figura 41 – Primeiro cenário de testes contendo somente o anteparo a uma distância de aproximadamente 20 cm.



Fonte: Do Autor.

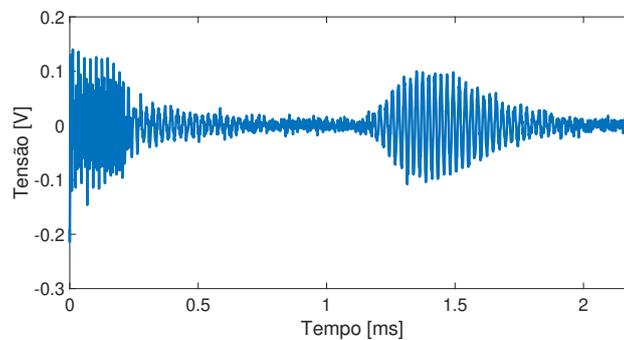
Nota-se que o anteparo é detectado aproximadamente na distância esperada (cerca de 20 cm). A Figura 42 foi gerada com o sinal original, e foi destacada a região de inter-

Figura 42 – Imagem gerada após o uso da técnica SAFT para o primeiro cenário e destaque para o efeito da zona morta (em vermelho).



Fonte: Do Autor.

Figura 43 – A-Scan para o primeiro cenário de testes, considerando o par TX1 e RX1.



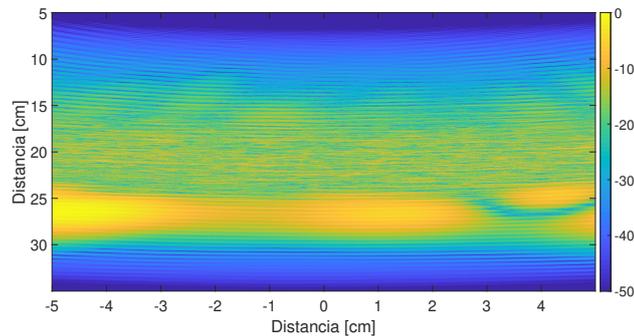
Fonte: Do Autor.

ferência causada pela zona morta. Algumas técnicas de processamento de sinais podem ser utilizadas para melhorar a qualidade final da imagem. As técnicas que serão apresentadas são apodização de Kaiser, filtragem digital e uma combinação destas duas técnicas. Também serão observados os efeitos das aplicações dessas técnicas nos sinais para o par TX1 e RX1.

Aplicando-se a apodização de Kaiser aos sinais e obtêm-se o resultado mostrado na Figura 44. Nota-se uma melhora na qualidade da imagem, principalmente, pela remoção dos efeitos da zona morta. O sinal apodizado pode ser visto na Figura 45. A Figura 46 mostra os efeitos da aplicação de um filtro passa-bandas no sinal coletado. Verifica-se que, mesmo que haja uma melhora em relação à imagem gerada com o sinal original, não apresenta o melhor resultado. A Figura 47 mostra o efeito da filtragem no sinal coletado. Por fim, aplica-se a combinação das duas técnicas de processamento. O resultado pode ser observado na Figura 48, cujo sinal pode ser visto na Figura 49.

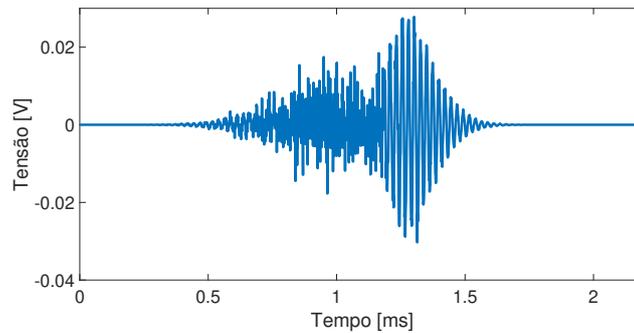
A combinação das técnicas proporcionou uma imagem mais clara do objeto de interesse. Dessa forma, pode-se dizer que a técnica de apodização, combinado com a filtragem, é uma boa opção de técnica para pós-processamento dos sinais para a geração de imagens e, sendo assim, será adotado como padrão para os demais cenários.

Figura 44 – Imagem gerada após o uso da técnica SAFT e apodização de Kaiser para o primeiro cenário.



Fonte: Do Autor.

Figura 45 – A-Scan após o uso da apodização de Kaiser para o primeiro cenário de testes, considerando o par TX1 e RX1.

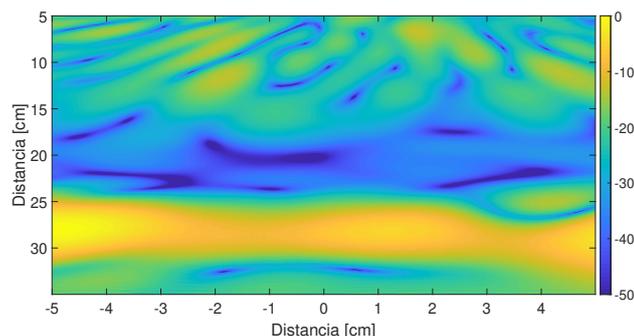


Fonte: Do Autor.

4.5.2 Ensaio 02: objeto posicionado a 15 cm

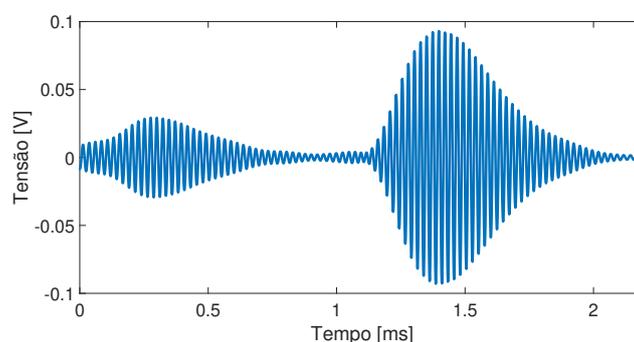
Para o segundo cenário de testes, utilizou-se uma garrafa plástica posicionada a cerca de 15 cm do *array*. O cenário de testes pode ser visto na Figura 50. Conforme destacado na etapa de calibração, será usada uma combinação de técnica de filtragem e

Figura 46 – Imagem gerada após o uso da técnica SAFT e filtragem digital para o primeiro cenário.



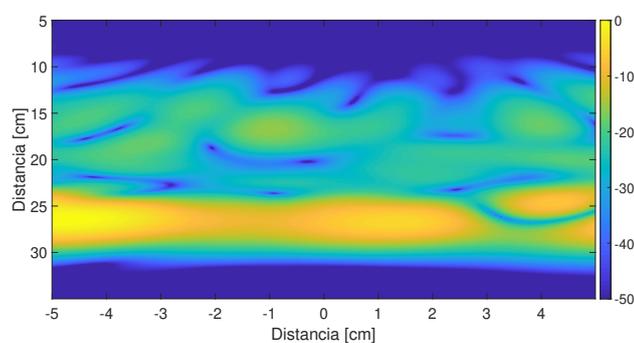
Fonte: Do Autor.

Figura 47 – A-Scan após o uso da filtragem digital para o primeiro cenário de testes, considerando o par TX1 e RX1.



Fonte: Do Autor.

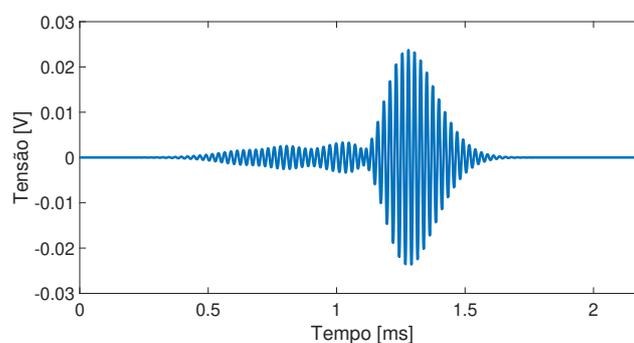
Figura 48 – Imagem gerada após o uso da técnica SAFT e filtragem digital e apodização de Kaiser para o primeiro cenário.



Fonte: Do Autor.

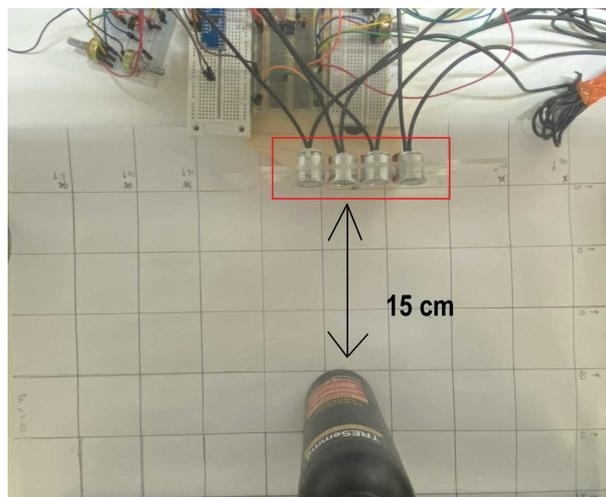
apodização de Kaiser para o tratamento dos sinais usados para a geração de imagens. Na Figura 51, pode-se observar o objeto de interesse, destacado pela elipse na coloração preta.

Figura 49 – A-Scan após o uso da apodização de Kaiser e da filtragem digital para o primeiro cenário de testes, considerando o par TX1 e RX1.



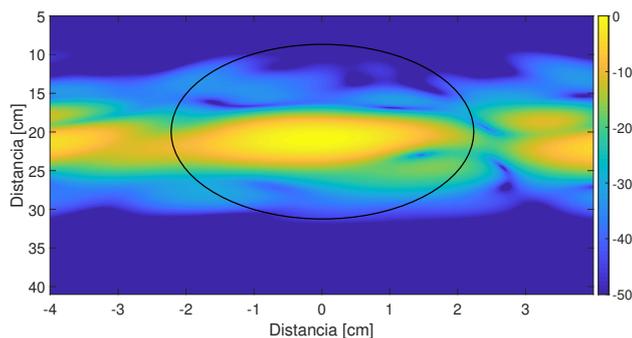
Fonte: Do Autor.

Figura 50 – Segundo cenário de testes contendo garrafa plástica (cilíndrica) a 15 cm.



Fonte: Do Autor.

Figura 51 – Imagem obtida para o segundo cenário de testes com sinal apodizado e filtrado.



Fonte: Do Autor.

4.5.3 Ensaio 03: dois objetos em diferentes distâncias

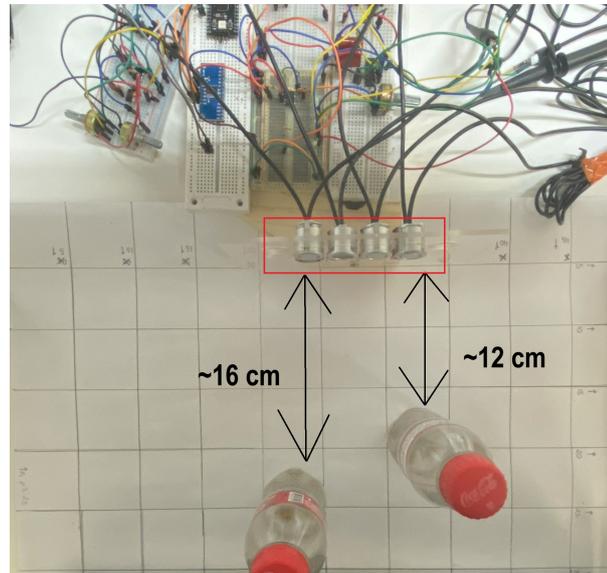
Por fim, como ultimo teste, foram posicionadas duas garrafas pequenas de frente para o *array*, conforme mostra a Figura 52. Valendo-se das considerações feitas acerca do uso de filtros e apodização para o pós-processamento, a Figura 53 foi gerada a partir dos sinais originais aplicados a uma apodização de Kaiser e após isso, filtrados.

Nota-se que não é possível diferenciar os objetos. Isso se deve, principalmente, à baixa resolução lateral, ou seja, o feixe é largo. Isso impossibilita a identificação precisa de objetos muito próximos ou a diferenciação eficiente da forma deles.

4.6 Considerações parciais

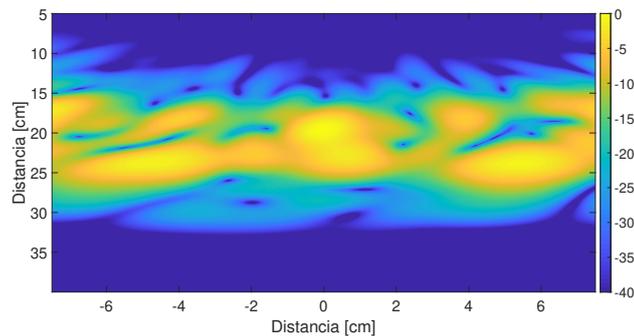
Pode-se verificar, por meio dos testes, que o circuito desenvolvido foi capaz de obter sinais para a geração de imagens acústicas, atestando o seu funcionamento. Os resulta-

Figura 52 – Terceiro cenário de testes contendo duas garrafas plásticas (cilíndrica) a 12 cm e 16 cm.



Fonte: Do Autor.

Figura 53 – Imagem obtida para o terceiro cenário de testes.



Fonte: Do Autor.

dos obtidos podem ser melhorados com pequenas mudanças de topologia do sistema de recepção (aumentando o número de elementos, por exemplo), mas os resultados mostram que o sistema é viável e pode ser facilmente escalado para melhores resultados.

Um aspecto relevante a ser mencionado é o tempo total que o algoritmo leva entre o comando para aquisição e geração das imagens. O processo demora em torno de 16 segundos, utilizando um computador com processador Intel Core i7-7700HQ e 16GB de RAM. A maior parte desse tempo é em decorrência da escrita de dados via serial do RP2040 para o computador (cerca de 14,4 segundos).

5 Considerações finais

Durante o desenvolvimento do trabalho, foram abordadas técnicas e conceitos de eletrônica analógica e digital, microcontroladores e processamento digital de sinais. Também foram revisitados conceitos de mecânica clássica, ondas e uma breve revisão de conceitos de mecânica dos fluidos.

O desenvolvimento de um circuito eletrônico para controle da excitação de transdutores ultrassônicos com frequência central de 40 kHz, amplificação e captura dos sinais de interesse mostrou-se desafiador e multidisciplinar.

Um dos aspectos positivos que puderam ser observados ao longo do desenvolvimento do trabalho é a facilidade com que os componentes podem ser encontrados pela internet. Infelizmente, o mercado local não dispõe de tanta variedade, porém, isso não se mostrou um problema ao longo do projeto. Em contrapartida, os preços dos componentes podem ser elevados, especialmente quando são adquiridos no Brasil, como o INA126.

O sistema desenvolvido conta com quatro transdutores na emissão e recepção. Esse aspecto pode ser otimizado com o desenvolvimento de um circuito pulso-eco. Para isso, bastaria realizar modificações simples para desenvolver um sistema de proteção dos circuitos de disparo e recepção, como os sistemas propostos por Camacho e Fritsch (2008), no qual, na proposta mais simples, são posicionados diodos em anti-paralelo entre os circuitos de recepção e emissão. Além disso, essa abordagem pode ajudar a diminuir os efeitos de interferências elétricas e acústicas na recepção em razão da emissão, como observados na Figura 40.

Pode-se dizer que o projeto atual possui alto potencial de escalabilidade, sendo necessárias poucas modificações em *hardware* para aumentar o número de elementos TX e RX. Também deve-se garantir uma estrutura para haver o correto distanciamento entre os transdutores, visto que, desalinhamentos e espaçamentos diferentes podem afetar a qualidade da imagem final. Como visto na Figura 31, o espaçamento entre os transdutores favorece o aparecimento de lóbulos de espaçamento. Utilizar técnicas de *arrays* esparsos como feito por Harput e Bozkurt (2008), visando defasar os padrões dos campos acústicos da emissão e recepção de forma que os lóbulos de espaçamento se cancelem, ou até mesmo estratégias como criar uma espécie de colimador, como o desenvolvido por Konetzke et al. (2015), que garante o distanciamento entre elementos de meio comprimento de onda.

Além disso, mesmo que, para os testes realizados, não foi realizada a mudança de direção do feixe para aplicação do *phased array*, seria possível implementar um sistema para mudança de direção do feixe sem muitas dificuldades. Para isso, bastaria configurar os atrasos necessários entre o tempo de disparo de cada emissor para que o foco desejado fosse obtido.

A topologia desenvolvida para a amplificação dos sinais mostrou-se eficaz para os

objetivos deste trabalho, sendo capaz de amplificar os sinais adquiridos pelos receptores mesmo quando os objetos de interesse estavam distantes. Entretanto, pode haver falhas na equipotencialização do neutro do circuito de amplificação com o de excitação (para a criação de uma referência comum). A não equalização dessas referências, pode colocar a integridade de componentes mais sensíveis em risco.

Durante o avanço do trabalho, foi observado que a velocidade de propagação de ondas ultrassônicas no meio dependem intimamente de fatores, como temperatura, umidade e pressão atmosférica. Isso faz com que valores teóricos não coincidam exatamente com os valores práticos, exceto se as condições de teste forem exatamente as previstas na teoria.

Para reduzir custos e complexidade de montagem, foi necessária a inserção de um multiplexador. Isso possibilita que com um único ADC e um único circuito de amplificação, seja possível utilizar até 16 elementos receptores. Entretanto, o componente apresentou problemas durante os testes. Isso fez com que os dados fossem coletados manualmente.

Por fim, os testes na distância de referência Z_{L1} mostraram a eficácia do circuito de amplificação desenvolvido. Os três cenários de testes de geração de imagens foram usados somente para atestar a eficácia do sistema na totalidade, uma vez que não era o objetivo primário deste trabalho. Essa foi uma abordagem alternativa escolhida visando contornar a falta de um manipulador cartesiano para o levantamento do campo acústico do sistema. É interessante salientar que os testes foram realizados na região anterior ao campo distante, ou seja, na região de Fraunhofer. Apesar de não ser a posição ideal para a realização de testes, para distâncias maiores, seria necessária uma calibração diferente do sistema de amplificação, em virtude da atenuação dos sinais coletados. Destaca-se, no entanto, que a interferência da zona morta não afetou a detecção dos objetos nos testes.

5.1 Sugestão para trabalhos futuros

Durante o desenvolvimento dos trabalhos, foi percebido a demora na comunicação serial entre RP2040 e o Matlab. O processo de aquisição da informação para os 4 canais de recepção levava cerca de 16 segundos. Dessa forma, pode-se investigar o impacto do aumento do *baudRate* e o envio de dados em binário ao invés de utf-8. Além disso, a técnica SAFT testada demorava cerca de 0,6 segundos para a geração de uma única imagem (utilizando um computador com 16 GB de RAM e um processador i7-7700HQ). Assim, pode-se trabalhar com técnicas de otimização no processamento de imagens e no processo de comunicação para a geração de imagens em tempo real com o sistema ultrassônico. Também pensando em otimização de tempo de processamento, pode-se utilizar estratégias de filtros analógicos ao invés de filtros digitais. Para isso, uma topologia já projetada pode ser testada. Detalhes do projeto podem ser vistos no Anexo C.

Outra possibilidade é a expansão no número de elementos transmissores e re-

ceptores para melhoria na resolução lateral do sistema e, por consequência, uma maior capacidade de detectar o contorno dos objetos com precisão. Conjuntamente, pode-se explorar os efeitos de diferentes espaçamentos entre elementos emissores e receptores, além da aplicação de técnicas de *arrays* esparsos.

Também, pode-se realizar ensaios para verificar o padrão de radiação para um *array* de 4 elementos. Esse ensaio é importante para verificar, na prática, elementos como as regiões de Frensel e Fraunhofer, bem como a zona representada pelo limiar do campo distante.

Por fim, adaptar o sistema de disparo dos microcontroladores de modo a inserir os *delays* ajustáveis necessários para realizar o controle da direção do feixe acústico, assim, implementando a técnica de *phased array*.

Referências

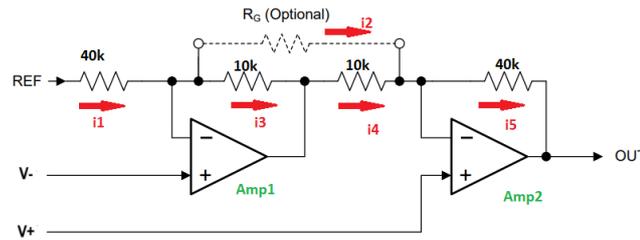
- AGUIRRE, L. *Fundamentos De Instrumentação*. PEARSON BRASIL, 2013. ISBN 9788581431833. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=2y9PvgAACAAJ>>.
- ANDREUCCI, R. *Ensaio por ultrassom*. São Paulo: ABENDI, 2014. Ed Maio 2014.
- ARGUEDAS, C. J. M. *Técnicas de abertura sintética para la generación de imagen ultrasónica*. Tese (Doutorado) — Consejo Superior de Investigaciones Científicas, 2010.
- BERG, R. E. *Sound Physics*. Brittanica, 2023. Acesso em: 05 de agosto de 2023. Disponível em: <<https://www.britannica.com/science/sound-physics>>.
- CAMACHO, J.; FRITSCH, C. Protection circuits for ultrasound applications. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 55, n. 5, p. 1160–1164, 2008.
- CENTER, O. I. L. *Grating Lobes and Side Lobes*. 2024. Disponível em: <<https://www.olympos-ims.com/en/ndt-tutorials/transducers/lobes/>>.
- DEEPAK, J. et al. Non-destructive testing (ndt) techniques for low carbon steel welded joints: A review and experimental study. *Materials Today: Proceedings*, v. 44, p. 3732–3737, 2021. ISSN 2214-7853. 3rd International Conference on Frontiers in Automobile & Mechanical Engineering. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214785320392476>>.
- ESPRESSIF SYSTEMS. *ESP32 Series Datasheet*. Shanghai, China, 2023. Rev. dec 2021.
- FERREIRA FILHO, A. J. C. A. Trabalho Técnico de Pós-graduação, *Aplicação do ensaio de ultrassom na indústria aeronáutica*. 2014.
- GOLDSTEIN, A.; POWIS, R. L. 2 - medical ultrasonic diagnostics. In: THURSTON, R.; PIERCE, A. D.; PAPADAKIS, E. P. (Ed.). *Ultrasonic Instruments and Devices I*. Academic Press, 1999, (Physical Acoustics, v. 23). p. 43–195. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0893388X99800128>>.
- HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. *Fundamentos de física, volume 2 : gravitação, ondas e termodinâmica*. Rio de Janeiro: LTC, 2016. v. 10ed.
- HARPUT, S. Dissertação (Mestrado), *Ultrasonic phased array Device for acoustic Imaging in air*. 2007.
- HARPUT, S.; BOZKURT, A. Ultrasonic phased array device for acoustic imaging in air. *Sensors Journal, IEEE*, v. 8, p. 1755 – 1762, 12 2008.
- HOLMES, C.; DRINKWATER, B. W.; WILCOX, P. D. Post-processing of the full matrix of ultrasonic transmit–receive array data for non-destructive evaluation. *NDT & E International*, v. 38, n. 8, p. 701–711, 2005. ISSN 0963-8695. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869505000721>>.

- JODHANI, J. et al. Ultrasonic non-destructive evaluation of composites: A review. *Materials Today: Proceedings*, v. 78, p. 627–632, 2023. ISSN 2214-7853. 3rd Biennial International Conference on Future Learning Aspects of Mechanical Engineering (FLAME 2022). Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214785322074296>>.
- KITANO, C.; HIGUTI, R. T. *Ondas Acústicas: Princípios e Aplicações - Notas de Aula*. 2011.
- KONETZKE, E. et al. Phased array transducer for emitting 40-khz air-coupled ultrasound without grating lobes. In: *2015 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*. Taipei, Taiwan: IEEE, 2015. p. 1–4.
- LAORDEN, D. R. et al. Paralelización de los procesos de conformación de haz para la implementación del total focusing method. In: . Valencia: 12° Congreso Nacional de Ensayos No Destructivos, 2011. ISBN 9788469440766.
- LIU, P. et al. Investigation of novel embedded piezoelectric ultrasonic transducers on crack and corrosion monitoring of steel bar. *Construction and Building Materials*, v. 235, p. 117495, 2020. ISSN 0950-0618. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0950061819329472>>.
- MAGALHÃES, D. H. B. de. *TCC-Phased-Array*. 2024. Disponível em: <https://github.com/DanyHelsing502/TCC-Phased_Array>.
- NUSSENZVEIG, H. M. *Fluidos Oscilações e ondas de Calor*. São Paulo: Edgard Blucher, 2016. v. 5ed.
- OPPENHEIM, A.; WILLSKY, A. *Sinais e Sistemas*. São Paulo: Pearson Universidades, 2010. v. 2ed. ISBN 9788576055044.
- PERSSON, H. W. Electric excitation of ultrasound transducers for short pulse generation. *Ultrasound in Medicine & Biology*, v. 7, n. 3, p. 285–291, 1981. ISSN 0301-5629. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0301562981900399>>.
- PROAKIS, D. G. M. J. G. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications*. New Jersey: Prentice Hall, 1995. v. 3rd edition - October 5, 1995.
- RASPBERRY PI LTD. *Raspberry Pi Pico Datasheet - An RP2040 based microcontroller board*. Cambridge, United Kingdom, 2023.
- ROMERO, D. et al. Using GPUs for beamforming acceleration on saft imaging. In: *2009 IEEE International Ultrasonics Symposium*. Rome, Italy: IEEE, 2009. p. 1334–1337.
- RUSSELL, D. A. *Acoustics and Vibration Animations*. The Pennsylvania State University, 2016. Acesso em: 05 de agosto de 2023. Disponível em: <<https://www.acs.psu.edu/drussell/Demos/Absorption/Absorption.html>>.
- SELVAN, K. T.; JANASWAMY, R. Fraunhofer and fresnel distances: Unified derivation for aperture antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 59, n. 4, p. 12–15, 2017.
- SHEN, Z. et al. Direct-write piezoelectric ultrasonic transducers for non-destructive testing of metal plates. *IEEE Sensors Journal*, v. 17, n. 11, p. 3354–3361, 2017.

- SHERWIN, C. W.; RUINA, J. P.; RAWCLIFFE, R. D. Some early developments in synthetic aperture radar systems. *IRE Transactions on Military Electronics*, MIL-6, n. 2, p. 111–115, 1962.
- SHUNG, K.; ZIPPURO, M. Ultrasonic transducers and arrays. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, v. 15, n. 6, p. 20–30, 1996.
- STEIN, R. M. *Estudo da Técnica de Ensaio Não-Destrutivo Ultrassom Phased Array*. Monografia (Graduação) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2017.
- TANG, W. et al. Study on focal laws fast calculation of ultrasonic phased array system based on fpga. In: *2017 International Conference on Computer Systems, Electronics and Control (ICCSEC)*. Dalian, China: IEEE, 2017. p. 1333–1338.
- TEXAS INSTRUMENTS. *MAX232x Dual EIA-232 Drivers/Receivers*. Dallas, Texas, 1989. Rev. nov 2014.
- TEXAS INSTRUMENTS. *LM741 Operational Amplifier*. Dallas, Texas, 1998. Rev. oct 2015.
- TEXAS INSTRUMENTS. *INAx126 MicroPower Instrumentation Amplifiers*. Dallas, Texas, 2000. Rev. jan 2022.
- TOA, M.; WHITEHEAD, A. *Application Note - Ultrasonic Sensing Basics*. Dallas, Texas, 2019. Rev. dec 2021.
- VEEN, B. V.; BUCKLEY, K. Beamforming: a versatile approach to spatial filtering. *IEEE ASSP Magazine*, v. 5, n. 2, p. 4–24, 1988.
- VIANNA, L. B. *Velocidade do Som*. InfoEscola, 2023. Acesso em: 05 de agosto de 2023. Disponível em: <<https://www.infoescola.com/fisica/velocidade-do-som/>>.
- YLITALO, J.; ERMERT, H. Ultrasound synthetic aperture imaging: monostatic approach. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 41, n. 3, p. 333–339, 1994.

ANEXO A – Demonstração matemática da expressão do ganho do INA126p.

Figura 54 – Diagrama de blocos funcionais do INA126p.



Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2000).

A partir da Figura 54, considera-se inicialmente que os amplificadores operacionais (Amp1 e Amp2) são ideais. Dessa forma, assume-se que os valores de impedância das entradas inversora e não-inversora são muito altos, que a corrente nos terminais V_+ e V_- é aproximadamente zero, e que há um curto-circuito virtual entre os terminais V_+ e V_- , de modo que a tensão $V_+ \approx V_-$.

A partir dessas considerações, pode-se calcular a corrente i_1 a partir da expressão

$$i_1 = \frac{V_{Ref} - V_-}{40 \text{ k}\Omega}. \quad (\text{A.1})$$

sendo V_{Ref} uma tensão de referência (V). Chamando a tensão amplificada no primeiro estágio de $V_{Out,1}$, e Utilizando o teorema da superposição, assume-se inicialmente que $V_{Ref} = 0$. Dessa forma, pode-se calcular o valor da corrente i_3 a partir da expressão

$$i_3 = \frac{V_- - V_{Out,1}}{10 \text{ k}\Omega}. \quad (\text{A.2})$$

Analisando o circuito sem incluir o resistor R_G , pode-se definir

$$i_1 = i_3. \quad (\text{A.3})$$

Substituindo os valores de (A.1) e (A.2) em (A.3)

$$\frac{0 - V_-}{40 \text{ k}\Omega} = \frac{V_- - V_{Out,1}}{10 \text{ k}\Omega}. \quad (\text{A.4})$$

A tensão de saída $V_{Out,1}$ pode ser definida como

$$V_{Out,1} = \left(1 + \frac{10 \text{ k}\Omega}{40 \text{ k}\Omega}\right) V_-. \quad (\text{A.5})$$

Utilizando-se novamente o teorema da superposição, definindo agora $V_- = 0$, pode-se repetir o procedimento apresentado anteriormente. Após as etapas de simplificação, pode-se definir o valor de $V_{Out,1}$ como

$$V_{Out,1} = \left(-\frac{10 k\Omega}{40 k\Omega} \right) V_{Ref}. \quad (A.6)$$

Somando-se os resultados das expressões (A.6) e (A.5), encontra-se a expressão resultante, definida como

$$V_{Out,1} = \left(-\frac{10 k\Omega}{40 k\Omega} \right) V_{Ref} + \left(1 + \frac{10 k\Omega}{40 k\Omega} \right) V_-. \quad (A.7)$$

A tensão de saída do circuito completo pode ser calculada de forma análoga. Para isso, pode-se definir

$$i_4 = \frac{V_{Out,1} - V_+}{10 k\Omega} \quad (A.8)$$

$$i_5 = \frac{V_+ - V_O}{40 k\Omega} \quad (A.9)$$

$$i_5 = i_4. \quad (A.10)$$

Substituindo (A.8) e (A.9) em (A.10), considerando V_+ aterrado

$$V_O = -\frac{40 k\Omega}{10 k\Omega} V_{Out,1} \quad (A.11)$$

considerando $V_{Out,1}$ com um potencial igual o da referência

$$V_O = \left(1 + \frac{40 k\Omega}{10 k\Omega} V_+ \right). \quad (A.12)$$

Somando (A.11) e (A.12), finalmente pode ser obtida uma relação para V_O

$$V_O = -\frac{40 k\Omega}{10 k\Omega} V_{Out,1} + \left(1 + \frac{40 k\Omega}{10 k\Omega} \right) V_+. \quad (A.13)$$

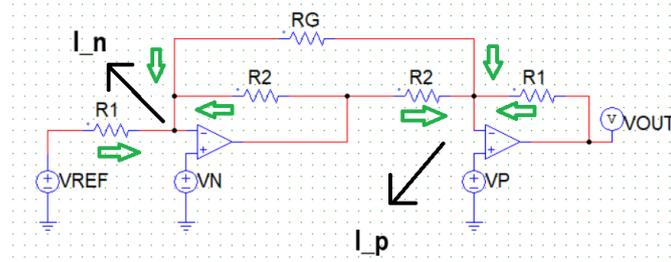
Fazendo os arranjos necessários, é possível obter a expressão final desconsiderando R_G

$$V_O = 5(V_+ - V_-) + V_{Ref} \quad (A.14)$$

passando a considerar o ramo de R_G , a expressão torna-se

$$V_O = \left(5 + \frac{80 k\Omega}{R_G} \right) (V_+ - V_-) + V_{Ref}. \quad (A.15)$$

Note que se V_{Ref} for considerado aterrado em (A.15), a expressão é idêntica à (3.2).

Figura 55 – Diagrama de blocos funcionais do INA126p para cálculo considerando R_G .

Fonte: Do Autor.

Também é possível fazer chegar à expressão A.15 considerando desde o início o ramo R_G . Para isso, tome a Figura 55. Considere que os amplificadores operacionais são ideais, assim, a impedância de entrada é alta (∞). Além disso, $i_p \approx i_n \approx 0$ e $V_p \approx V_n$.

Considerando o ramo i_p

$$0 = \frac{V_{out} - V_p}{R_1} + \frac{V_2 - V_p}{R_2} + \frac{V_n - V_p}{R_G}. \quad (A.16)$$

Considerando o ramo i_n

$$0 = \frac{V_{REF} - V_n}{R_1} + \frac{V_2 - V_n}{R_2} + \frac{V_p - V_n}{R_G}. \quad (A.17)$$

Subtraindo A.16 de A.17

$$\frac{V_{Out} - V_{REF} - V_p + V_n}{R_1} + \frac{V_n - V_p}{R_2} + 2\left(\frac{V_n - V_p}{R_G}\right) = 0. \quad (A.18)$$

Isolando os termos contendo V_{Out} e V_{REF}

$$\frac{V_{Out} - V_{REF}}{R_1} = \frac{V_p - V_n}{R_1} + \frac{V_p - V_n}{R_2} + 2\left(\frac{V_n - V_p}{R_G}\right). \quad (A.19)$$

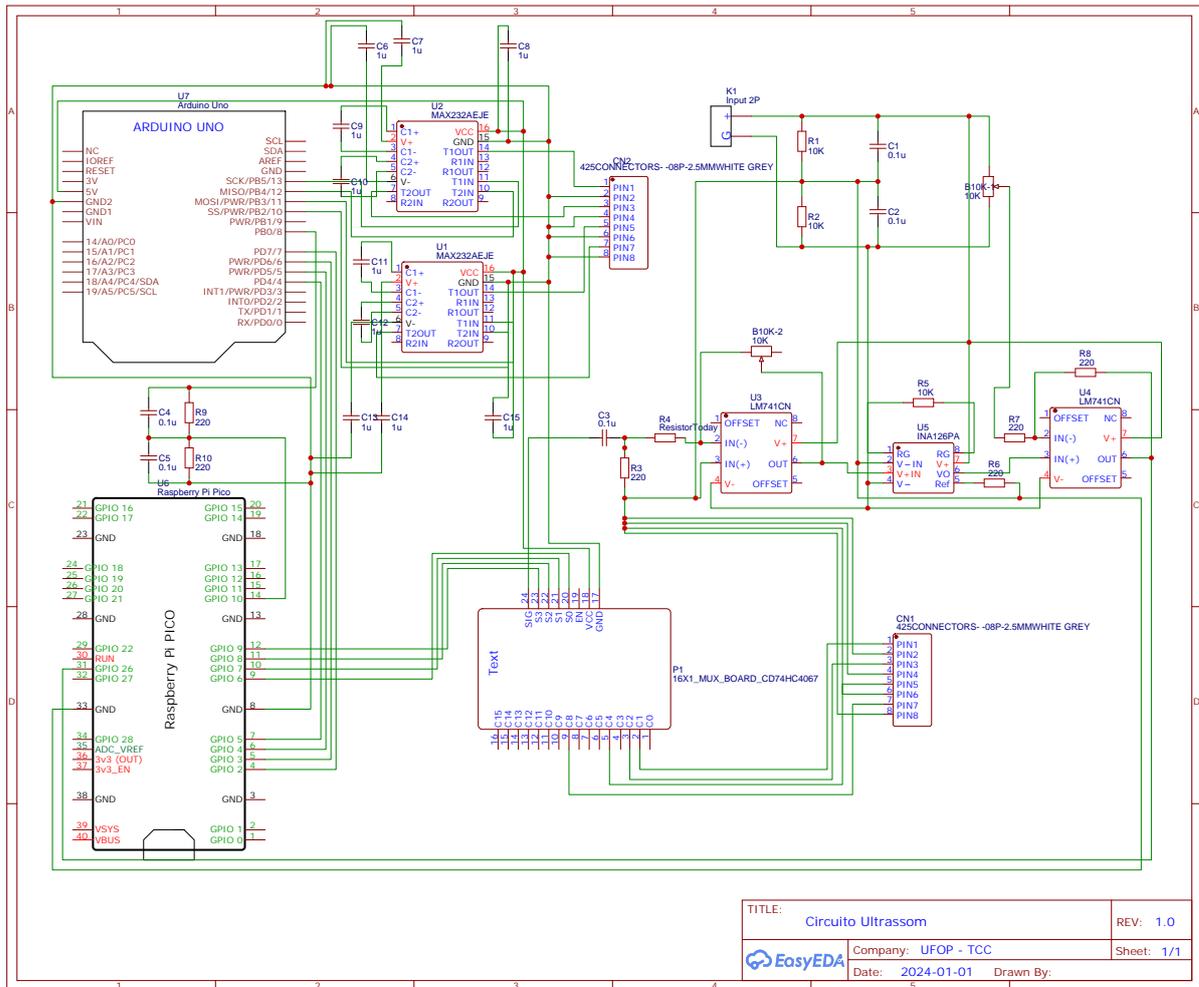
Rearranjando os termos

$$V_{Out} - V_{REF} = (V_p - V_n) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_G}\right). \quad (A.20)$$

Fazendo $R_1=40 \text{ k}\Omega$ e $R_2=10 \text{ k}\Omega$ em A.20

$$V_{Out} = (V_p - V_n) \left(5 + \frac{80 \text{ k}\Omega}{R_G}\right) + V_{REF}. \quad (A.21)$$

ANEXO B – Diagrama elétrico para a topologia 1 desenvolvida.

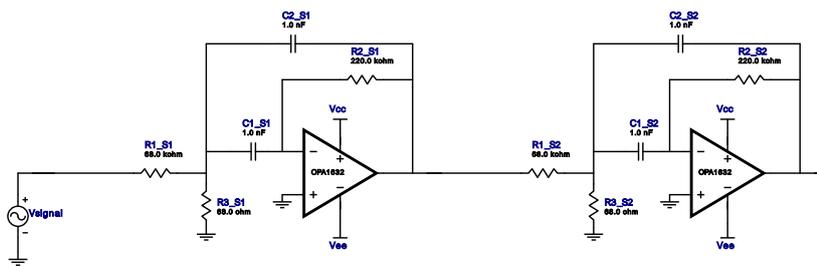


ANEXO C – Características de projeto do filtro passa-bandas do circuito de recepção.

Type : Bandpass
 Response : Butterworth
 Order : 4
 Number of Stages : 2

Filter Design Report

Design : Bandpass Filter - 4th order Butterworth
 Design ID: 4

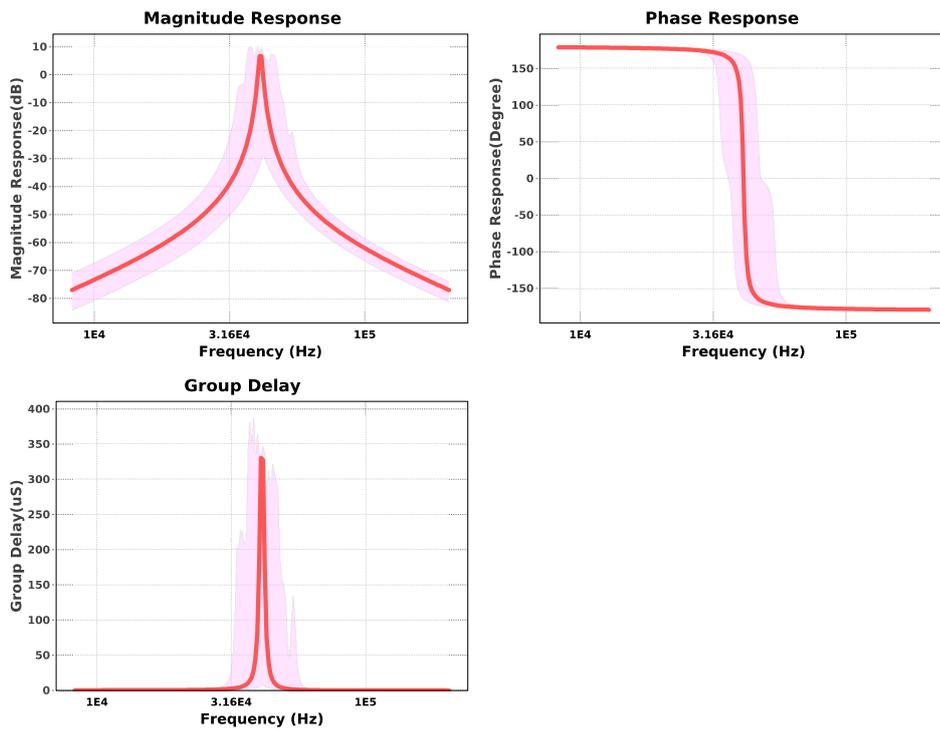


Electrical BOM

#	Name	Manufacturer	Part Number	Properties	Qty
1.	A1_S1	Texas Instruments Inc.	OPA1632	GbwTyp= 180MHz VccMax= 30V VccMin= 5V	1
2.	A1_S2	Texas Instruments Inc.	OPA1632	GbwTyp= 180MHz VccMax= 30V VccMin= 5V	1
3.	C1_S1	Generic	Ideal	Cap= 1.0 nF Tolerance= 10.0 %	1
4.	C1_S2	Generic	Ideal	Cap= 1.0 nF Tolerance= 10.0 %	1
5.	C2_S1	Generic	Ideal	Cap= 1.0 nF Tolerance= 10.0 %	1
6.	C2_S2	Generic	Ideal	Cap= 1.0 nF Tolerance= 10.0 %	1
7.	R1_S1	Generic	Ideal	Res= 68000.0ohm Tolerance= 20%	1
8.	R1_S2	Generic	Ideal	Res= 68000.0ohm Tolerance= 20%	1
9.	R2_S1	Generic	Ideal	Res= 220000.0ohm Tolerance= 20%	1
10.	R2_S2	Generic	Ideal	Res= 220000.0ohm Tolerance= 20%	1
11.	R3_S1	Generic	Ideal	Res= 68.0ohm Tolerance= 20%	1
12.	R3_S2	Generic	Ideal	Res= 68.0ohm Tolerance= 20%	1

Sensitivity Analysis

#	Name	Series	Tolerance
1.	Cap	E12	10%
2.	Res	E6	20%



Filter Design**Design Inputs**

#	Name	Value	Description
1.	FilterType	bandpass	
2.	FilterResponse	Butterworth	
3.	FilterOrder	4.0	
4.	FilterTopology	Multiple Feedback	
5.	NumberOfStages	2.0	
6.	CenterFrequency	41.5 k	
7.	StopbandAttenuation	-40.001	
8.	PassbandBandwidth	2.0 k	
9.	StopbandBandwidth	20.0 k	
10.	Gain	1.0	
11.	DualSupply	+/-12.00 V	Power supply(s) to active chips
12.	ResistorTolerance	E6	Resistor series - 20% Passive resistor tolerance
13.	CapacitorTolerance	E12	Capacitor series - 10% Passive capacitor tolerance

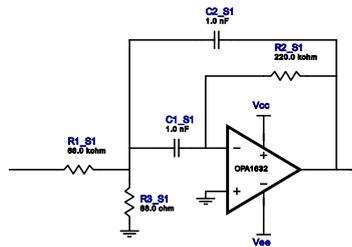
Design Assistance

1. **OPA1632** Product Folder : <http://www.ti.com/product/OPA1632> : contains the data sheet and other resources.

Filter Design

Filter Stage :1

Cutoff Frequency 41,169 kHz
 Min GBW Reqd 169,366 MHz
 Stage Gain 1.618 V/V
 Stage Q 28.454
 Stage Topology Multiple Feedback

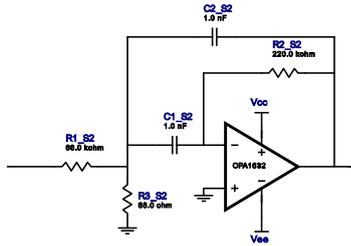


Electrical BOM

#	Name	Manufacturer	Part Number	Properties	Qty
1.	A1_S1	Texas Instruments Inc.	OPA1632	GbwTyp= 180MHz VccMax= 30V VccMin= 5V	1
2.	C1_S1	Generic	Ideal	Cap= 1,0 nF Tolerance= 10,0 %	1
3.	C2_S1	Generic	Ideal	Cap= 1,0 nF Tolerance= 10,0 %	1
4.	R1_S1	Generic	Ideal	Res= 68000,0ohm Tolerance= 20%	1
5.	R2_S1	Generic	Ideal	Res= 220000,0ohm Tolerance= 20%	1
6.	R3_S1	Generic	Ideal	Res= 68,0ohm Tolerance= 20%	1

Filter Stage :2

Cutoff Frequency 41,169 kHz
 Min GBW Reqd 175,237 MHz
 Stage Gain 1.618 V/V
 Stage Q 28.454
 Stage Topology Multiple Feedback



Electrical BOM

#	Name	Manufacturer	Part Number	Properties	Qty
1.	A1_S2	Texas Instruments Inc.	OPA1632	GbwTyp= 180MHz VccMax= 30V VccMin= 5V	1
2.	C1_S2	Generic	Ideal	Cap= 1.0 nF Tolerance= 10.0 %	1
3.	C2_S2	Generic	Ideal	Cap= 1.0 nF Tolerance= 10.0 %	1
4.	R1_S2	Generic	Ideal	Res= 68000.0ohm Tolerance= 20%	1
5.	R2_S2	Generic	Ideal	Res= 220000.0ohm Tolerance= 20%	1
6.	R3_S2	Generic	Ideal	Res= 68.0ohm Tolerance= 20%	1

Important Notice and Disclaimer

TI provides technical and reliability data (including datasheets), design resources (including reference designs), application or other design advice, web tools, safety information, and other resources AS IS and with all faults, and disclaims all warranties. These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, or other requirements.

These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you will fully indemnify TI and its representatives against, any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

Providing these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable Terms of Sale or other applicable terms available either on ti.com or provided in conjunction with TI products.



TERMO DE RESPONSABILIDADE

O texto do trabalho de conclusão de curso intitulado “Desenvolvimento de um circuito eletrônico para controle de um *array* ultrassônico de 40 kHz” é de minha inteira responsabilidade. Declaro que não há utilização indevida de texto, material fotográfico ou qualquer outro material pertencente a terceiros sem a devida citação ou consentimento dos referidos autores.

João Monlevade, 22 de Fevereiro de 2024.

Nome completo do(a) aluno(a)