

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Ramon Ariel Morsch

**PROJETO DE UM SENSOR DE TOF UTILIZANDO O ZR16S08 PARA
APLICAÇÕES DE IOT**

Santa Maria, RS
2021

Ramon Ariel Morsch

PROJETO DE UM SENSOR DE TOF UTILIZANDO O ZR16S08 PARA APLICAÇÕES DE IOT

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheiro Eletricista**. Defesa realizada por videoconferência.

ORIENTADOR: Prof. Dr. João Batista dos Santos Martins

Santa Maria, RS
2021

©2021

Todos os direitos autorais reservados a Ramon Ariel Morsch. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

End. Eletr.: ramarielmorsch@gmail.com

Ramon Ariel Morsch

PROJETO DE UM SENSOR DE TOF UTILIZANDO O ZR16S08 PARA APLICAÇÕES DE IOT

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheiro Eletricista**.

Aprovado em 15 de dezembro de 2021:

João Batista dos Santos Martins, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Cesar Augusto Prior, Dr. (UFSM)

Mateus Beck Rutzig, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2021

AGRADECIMENTOS

Dedico este trabalho de conclusão de curso:

Aos meus pais Cácia e Clóvis, que apesar das dificuldades sempre apoiaram meus estudos como uma grande prioridade;

Ao meu irmão Nícolas, pelos momentos de diversão nos finais de semana que contribuíram para a recuperação das energias ao longo do percurso;

À minha namorada Nathália, que esteve comigo nos bons e árduos momentos, sempre cuidando do nosso apartamento com muito carinho e tornando os dias da semana muito mais agradáveis;

À minha avó Laura, que sempre ajudou de todas as formas possíveis, apesar da dificuldade da distância;

Aos meus avós Anita e Anildo, que tornaram as despedidas de domingo um momento menos difícil, por possibilitar as reuniões de família;

Ao meu orientador Prof. João Batista, pelos conselhos, apoio durante a realização do trabalho e oportunidades oferecidas;

Ao meu colega e amigo Josué, pois desde sempre formamos a dupla mais entrosada da escola e da universidade;

Aos demais colegas e professores que durante o andamento do curso tiveram suas contribuições fundamentais para meu sucesso nas cadeiras;

Aos demais familiares que me sempre me incentivaram a me esforçar cada vez mais, tenho muito orgulho de fazer parte das famílias Morsch e Arend.

Aos colegas do GMICRO Luiz e Michel, que estavam presentes nas diversas etapas da realização deste trabalho, dando suas contribuições.

RESUMO

PROJETO DE UM SENSOR DE TOF UTILIZANDO O ZR16S08 PARA APLICAÇÕES DE IOT

AUTOR: Ramon Ariel Morsch

ORIENTADOR: João Batista dos Santos Martins

A Internet das Coisas refere-se à conexão de diversos dispositivos, sensores e atuadores, a partir de uma rede sem fio para a obtenção de informações e realização de tarefas autônomas. Nesse contexto, com o crescimento do conceito nos últimos anos, cada vez mais se faz necessário o desenvolvimento de novas tecnologias e o aprimoramento, seja a partir de melhorias de resultados ou redução de custos, dos nodos sensores, pois são eles que suprem de informação os sistemas de tomada de decisão. Este trabalho apresenta o projeto, a partir do microcontrolador brasileiro ZR16S08, desenvolvido pela SMDH em parceria com a UFSM, de um sistema de medição de tempo de propagação (ToF) de ondas ultrassônicas, cujas aplicações principais se dão na medição de distâncias diretas ou por reflexão do sinal e a estimativa da velocidade de um fluido, que no caso deste trabalho será o ar. Serão apresentadas as etapas para o projeto dos circuitos que compõem o sensor, a elaboração dos programas referentes à transmissão de sinal e estimativa de resultado e os testes de funcionamento do sensor para diferentes condições. O diferencial deste trabalho é a utilização do microcontrolador brasileiro, que além de proporcionar uma alternativa de baixo custo, incentiva o desenvolvimento da tecnologia nacional, comprovada a sua capacidade de comunicação com uma central que é capaz de submeter os dados adquiridos à nuvem.

Palavras-chave: Internet da Coisas. ZR16S08. Sensor. Ultrassom.

ABSTRACT

DESIGN OF A TOF SENSOR USING ZR16S08 FOR IOT APPLICATIONS

AUTHOR: Ramon Ariel Morsch

ADVISOR: João Batista dos Santos Martins

The Internet of Things refers to the connection of various devices, sensors and actuators, to a wireless network to obtain information and perform autonomous tasks. In this context, with the expansion of the concept in recent years, it is increasingly necessary to develop new technologies and to improve, whether based on better results or reduced costs, the sensor nodes, since they supply information to decision-making systems. This work presents the design, using the Brazilian microcontroller ZR16S08, developed by SMDH in partnership with UFSM, of a system for measuring the Time of Flight (ToF) of ultrasonic waves, whose main applications are in the measuring of direct and reflected signal distances and the estimate of the velocity of a fluid, which in the case of this paper will be air. The steps for the design of the sensor circuits, the elaboration of the programs related to the signal transmission, the estimated results and the sensor functioning tests for different conditions will be presented. The differential of this work is the use of the Brazilian microcontroller, which besides providing a low cost alternative, encourages the development of national technologies, proven its ability to communicate with a central that is capable of submitting the acquired data to the cloud.

Keywords: Internet of Things. ZR16S08. Sensor. Ultrasound.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Diagrama representativo do esquema de medição do tempo de propagação de um sinal sonoro no artigo em questão.	14
Figura 2.2 – Tempo de propagação do sinal sonoro em um duto sujeito a fluxo de ar no sentido do fluxo para cada sensor.	15
Figura 2.3 – Tempo de propagação do sinal sonoro em um duto sujeito a fluxo de ar no sentido oposto do fluxo para cada sensor.	15
Figura 2.4 – Variação da frequência de ressonância para diferentes polarizações DC.	16
Figura 2.5 – Representação de um amplificador operacional no circuito.	19
Figura 2.6 – Circuito equivalente de um amplificador operacional ideal.	19
Figura 2.7 – Circuito de um amplificador não inversor.	20
Figura 2.8 – Circuito de um amplificador inversor.	21
Figura 2.9 – Circuito de demodulação AM.	22
Figura 2.10 – Demodulação para uma constante de tempo adequada.	22
Figura 2.11 – Demodulação para uma constante de tempo muito grande.	23
Figura 2.12 – Demodulação para uma constante de tempo muito pequena.	23
Figura 2.13 – Representação de um transistor bipolar com destaque para os terminais de base, emissor e coletor.	24
Figura 2.14 – Diagrama de blocos e pinagem do CI 2822	27
Figura 2.15 – Diagrama de blocos e pinagem do TIP41C	28
Figura 3.1 – Disposição dos equipamentos para a transmissão e recepção do sinal ultrassônico em laboratório.	29
Figura 3.2 – Relação entre os sinais recebido (1) e transmitido (3), para a transmissão de uma onda senoidal de $3V_{pp}$ e 40 kHz a uma distância de 16 cm.	30
Figura 3.3 – Transmissão (2) e recepção (1) do sinal quadrado de amplitude 1 V e frequência de 40 kHz a uma distância de 16 cm.	31
Figura 3.4 – Retas que apresentam a característica de distância (x) e tempo de recepção (y), os pontos A e B representam os valores medidos em laboratório.	32
Figura 3.5 – Transmissão (2) e recepção (1) do sinal quadrado de amplitude 1 V e frequência de 40 kHz com distância de 16 cm.	32
Figura 3.6 – Transmissão (2) e recepção (1) do sinal quadrado de amplitude 1 V e frequência de 40 kHz com distância de 1,5 cm.	33
Figura 3.7 – Diagrama de blocos do funcionamento do projeto, apresentando o microcontrolador (azul), os atuadores e sensores (amarelo) e o circuito de instrumentação (verde).	34
Figura 3.8 – Sinal aplicado sobre o transmissor (3) e sinal recebido e amplificado (1).	37
Figura 3.9 – Relação entre as tensões de entrada e sobre o resistor no circuito de teste para uma entrada de $4 V_{pp}$	39
Figura 3.10 – Tensão de saída do circuito detector de borda projetado para uma entrada de $4 V_{pp}$	39
Figura 3.11 – Tensão de saída do circuito detector de borda projetado para uma entrada de $3,4 V_{pp}$ em escala de tempo menor.	40
Figura 3.12 – Tensão de entrada V_{BE} e saída V_{CE} do circuito da chave com transistor.	41
Figura 3.13 – Esquemático completo do circuito de instrumentação da recepção do sinal ultrassônico.	42
Figura 3.14 – Sinal transmitido (3) e recebido no piezoelétrico com o circuito de instru-	

mentação de recepção completo (1).	43
Figura 3.15 – Sinal transmitido (3) e sinal sobre o resistor do circuito detector de borda com o circuito de instrumentação de recepção completo (1).	43
Figura 3.16 – Sinal transmitido (3) e saída do circuito de instrumentação de recepção completo (1).	44
Figura 3.17 – Simulação do código de geração de uma onda quadrada de 40 kHz.	46
Figura 3.18 – Onda gerada pelo código na saída digital SD0.	47
Figura 3.19 – Onda gerada pelo código na saída digital SD0 aplicada ao transmissor piezoelétrico.	48
Figura 3.20 – Pulso gerado para transmissão na saída digital SD0 do microcontrolador.	49
Figura 3.21 – Pulso gerado para transmissão aplicado ao transmissor.	49
Figura 3.22 – Onda transmitida pelo microcontrolador (1) e sinal recebido pelo receptor (3).	50
Figura 3.23 – Onda transmitida pelo microcontrolador (1) e sinal enviado para o microcontrolador após a recepção (3).	51
Figura 3.24 – Obtenção de dados no teste de medição de distância direta.	53
Figura 3.25 – Obtenção de dados no teste de medição de distância por reflexão.	54
Figura 3.26 – Obtenção de dados para o teste de confiabilidade.	55
Figura 3.27 – Obtenção de dados para o teste de velocidade do ar com cooler.	56
Figura 4.1 – Resultados obtidos no teste de medição de distância.	57
Figura 4.2 – Visualização gráfica dos resultados obtidos no teste de medição de distância.	58
Figura 4.3 – Incrementos de corrente para a variações na saída de corrente (conversor D/A) do ZR16S08	59
Figura 4.4 – Intervalos de distância para a variações na saída de corrente (conversor D/A) do ZR16S08	60
Figura 4.5 – Resultados obtidos no teste medição de distância por reflexão.	61
Figura 4.6 – Visualização gráfica dos resultados obtidos no teste de medição de distância a partir da reflexão.	62
Figura 4.7 – Intervalos de distância para a variações na saída de corrente (conversor D/A) do ZR16S08.	62
Figura 4.8 – Resultados obtidos no teste medição do alcance para diferentes materiais.	63
Figura 4.9 – Resultados do teste de confiabilidade.	64
Figura 4.10 – Resultados do teste de velocidade do ar com o cooler.	64
Figura 4.11 – Resultados do teste de medição da velocidade do ar com ventilador.	65
Figura 4.12 – Resultados gráficos do teste de medição da velocidade do ar com ventilador.	66

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	10
1.1	INTERNET DAS COISAS E SENSORES	10
1.2	MOTIVAÇÃO	10
1.3	OBJETIVOS	11
1.3.1	Objetivos Gerais	11
1.3.2	Objetivos Específicos	11
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	12
2	DESENVOLVIMENTO TEÓRICO	13
2.1	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	13
2.2	EFEITO PIEZOELÉTRICO E SENSORES ULTRASSÔNICOS	16
2.3	ONDAS SONORAS	17
2.4	INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA	18
2.4.1	Amplificadores Operacionais	18
2.4.2	Amplificador Não Inversor	20
2.4.3	Amplificador Inversor	20
2.4.4	Circuito Detector de Borda	21
2.4.5	Chave Eletrônica a partir de Transistor Bipolar	24
2.5	COMPONENTES	25
2.5.1	ZR16S08	25
2.5.1.1	<i>Portas Digitais</i>	25
2.5.1.2	<i>Conversor Digital/Analógico</i>	25
2.5.1.3	<i>Timer</i>	26
2.5.1.4	<i>Registradores Especiais</i>	26
2.5.2	CI D2822	26
2.5.3	Transistor TIP41C	27
2.5.4	Transmissor e Receptor 255-400ST16-ROX e 255-400SR16-ROX	28
3	DESENVOLVIMENTO PRÁTICO	29
3.1	ANÁLISE INICIAL DA TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO	29
3.2	CIRCUITO DE INSTRUMENTAÇÃO	33
3.2.1	Envio do Sinal	34
3.2.2	Recepção do Sinal	34
3.3	ELABORAÇÃO DO CIRCUITO DE INSTRUMENTAÇÃO	35
3.3.1	Dimensionamento do Amplificador	35
3.3.2	Teste do Amplificador	37
3.3.3	Dimensionamento do Circuito Detector de Borda	37
3.3.4	Teste do Circuito Detector de Borda	38
3.3.5	Dimensionamento da Chave com Transistor Bipolar	40
3.3.6	Teste da Chave com Transistor Bipolar	41
3.3.7	Teste do Circuito de Instrumentação da Recepção do Sinal	42
3.4	PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR	45
3.4.1	Geração de Onda Quadrada	45
3.4.2	Geração de Pulsos de Onda Quadrada	48
3.4.3	Transmissão e Recepção com o Microcontrolador	50
3.4.4	Medição de Distância	51
3.4.5	Medição de Velocidade de Fluidos	52

3.5	TESTE DE MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA DIRETA ENTRE TRANSMISSOR E RECEPTOR.....	52
3.6	TESTES DE MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA A PARTIR DE REFLEXÃO	53
3.7	TESTE DE REFLEXÃO PARA DIFERENTES MATERIAIS	54
3.8	TESTE DE CONFIABILIDADE DA MEDIÇÃO	55
3.9	TESTE DE VELOCIDADE DO AR COM COOLER	55
3.10	TESTE DE VELOCIDADE DO AR COM VENTILADOR	56
4	RESULTADOS	57
4.1	MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA DIRETA ENTRE TRANSMISSOR E RECEPTOR ..	57
4.2	MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA A PARTIR DE REFLEXÃO	61
4.3	REFLEXÃO PARA DIFERENTES MATERIAIS	63
4.4	CONFIABILIDADE DA MEDIÇÃO	63
4.5	MEDIÇÃO DA VELOCIDADE DO AR COM COOLER	64
4.6	MEDIÇÃO DA VELOCIDADE DO AR COM VENTILADOR	65
4.7	CONSUMO ENERGÉTICO	66
5	CONCLUSÃO	68
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	70

1 INTRODUÇÃO

1.1 INTERNET DAS COISAS E SENSORES

A Internet das Coisas, segundo Aztori, Iera e Morabito (2010), está ganhando cada vez mais terreno no cenário mundial. A ideia básica do conceito é a possibilidade da presença nos mais diversos ambientes de diversos dispositivos capazes de realizarem uma comunicação autônoma visando atingir objetivos em comum: melhoria de processos fabris, redução de consumo energético, realização de tarefas residenciais, entre outros. Nesse contexto, a presença de nodos sensores é fundamental para o desenvolvimento de sistemas IoT (Internet of Things), pois são eles que suprem de informações os sistemas de tomada de decisão, logo, o desenvolvimento de novas tecnologias na área e o aprimoramento, seja a partir de melhorias de resultados ou redução de custos, é fundamental para a continuidade do conceito, uma vez que este requer produção em larga escala dos mais diversos tipos de sensores.

1.2 MOTIVAÇÃO

Conforme explicitado na seção 1.1, a Internet das Coisas requer uma quantidade grande de dispositivos conectados entre si, portanto, a motivação deste trabalho é desenvolver um dispositivo de medição de ToF (Time of Flight) de ondas ultrassônicas a partir do microcontrolador ZR16S08, que é um dispositivo nacional. Esse tipo de sensoriamento tem aplicações em diversas situações: medição de distâncias e velocidade de fluidos serão os principais focos do trabalho. Ainda, pode-se acrescentar como justificativa a este projeto dar continuidade ao trabalho desenvolvido por Júnior (2019), que desenvolveu uma metodologia de comunicação entre nodos sensores com o microcontrolador ZR16S08. O principal diferencial do trabalho é a utilização do microcontrolador brasileiro, desenvolvido pela SMDH (Santa Maria Design House) em parceria com a UFSM, como uma ferramenta de obtenção de informações para aplicação em IoT, pois a partir disto busca-se reduzir custos de produção e incentivar o desenvolvimento da tecnologia nacional.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivos Gerais

O objetivo principal do trabalho é o projeto, elaboração e análise de um sistema de medição de ToF (Time of Flight) de uma onda ultrassônica a ser transmitida e recebida através do ZR16S08. Portando o sistema deve ter capacidade de medir variações no tempo de propagação da onda nas seguintes condições:

- Com uma precisão adequada e confiabilidade.
- Com baixo custo e tecnologia nacional, de forma que este seja um diferencial do projeto proposto.

1.3.2 Objetivos Específicos

Para atingir os objetivos principais descritos na subseção anterior, é necessário o cumprimento de diversos outros requerimentos, que podem ser vistos como um guia para o seguimento do trabalho, são eles:

- Estabelecer a comunicação entre os transdutores piezoelétricos que compõe o sensor.
- Elaborar um circuito que condicione o sinal a ser enviado ao transdutor transmissor.
- Elaborar um circuito de processamento do sinal recebido pelo transdutor receptor.
- Elaborar em Assembly uma rotina de geração de um sinal capaz de ser transmitido entre os transdutores.
- Elaborar em Assembly uma rotina que possibilite a medição de variações no tempo de propagação do sinal através das entradas e saídas do microcontrolador ZR16S08, com pouca utilização da capacidade de processamento do mesmo.
- Gerar um resultado que possa ser transmitido através de radiofrequência, mas também visualizável nas saídas de corrente do ZR16S08.
- Realizar testes com possíveis aplicações para o sensor de ToF e analisar os resultados.
- Verificar o consumo energético do sensor projetado.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho será estruturado da seguinte forma: no Capítulo 1, a introdução, na qual se encontra este texto, estão presentes uma breve apresentação do tema foco deste trabalho, a motivação do trabalho e os objetivos gerais e específicos.

O Capítulo 2 apresenta o desenvolvimento teórico do trabalho, contém uma breve revisão bibliográfica de alguns trabalhos já realizados sobre a temática, uma explicação de alguns conceitos, equações e circuitos elétricos importantes para o entendimento dos procedimentos adotados na sequência, e por fim uma descrição de alguns componentes utilizados no projeto do sensor.

No Capítulo 3, composto pelo desenvolvimento prático, serão apresentados os procedimentos realizados com base nas informações presentes no desenvolvimento teórico para o projeto prático, a implementação e a realização dos testes referentes ao funcionamento do sensor. Em síntese, inicialmente, será apresentado o funcionamento teórico do sensor, prosseguindo, a aplicação de cada circuito elétrico e componente e seu funcionamento dentro de um contexto geral do sensor, então serão descritas as condições e procedimentos adotados para a realização dos testes e para a posterior análise dos resultados.

No Capítulo 4 estão os resultados, que serão apresentados e discutidos para possibilitar, por fim, que no Capítulo 5 seja descrita a conclusão a respeito do trabalho.

2 DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

2.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Para a realização deste trabalho foi realizada uma revisão bibliográfica, com o objetivo de observar trabalhos já realizados que possam auxiliar no desenvolvimento do sensor em questão, ainda, buscou-se comprovar a viabilidade de implementação da ideia apresentada no que se refere a medição de tempo de propagação (ToF) de ondas ultrassônicas, além de verificar possíveis aplicações da mesma.

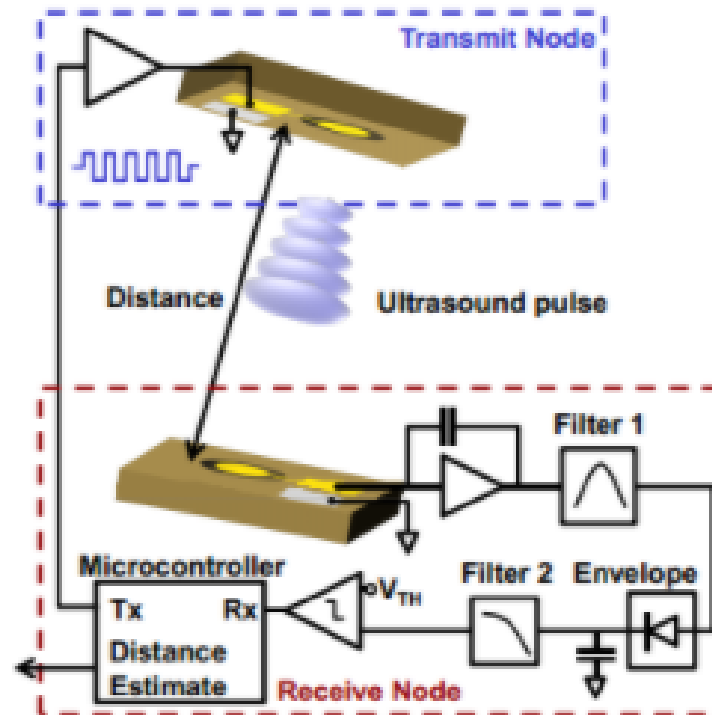
Inicialmente, a partir do dispositivo desenvolvido por Przybyla et al. (2011), foi percebida a possibilidade de utilizar transdutores piezoelétricos para estabelecer a conexão de envio e recebimento de um sinal sonoro. Neste artigo, os autores discutiram o desenvolvimento de um sensor de distância ultrassônico a partir da detecção da diferença no tempo de envio e recebimento de um sinal sonoro que é propagado no ambiente. Segundo eles, para que seja possível atender a alta taxa de amostragem e a baixa complexidade requeridas, o sensor produz uma estimativa de distância para cada pulso, sendo que esta não deve requerer processamento digital complexo. A verificação do tempo de chegada do sinal se dá através da tensão de threshold, após o processamento do sinal recebido pelo material piezoelétrico receptor, que é composto por amplificador, filtro passa faixa e um circuito detector de borda.

O sistema é controlado a partir de um microcontrolador que gera um pulso de tensão na frequência de ressonância do dispositivo piezoelétrico, o sinal é amplificado e enviado ao piezoelétrico do nó transmissor, gerando uma onda de pressão. No nó receptor, o sinal propagado em forma de onda sonora pelo ambiente é recebido pelo respectivo piezoelétrico que o converte novamente em tensão. O sinal é amplificado de maneira proporcional ao deslocamento gerado no material, na sequência, os sinais fora da banda de interesse são filtrados e o sinal resultante é aplicado a um circuito detector de borda e ocorre a comparação com a tensão de threshold. A partir deste processo é possível determinar a distância a partir da equação:

$$D = cT_d$$

Onde D é a distância a ser medida, c é a velocidade do som no ambiente e T_d é o tempo de propagação da onda sonora. No sistema, as considerações de projeto importantes, segundo os autores, são a amplitude de transmissão, limitada pelas não linearidades do piezoelétrico transmissor, que resulta em diminuição do ganho a partir de determinadas tensões, distância máxima de transmissão, limitada pela razão entre sinal e ruído no pie-

Figura 2.1 – Diagrama representativo do esquema de medição do tempo de propagação de um sinal sonoro no artigo em questão.



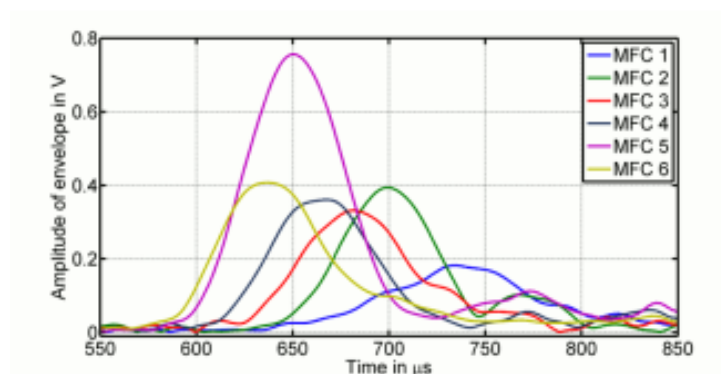
Fonte: Przybyla et al. (2011)

zoelétrico receptor, forma de onda transmitida, limitada pelas características do transdutor, pois alguns ciclos são transmitidos na frequência de ressonância até que o sinal atinja a máxima amplitude desejada.

Visto que a partir de materiais piezoelétricos e um circuito de processamento é possível verificar o tempo de propagação de uma onda sonora, agora, segundo Kunadt, Pfeifer e Fischer (2012), devido a reversibilidade do efeito piezoelétrico, os transdutores podem ser atuadores e sensores, e uma aplicação possível desta característica é a medição de fluxo a partir do efeito de transporte dos fluidos para com as ondas sonoras, ou seja, a direção de medição do fluxo pode ser invertida de modo a ser verificado o tempo de propagação da onda no sentido da velocidade do fluido e no sentido oposto, fornecendo assim uma maior precisão e diferença entre valores de tempo para valores de fluxo próximos. Então, segundo os autores, a velocidade do fluxo pode ser estimada em função dos tempos T_1 e T_2 , referentes aos tempos de propagação medidos no sentido do fluxo e no sentido oposto, respectivamente. Os resultados observados no artigo foram os seguintes:

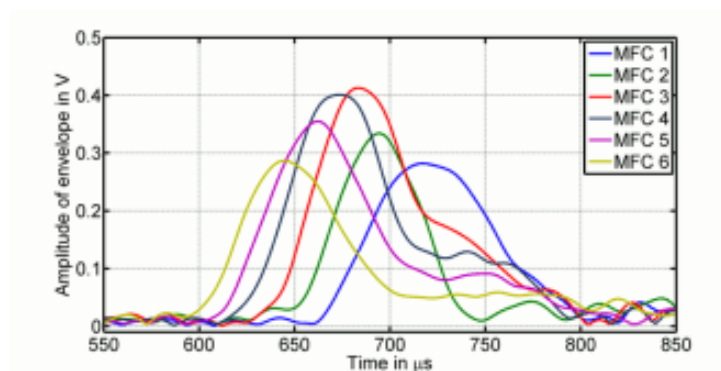
Como é possível perceber nas Figuras 2.2 e 2.3, os sensores detectaram o sinal sonoro em um tempo menor quando este era propagado no sentido igual ao do fluxo de ar em comparação com o sentido oposto, comprovando a capacidade dos fluidos de transportar estas ondas sonoras, que será fundamental para o desenvolvimento do trabalho a que se refere este documento.

Figura 2.2 – Tempo de propagação do sinal sonoro em um duto sujeito a fluxo de ar no sentido do fluxo para cada sensor.



Fonte: Kunadt, Pfeifer e Fischer (2012)

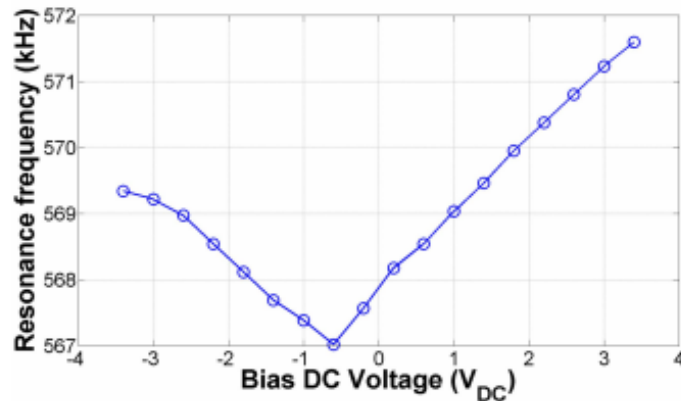
Figura 2.3 – Tempo de propagação do sinal sonoro em um duto sujeito a fluxo de ar no sentido oposto do fluxo para cada sensor.



Fonte: Kunadt, Pfeifer e Fischer (2012)

Ainda, van Neer, Robers e Volker (2013) analisou a aplicação de piezoelétricos como fontes de sinais ultrassônicos, segundo os autores, a utilização de sua primeira frequência de ressonância fornece uma boa relação de sinal ruído fazendo uso de baixa potência, o que é ideal para a aplicação sugerida anteriormente. Dentre obstáculos para sua aplicação pode-se citar que os piezoelétricos são omnidirecionais, sendo necessário dar atenção a possíveis reflexões no sinal gerado, sua largura de banda é bastante limitada, sendo dependente do raio da membrana utilizada. Uma das conclusões mais importantes no artigo é a de que a polarização DC na membrana pode modificar sua frequência de ressonância, dessa forma sendo possível ajustar duas membranas a serem utilizadas de forma que estas tenham a mesma frequência de ressonância, maximizando a relação sinal ruído.

Figura 2.4 – Variação da frequência de ressonância para diferentes polarizações DC.



Fonte: van Neer, Robers e Volker (2013)

Por fim, como citado anteriormente, Júnior (2019) desenvolveu uma topologia de nodo sensor utilizando o microcontrolador brasileiro ZR16S08, comprovando a possibilidade de sua utilização como um dispositivo IoT e observando a capacidade do mesmo de realizar as tarefas necessárias de processamento para a aquisição de dados e envio de informações através de radiofrequência. O autor ainda implementou um protocolo de comunicação entre o microcontrolador e centrais de gerenciamento de informações a partir de módulos de radiofrequência de 433 MHz e obteve sucesso na comunicação em distâncias de até 15 m. Os resultados obtidos quanto a comunicação do ZR16S08 com uma central de processamento de dados podem ser verificados, também, no trabalho de Machado et al. (2019), onde os autores buscaram a aquisição de dados referentes a vazão de água em tubulações para aplicação em um sistema de monitoramento de perdas de água, através do ZR16S08 operando como um dispositivo IoT.

2.2 EFEITO PIEZOELÉTRICO E SENSORES ULTRASSÔNICOS

A piezoeletricidade foi descoberta em 1880 pelos irmãos Curie, eles verificaram a que ao serem comprimidos certos materiais apresentavam cargas positivas e negativas em determinadas regiões de sua superfície, sendo estas proporcionais a pressão aplicada e inexistentes sem a presença da mesma. Antes do material piezoelétrico ser sujeito a alguma força externa o centro de gravidade das cargas positivas e negativas de cada molécula coincide, de forma a se cancelar reciprocamente. Quando sujeitos a alguma pressão externa a estrutura interna do material sofre uma deformação, de modo que o centro de gravidade das cargas na molécula é desequilibrado, gerando dipolos. As cargas no interior do material acabam por se cancelar, gerando uma diferença de potencial na superfície do mesmo, dessa forma ocorre a polarização do material que acaba por gerar

um campo elétrico que pode ser utilizado para a conversão de energia mecânica para energia elétrica. (ARNAU, 2008a)

Segundo Arnau (2008b), a maioria, porém não a totalidade, dos sensores que emitem e recebem ondas ultrassônicas com o objetivo de medir as propriedades do meio o fazem com base no efeito piezoelétrico, muito devido a sua reversibilidade e eficiência. Existem dois métodos usuais no que se refere a transmissão do sinal entre transmissor e receptor piezoelétrico, eles são denominados passivo e ativo. Neste trabalho será tratado apenas o método passivo pode ser descrito da seguinte maneira: uma excitação externa é aplicada ao transmissor e o sinal no receptor é analisado a partir de um "network analyzer" que fornece um sinal de amplitude fixa e varia sua frequência em um determinado intervalo. Este método tem como vantagens a capacidade de fornecer a maior informação possível quanto as características elétricas do sensor e conseqüentemente do objeto de medição. No entanto, este tipo de aplicação dos transdutores piezoelétricos requer uma quantidade de recursos e conhecimento no modelo dos comportamentos dos dispositivos utilizados. Uma alternativa para a análise de frequência é análise do comportamento do sensor para uma excitação pulsada no transmissor, possibilitando a utilização apenas da frequência de ressonância dos dispositivos.

Como foi citada anteriormente, é relevante salientar que um fator importante no momento em que se busca gerar e captar ondas sonoras de alta frequência é a utilização da frequência de ressonância do dispositivo piezoelétrico para obtenção de uma relação entre tensão aplicada ou deformação sofrida e deformação gerada ou tensão gerada mais positiva. Isso ocorre quando a capacitância e indutância próprias do material se anulam, de modo que a impedância total do material passa a ser exclusivamente resistiva.

2.3 ONDAS SONORAS

Ondas sonoras são um tipo de onda mecânica que necessita de um meio para propagação como, por exemplo, através variação da pressão do ar. Elas são ondas longitudinais, ou seja, a direção da perturbação é a mesma da propagação da onda.

O som audível caracteriza-se por ocorrer no intervalo de frequências entre 20 e 20000 Hz, abaixo deste intervalo as ondas sonoras são denominadas infra-som, enquanto acima deste intervalo são denominadas ultra-som. A intensidade do som pode ser mensurada pela seguinte equação relacionada com a amplitude A do deslocamento horizontal dos elementos de volume do ar:

$$I = (\rho v/2)(A\omega)^2$$

Onde I é a intensidade do som, ρ é a densidade do meio, v é a velocidade da

propagação da onda no meio e ω é a frequência angular. A impedância acústica de um meio é dada por:

$$Z = \rho v$$

Logo, diferentes meios apresentam diferentes impedâncias acústica. O que é importante quando observada a razão entre a intensidade de onda refletida e intensidade de onda incidente em um material, dada pela seguinte equação:

$$R = I_r/I_0 = (Z_A - Z_B)^2/(Z_A + Z_B)^2$$

Onda I_r é a intensidade da onda refletida, I_0 é a intensidade da onda incidente, Z_A é a impedância acústica do meio A e Z_B é a impedância acústica do meio B. Quando o meio de transmissão é o mesmo não ocorre reflexão, portanto. (PILLING, s.d.)

2.4 INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA

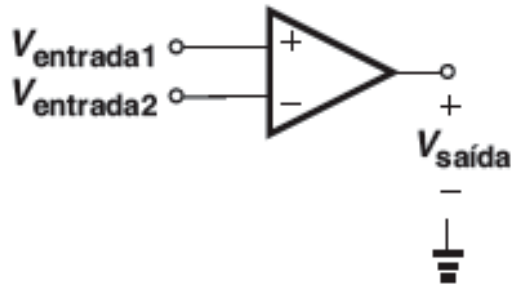
2.4.1 Amplificadores Operacionais

O amplificador operacional pode ser representado como uma caixa-preta com duas entradas e uma saída. Essas entradas são denominadas entradas inversora e não inversora, o amplificador operacional amplifica a diferença entre elas. Considerando A_0 o ganho de tensão próprio do amplificador operacional, pode-se descrever o seu funcionamento básico através da seguinte equação:

$$V_{saida} = A_0(V_{entrada1} - V_{entrada2})$$

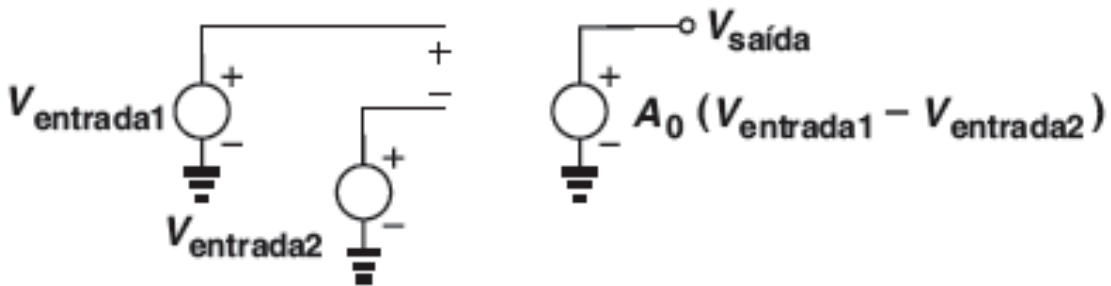
Sendo assim, a representação e o circuito equivalente de um amplificador operacional, amplamente utilizado na área de instrumentação eletrônica e condicionamento de sinais, são os seguintes:

Figura 2.5 – Representação de um amplificador operacional no circuito.



Fonte: Razavi (2014a)

Figura 2.6 – Circuito equivalente de um amplificador operacional ideal.



Fonte: Razavi (2014a)

Para o caso em que uma das tensões é mantida em 0 V, seja ela a da entrada inversora ou da entrada não inversora, obtém-se como resultado na saída um comportamento linear dependente da entrada, conforme sugerem as equações:

$$V_{saída} = A_0 V_{entrada1}$$

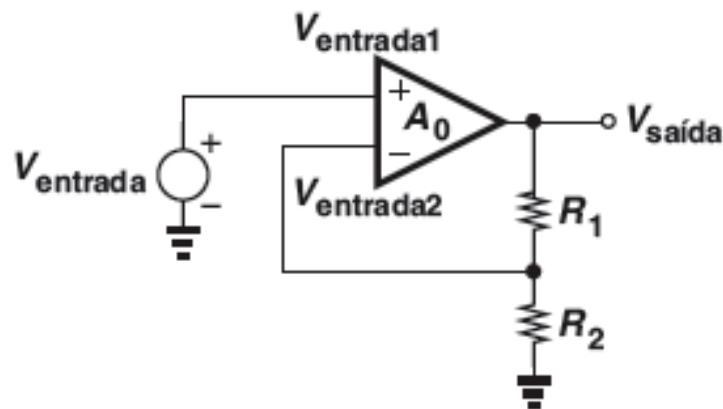
$$V_{saída} = A_0 (-V_{entrada2})$$

Ainda, dentre as não idealidades do amplificador operacional estão o ganho finito, impedância de entrada, impedância de saída e velocidade finita, sendo estas características importantes para a escolha de um dispositivo a ser utilizado em projetos. A importância dos amplificadores operacionais se dá pela possibilidade da elaboração de diversos circuitos de condicionamento de sinais que o contém, a seguir serão descritos alguns destes utilizados no projeto a que se refere este trabalho.

2.4.2 Amplificador Não Inversor

Diferentemente de circuitos com outros tipos de amplificadores, onde o ganho é dependente de um resistor de carga, por exemplo, e pode variar consideravelmente, em certas aplicações são requeridos ganhos bastante precisos. Circuitos baseados em amplificadores operacionais podem oferecer este tipo de precisão. Razavi (2014a)

Figura 2.7 – Circuito de um amplificador não inversor.



Fonte: Razavi (2014a)

O amplificador não inversor consiste de um amplificador operacional e um divisor de tensão que retorna uma parcela da tensão para até a entrada inversora. Para um ganho infinito do amplificador operacional, a equação que relaciona a entrada com a saída, denominado ganho em malha fechada, é dada por:

$$V_{saida}/V_{entrada} \approx 1 + R_1/R_2$$

Considerando um ganho finito em malha aberta A_0 (ganho do próprio amplificador operacional), a equação que descreve o comportamento do circuito é ajustada, pois ocorre uma diminuição no ganho de malha fechada. Sendo a relação dada, agora, por:

$$V_{saida}/V_{entrada} \approx (1 + R_1/R_2)[1 - (1 + R_1/R_2)/A_0]$$

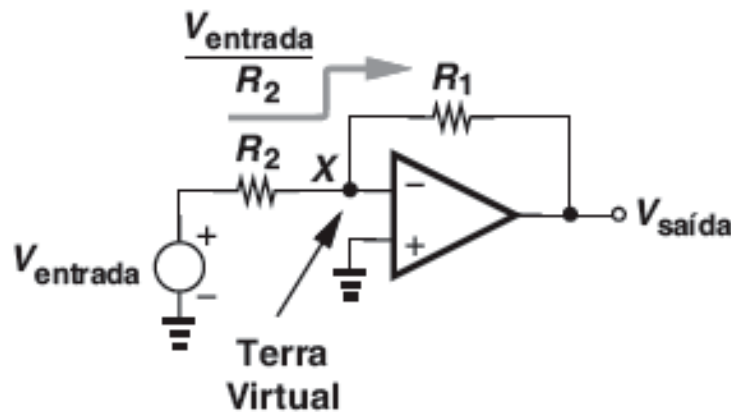
2.4.3 Amplificador Inversor

O circuito do amplificador inversor consiste de resistores R_1 e R_2 conectados à entrada inversora do amplificador operacional, enquanto a entrada não inversora é ligada à terra. Como para um ganho em malha aberta finito a diferença entre as tensões de entrada inversora e não inversora tende a zero, o ponto X é chamado de "terra virtual". Nessas

condições, a tensão do circuito está toda sobre R_2 e produz uma corrente que deve fluir por R_1 , considerando uma impedância de entrada infinita no amplificador operacional. Como o terminal esquerdo de R_1 permanece no potencial zero e o da direita em $V_{saída}$, a relação entre a entrada e saída é dada por: Razavi (2014a)

$$V_{saída}/V_{entrada} \approx -R_1/R_2$$

Figura 2.8 – Circuito de um amplificador inversor.



Fonte: Razavi (2014a)

É importante salientar que nesta configuração de amplificador, a impedância de entrada é dada exclusivamente por R_2 , sendo assim, aumentar o seu valor aumenta a impedância de entrada mas reduz o ganho em malha fechada. Ainda, considerando um ganho em malha aberta finito, temos a seguinte equação:

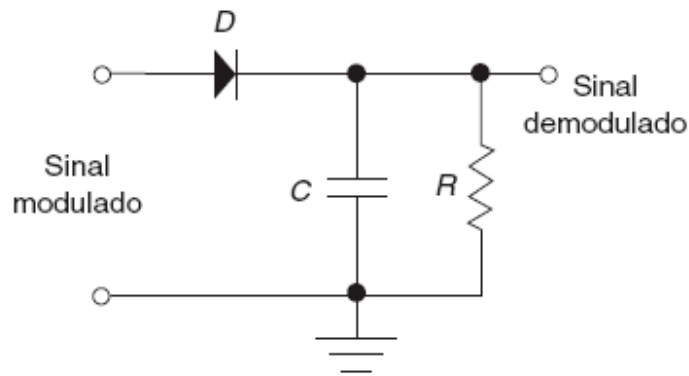
$$V_{saída}/V_{entrada} \approx (-R_1/R_2)[1 - (1 + R_1/R_2)/A_0]$$

Pode-se perceber que a parcela relativa ao erro de ganho da equação é a mesma para amplificadores inversores e não inversores.

2.4.4 Circuito Detector de Borda

Nas telecomunicações, sinais de alta frequência são utilizados para a transmissão de informações. No entanto, estas informações no caso da modulação AM/ASK, modulação em amplitude, estão presentes no sinal de alta frequência, denominado portador, quando observadas as mudanças de amplitude no mesmo. Para isolar as mudanças de amplitude do sinal transmitido, no receptor, é necessário um circuito de demodulação, que tem como função principal detectar o envoltório do sinal portador.

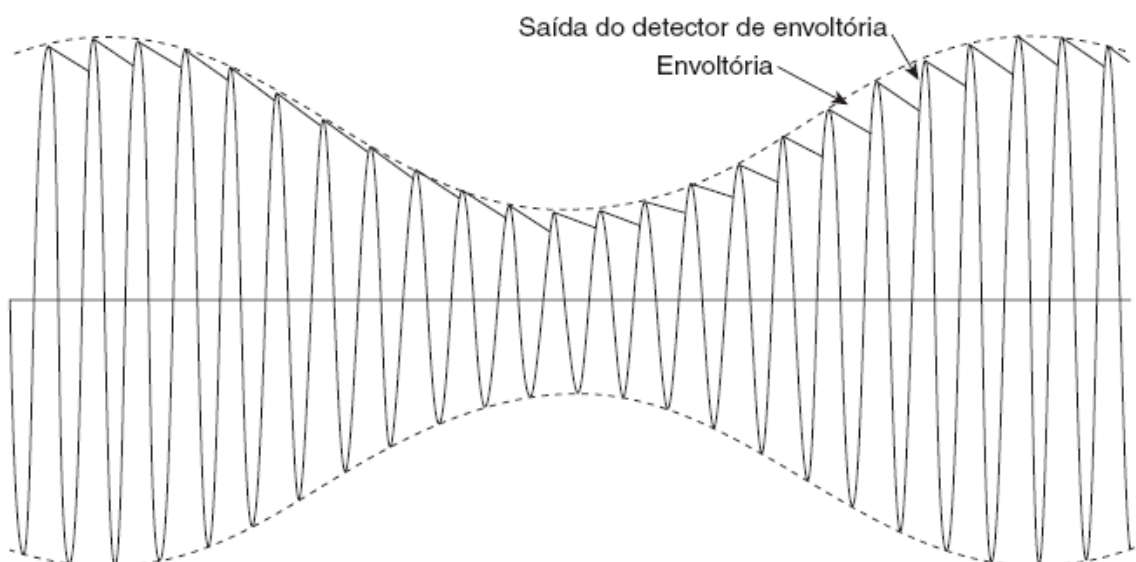
Figura 2.9 – Circuito de demodulação AM.



Fonte: Campos (2015)

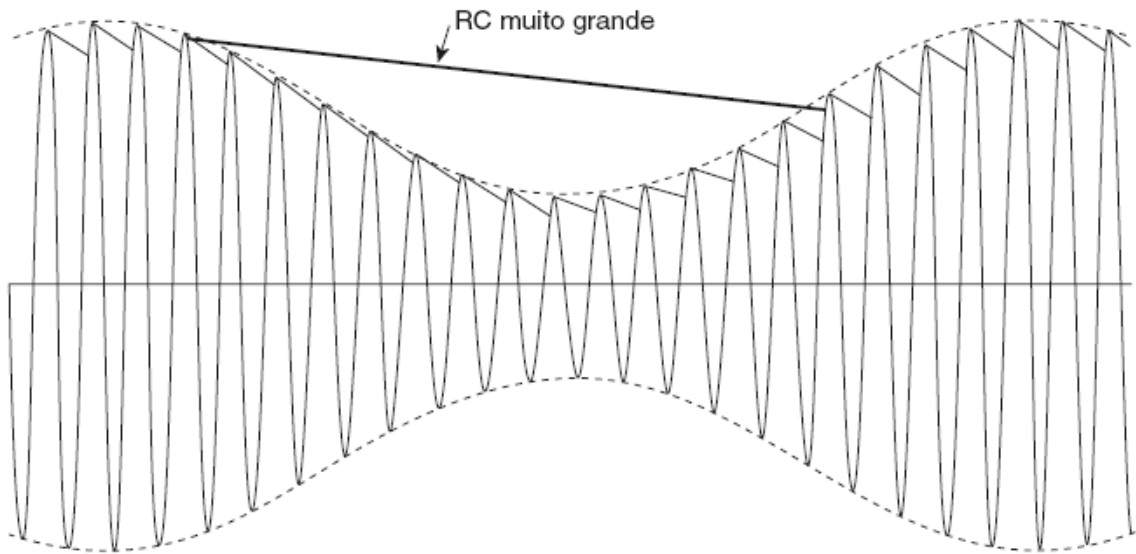
O circuito de detecção de borda usualmente consiste de um dispositivo não-linear, um diodo, por exemplo, e um filtro analógico composto de um resistor e um capacitor. É importante que estes componentes sejam projetados adequadamente, de forma que apresentem uma constante RC coerente com a aplicação, caso a constante seja muito grande o capacitor se carrega, mas se descarrega muito lentamente, de forma que a saída demodulada apresentará uma componente DC muito elevada, e caso a constante RC seja muito pequena, o capacitor se carrega, mas se descarrega muito rapidamente, de forma a apresentar um sinal semelhante ao modulado. (CAMPOS, 2015)

Figura 2.10 – Demodulação para uma constante de tempo adequada.



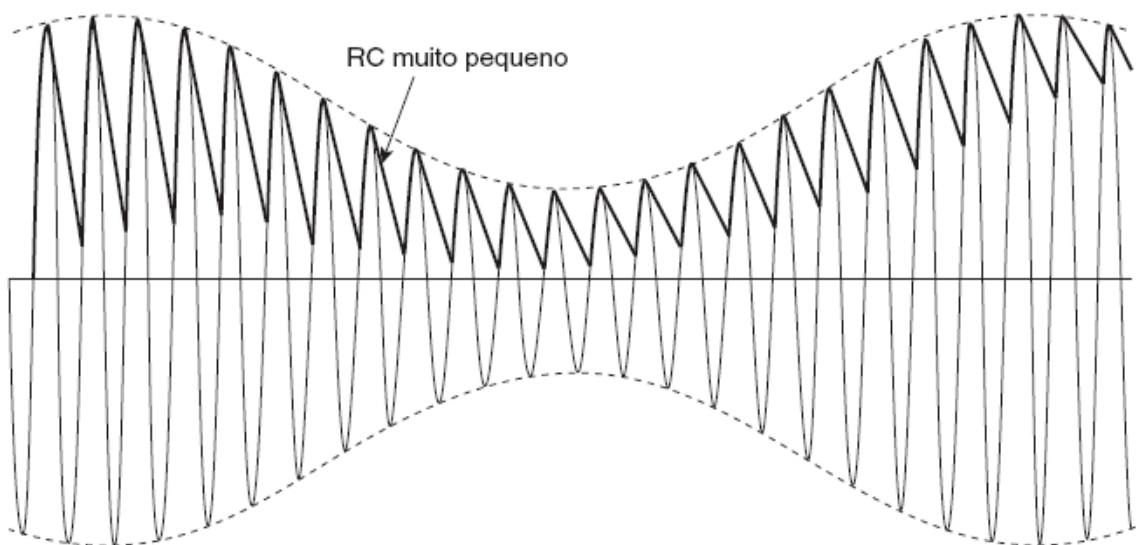
Fonte: Campos (2015)

Figura 2.11 – Demodulação para uma constante de tempo muito grande.



Fonte: Campos (2015)

Figura 2.12 – Demodulação para uma constante de tempo muito pequena.



Fonte: Campos (2015)

Para apresentar um comportamento adequado, o circuito detector de envoltório, característico de um demodulador AM, deve apresentar uma constante RC tal que: (CAMPOS, 2015)

$$10/\omega_0 < RC < 1/\omega_m$$

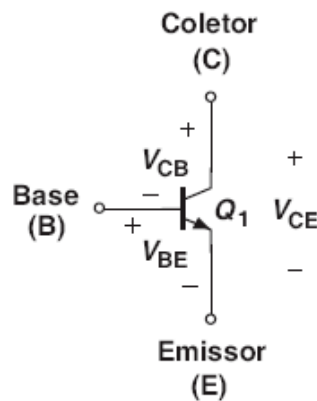
Outro fator a ser considerado no projeto do demodulador, ou circuito detector de

envoltório, é a queda de tensão no diodo a ser utilizado, pois está deve ser superada pelo sinal a ser demodulado.

2.4.5 Chave Eletrônica a partir de Transistor Bipolar

O transistor bipolar pode ser visto como uma fonte de corrente controlada por tensão. Os transistores bipolares apresentam 3 terminais definidos como base, coletor e emissor, conforme a figura a seguir. (RAZAVI, 2014b)

Figura 2.13 – Representação de um transistor bipolar com destaque para os terminais de base, emissor e coletor.



Fonte: Razavi (2014b)

A corrente de coletor em um transistor bipolar é dada pela seguinte equação:

$$I_c = I_s \exp(V_{BE}/V_T)$$

Onde I_s é uma função das características do transistor, e V_T está relacionada com a temperatura de operação. Para utilizar o transistor como uma chave é necessário que este opere em duas regiões: corte e saturação. Na região de corte, a reta de carga do circuito intercepta a curva $I_B = 0$, ou seja, a corrente de coletor é nula, já na região de saturação a reta de carga intercepta a curva $I_B = I_{Bsat}$, logo, a corrente de coletor é máxima. Dessa forma, é possível, através de uma tensão suficientemente grande na base do transistor, ativar a condução do dispositivo com uma corrente fixa, e para a ausência dessa tensão o transistor atua como uma impedância idealmente infinita.

Para a realização de projetos é importante que o transistor não opere em saturação fraca, de forma que deve-se considerar o valor de β , que é a razão entre a corrente de coletor e a corrente de base, como 10, uma vez que a maioria dos transistores apresentam um valor superior desta grandeza. (WENDLING, 2019)

2.5 COMPONENTES

2.5.1 ZR16S08

O ZR16S08 é um microcontrolador reconhecido pelo Ministério da Ciência, Tecnologia, Inovação e Comunicações (MCTIC) como Produto Nacional. Ele foi projetado pela Santa Maria Design House (SMDH), que é ligada ao grupo de pesquisa da UFSM denominado GMICRO, além da Chipus Microeletrônica S.A e C&P Projetos Eletrônicos LTDA.

O ZR16S08 busca ser um microcontrolador de baixo custo com foco na integração analógico/digital, possui um microprocessador de 8 bits, memória de programa de 1024 palavras. Para a realização do presente trabalho foram utilizados periféricos do dispositivo como portas digitais, seja como entrada ou saída, timer e conversor digital/analógico, cujas características serão descritas na sequência. Ainda, possui um oscilador interno de 4 MHz e regulador de tensão com entrada entre 5 e 28 V. (SMDH & Chipus, 2015)

2.5.1.1 Portas Digitais

A partir deste periférico é possível o acionamento e leitura das saídas e entradas digitais e valor de referência para leitura de dados e escrita é de 3,3 V, denominado V_{REF} . O controle das informações recebidas e fornecidas pelo periférico é realizado no programa pela escrita e leitura dos seguintes registradores: 0x08 (registrador de leitura de entradas digitais), 0x09 (registrador de habilitação das saídas digitais), 0x0A (registrador de controle de saídas digitais) e 0x0B (registrador de controle de SD8 e reset externo).

2.5.1.2 Conversor Digital/Analógico

Para realizar a integração entre as grandezas digitais do programa com o ambiente externo, o ZR16S08 apresenta como conversor digital/analógico 3 saídas de corrente controladas digitalmente, possibilitando a leitura de valores digitais a partir de um valor analógico equivalente de corrente. Os valores de corrente possíveis variam de 0 mA a 20 mA com intervalos de 1,33 mA, ou seja, são possíveis 16 diferentes valores. O controle dos DACs é realizado a partir dos seguintes registradores: 0x0D (registrador de controle da saída DAC0), 0x0E (registrador de controle da saída DAC1), 0x0F (registrador de controle da saída DAC2). Em cada um destes registradores pode-se definir o modo de operação da saída de corrente, como chave liga/desliga ou espelho de corrente, que varia de 0 mA a 20 mA, conforme supracitado, e definir o valor de corrente a partir de 4 bits.

2.5.1.3 *Timer*

O timer do ZR16S08 possibilita estabelecer relações temporais com o circuito em que está inserido o microcontrolador. Ele pode ser programado para realizar a contagem decrescente de tempo dos valores de 1 μ s até aproximadamente 0,0655 s. É possível realizar a programação do valor inicial de contagem e a partir deste é decrescida uma unidade a cada 1 μ s, ainda, existem opções para recarga automática, ativação da interrupção ao final da contagem, e habilitar o início da contagem. Os registradores utilizados para o controle do timer são o 0x1C (registrador de carga 0 - escrita), 0x1D (registrador de carga 1 - escrita), 0x1C (registrador down counter LSBs - leitura), 0x1D (registrador espelho - leitura) e 0x1E (registrador de controle).

O funcionamento do timer se dá da seguinte forma: devem ser definidos pelo programa primeiramente o valor do LSB da carga do down counter, então, na sequência o valor do MSB, pois após sua definição o valor total, de 16 bits, é carregado para o down counter. A partir do registrador de controle pode-se então iniciar a contagem, ativar interrupção e habilitar a recarga automática. Para realizar uma leitura parcial do timer basta ler os valores presentes no registrador down counter LSB, que automaticamente os valores dos MSBs no instante da leitura são carregados para o registrador espelho, possibilitando a aquisição de uma parcial dos 16 bits do tempo decorrido.

2.5.1.4 *Registradores Especiais*

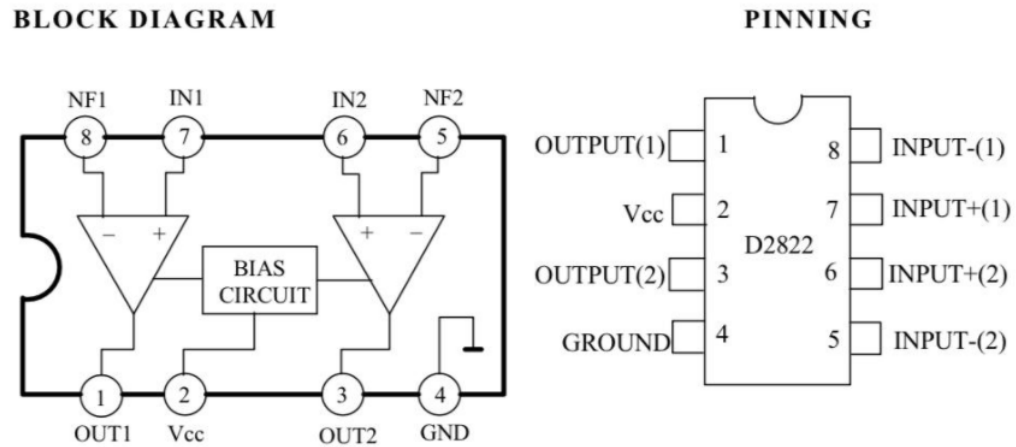
Para a operação do ZR16S08 estão disponíveis 13 registradores de uso geral, utilizáveis conforme as necessidade de programação. Do total de 16 registradores, 3 são de uso especial, são eles o r13, responsável pelo armazenamento dos bits 0 a 7 do program counter, o r14, que possui informações referentes a instrução MOV e endereçamentos, e o r15, que apresenta bits de controle como a aceitação das interrupções de qualquer fonte no microcontrolador, o sentido de rotação das intrução ROT, a habilitação do carry e as flags Z, que mostra se o resultado da última operação foi 0 ou não, C, que informa se houve carry ou borrow na última instrução, e V_P que informa quando o resultado de uma operação não pode ser expresso em complemento do 2.

2.5.2 **CI D2822**

O D2822 é um circuito integrado de amplificador operacional de potência de baixa tensão com dois amplificadores operacionais. A sua tensão de alimentação varia de 1,8 V à 15 V. Ele pode ser alimentado apenas com tensão positiva e com referência em 0 V, sendo sua saída de tensão com polarização DC no valor de metade da alimentação utilizada. O

diagrama de blocos do componente, bem como sua pinagem, podem ser observados na figura a seguir. (Shaxing Silicore Technology CO.,LTD, n.d.)

Figura 2.14 – Diagrama de blocos e pinagem do CI 2822



Fonte: Shaxing Silicore Technology CO.,LTD (n.d.)

2.5.3 Transistor TIP41C

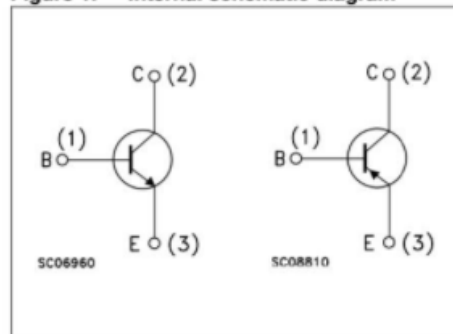
O transistor utilizado no projeto foi o TIP41C, que possui uma alta velocidade de chaveamento e aplicações em amplificação de áudio, chaveamento e propósitos gerais.

De acordo com os gráficos presentes no datasheet, sua tensão de ativação para correntes de coletor inferiores a 0,01 A é de aproximadamente 630 mV. Seu tempo de chaveamento para operação em baixas correntes de coletor é de cerca de 3 μ s. (ST Microelectronics, 2007)

Figura 2.15 – Diagrama de blocos e pinagem do TIP41C



Figure 1. Internal schematic diagram



Fonte: ST Microeletronics (2007)

2.5.4 Transmissor e Receptor 255-400ST16-ROX e 255-400SR16-ROX

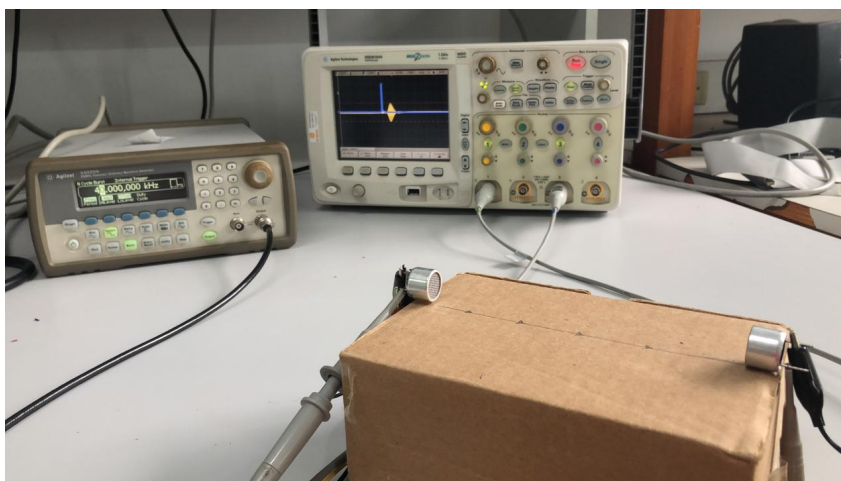
Os transdutores ultrassônicos utilizados no projeto foram o 255-400ST16-ROX e o 255-400SR16-ROX, que apresentam frequência de ressonância de 40 kHz +- 1 kHz, impedância na frequência de ressonância de aproximadamente 1000 Ω e amplitude de tensão de transmissão máxima de 10 V. O SPL do transmissor é de 120 dB em kHz e a sensibilidade do receptor é de -61 dB. (Kobitone Audio Company, 2007)

3 DESENVOLVIMENTO PRÁTICO

3.1 ANÁLISE INICIAL DA TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO

Com o intuito de observar o comportamento dos dispositivos transmissores e receptores utilizados no projeto, foram realizados diversos testes em que estes foram submetidos a diferentes condições de operação. O objetivo principal desta parte é estimar quais as grandezas de tempo de propagação da onda sonora para diferentes cenários, e também avaliar as relações entre as amplitudes transmitidas e recebidas. Desta forma, poderá ser realizado posteriormente o projeto dos ganhos dos amplificadores e demais circuitos relacionados a recepção do sinal de maneira adequada. É importante ressaltar que todos os sinais transmitidos apresentaram uma frequência de 40 kHz, pois está é a frequência de ressonância, e consequentemente de operação dos dispositivos utilizados, provendo uma melhor relação entre sinal e potência.

Figura 3.1 – Disposição dos equipamentos para a transmissão e recepção do sinal ultrassônico em laboratório.

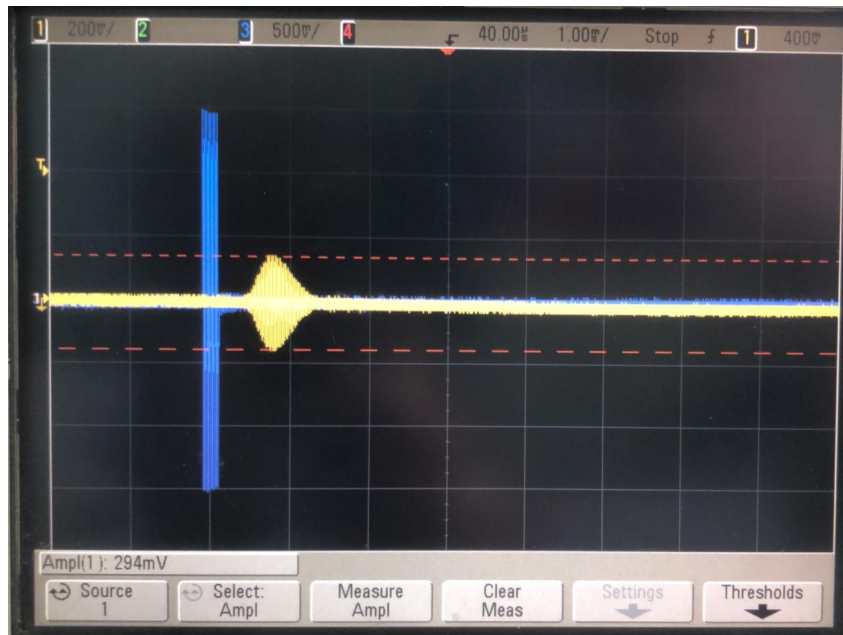


Fonte: Autor

Para a realização dos procedimentos que serão descritos a seguir, foram utilizados em laboratório um gerador de sinais, para geração das ondas a serem transmitidas, e um osciloscópio, responsável por apresentar graficamente as ondas transmitida e recebida para cada cenário de teste, como é possível observar na Figura 3.1. Primeiramente, portanto, foi gerada uma onda senoidal de amplitude $3V_{pp}$ e verificou-se a relação entre as amplitudes transmitida e recebida da onda sonora quando o receptor está a uma distância de 16 cm.

Os resultados podem ser observados na Figura 3.2. Percebe-se uma amplitude

Figura 3.2 – Relação entre os sinais recebido (1) e transmitido (3), para a transmissão de uma onda senoidal de $3V_{pp}$ e 40 kHz a uma distância de 16 cm.

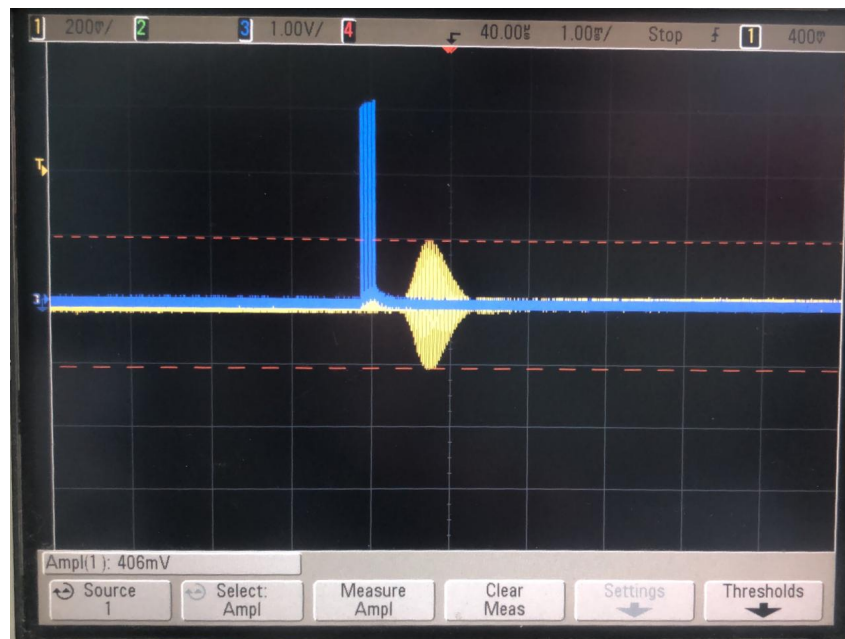


Fonte: Autor

máxima de $294mV_{pp}$, já a forma que se apresentam as amplitudes das ondas durante a recepção, que se assemelha a uma distribuição gaussiana, ocorre devido a característica do transmissor e do receptor de iniciarem suas vibrações com menor intensidade, e também, após finalizada a recepção, a ocorrência de uma vibração remanescente do sensor na frequência de interesse. Agora, dadas as mesmas condições de distância e ambiente da transmissão da onda senoidal de $3V_{pp}$, será realizada a transmissão de uma sequência de pulsos na frequência de 40 kHz e amplitude de $3V$, com o objetivo de analisar a possibilidade do envio deste sinal quando gerado pelo microcontrolador a ser utilizado, pois desta forma serão consumidos menos recursos para adaptar a onda transmitida a partir de circuitos eletrônicos.

É possível perceber na Figura 3.3 que a amplitude do sinal recebido aumenta cerca de 40%, devido às variações mais rápidas da amplitude de tensão sobre o transmissor. Dadas estas condições, é mais interessante que a geração do sinal a ser transmitido se dê desta forma, uma vez que são economizados recursos de adaptação do sinal e a amplitude do sinal recebido é superior. No entanto, ao adotar este formato de onda para a transmissão, uma polarização DC de 1,5 V é estabelecida sobre o dispositivo transmissor, uma vez que este é o valor médio do sinal, ou offset. Conforme van Neer, Robers e Volker (2013), isso resultará em uma variação na frequência de ressonância do transmissor, o que não ocorrerá no receptor, pois este está isolado eletricamente do primeiro, gerando uma diminuição da amplitude máxima possível na detecção. Entretanto, considerando que a amplitude recebida do sinal é suficientemente grande de acordo com os resultados ob-

Figura 3.3 – Transmissão (2) e recepção (1) do sinal quadrado de amplitude 1 V e frequência de 40 kHz a uma distância de 16 cm.



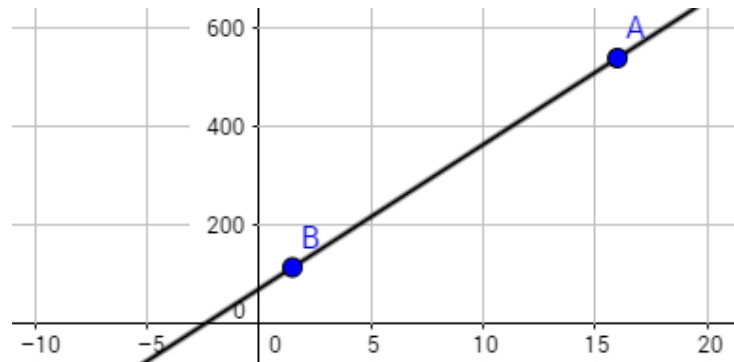
Fonte: Autor

servados e que a polarização DC do receptor aumentaria o consumo energético do projeto, ela não será adotada.

Prosseguindo, para que se possa estimar de maneira correta a relação entre o tempo de propagação da onda e a velocidade do som no ambiente foram realizados dois testes em que no primeiro a distância entre transmissor e receptor foi mantida em 16 cm e no segundo reduzida à mínima possível, cerca de 1,5 cm, limitada pelas estruturas que envolvem as pastilhas e o cristal piezoelétricos. Os resultados podem ser verificados nas figuras 3.5 e 3.6. No primeiro teste o tempo transcorrido entre a aplicação do sinal sobre o transmissor e a recepção foi de $540 \mu\text{s}$, já no segundo, observou-se que este tempo foi de $114 \mu\text{s}$. Dessa forma, é possível estimar o tempo decorrido entre o estabelecimento do sinal sobre o transmissor e a efetiva transmissão, através do traçado de uma reta que liga os dois pontos captados de distância e tempo de recepção, a partir disto verifica-se o valor de tempo em que a reta corta o eixo dos valores de tempo, ou seja, quando a distância de transmissão seria de 0 cm. Utilizando o software GeoGebra, foi plotada a referida reta, $426x - 14,5y = -1014$, onde o eixo x representa os valores de distância e o eixo y os valores de tempo de recepção, que pode ser observada na Figura 3.4. Ainda, são destacados os pontos A e B, capturados através do osciloscópio em laboratório, nas figuras 3.5 e 3.6, respectivamente.

A reta resultante corta o eixo y, do tempo de recepção, em aproximadamente $70 \mu\text{s}$. Portanto, este é o tempo até que o transmissor comece a transmitir após submetido a uma tensão variante, a existência deste tempo de "preparação" do transmissor foi citada

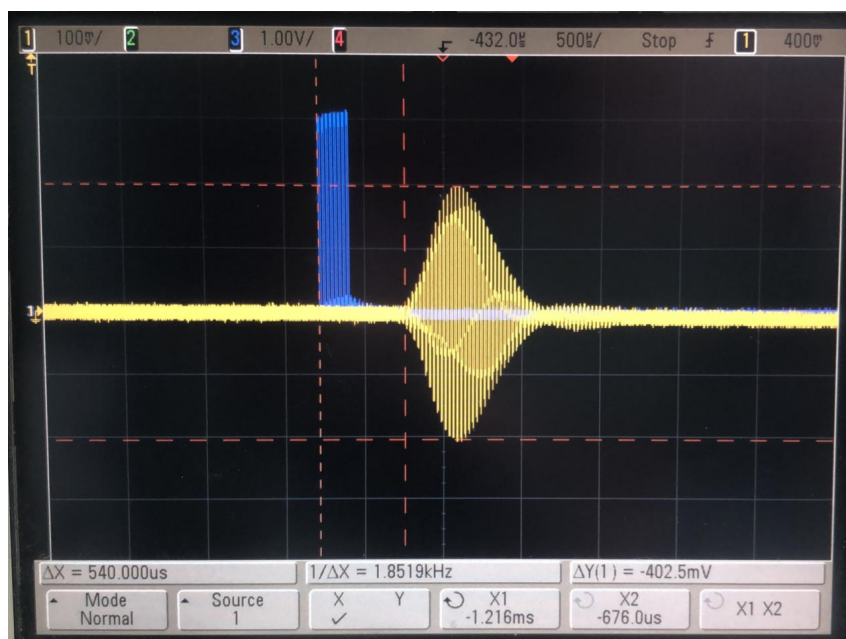
Figura 3.4 – Reta que apresenta a característica de distância (x) e tempo de recepção (y), os pontos A e B representam os valores medidos em laboratório.



Fonte: Autor

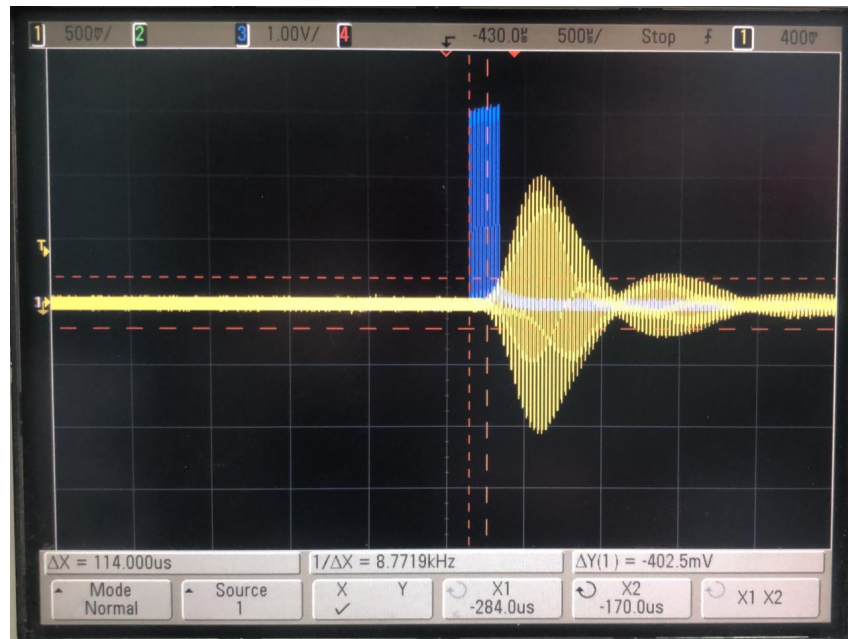
por Przybyla et al. (2011) em seu desenvolvimento. A partir deste valor podemos estimar a velocidade do som no ambiente, para verificar a validade dos tempos de transmissão observados, aplicando o valor de distância de 16 cm e o tempo de transmissão de $540 \mu\text{s}$ descontado de $70 \mu\text{s}$, temos que a velocidade do som, segundo a sua equação característica, resultante é de $340,42 \text{ m/s}$, que é um valor muito próximo do valor já conhecido para a velocidade do som no ar, comprovando a validade dos dados de tempo de propagação adquiridos e a necessidade de descontar o tempo entre o estabelecimento do sinal elétrico sobre o transmissor e sua efetiva transmissão.

Figura 3.5 – Transmissão (2) e recepção (1) do sinal quadrado de amplitude 1 V e frequência de 40 kHz com distância de 16 cm.



Fonte: Autor

Figura 3.6 – Transmissão (2) e recepção (1) do sinal quadrado de amplitude 1 V e frequência de 40 kHz com distância de 1,5 cm.

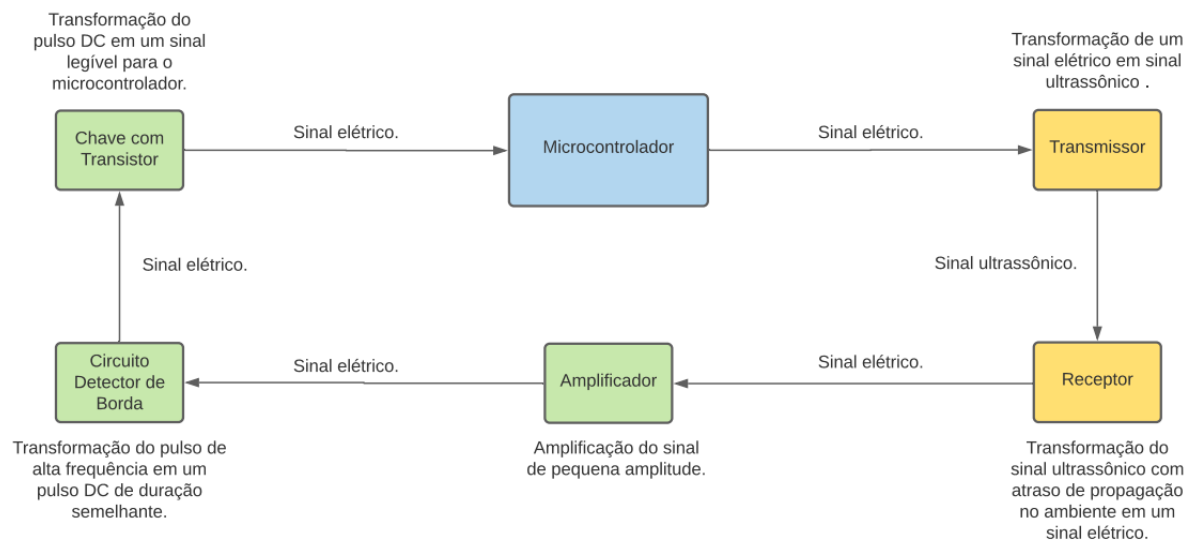


Fonte: Autor

3.2 CIRCUITO DE INSTRUMENTAÇÃO

Nesta sessão será descrito o funcionamento geral do circuito de instrumentação para que, na sequência, sejam projetados e analisados separadamente cada um dos circuitos integrantes do mesmo. Serão elaborados dois circuitos de instrumentação: o circuito de instrumentação para a submissão do transmissor a uma tensão proveniente do microcontrolador adequada para a transmissão e o circuito de instrumentação para a recepção e preparação do sinal para a leitura do microcontrolador.

Figura 3.7 – Diagrama de blocos do funcionamento do projeto, apresentando o microcontrolador (azul), os atuadores e sensores (amarelo) e o circuito de instrumentação (verde).



Fonte: Autor

3.2.1 Envio do Sinal

Conforme visualizado na seção anterior, ao sujeitar o transmissor ultrassônico a uma tensão de frequência 40 kHz e uma onda quadrada com offset equivalente a metade da amplitude de pico a pico do sinal, ou seja, uma onda que varia de 0 ao seu valor máximo com transições muito rápidas, o sinal recebido apresenta amplitude aceitável e um formato similar ao do caso em que a onda transmitida foi senoidal. Portanto, como o microcontrolador é capaz de gerar a primeira onda citada, não há necessidade de nenhum circuito de instrumentação adicional, podendo as saídas de sinal gerado do microcontrolador serem conectadas diretamente ao transmissor, sem perda de funcionalidade e com economia energética e de componentes. Para aumentar o alcance de transmissão é possível amplificar o sinal transmitido do microcontrolador para o transdutor transmissor, no entanto, para o desenvolvimento deste trabalho essa etapa não será implementada.

3.2.2 Recepção do Sinal

O circuito de instrumentação para o tratamento do sinal recebido pelo sensor piezoelétrico receptor ultrassônico consiste de 3 circuitos eletrônicos diferentes: circuito de amplificação, circuito detector de borda e por fim uma chave eletrônica com a utilização de um transistor bipolar.

Primeiramente, o sinal recebido com filtragem própria do receptor na frequência de 40 kHz será amplificado, pois como observou-se nos testes anteriores, ele apresenta amplitude pequena em comparação com a necessidade, portanto, não seria capaz de superar a tensão necessária para fazer com que um diodo conduza, e desta forma, nem mesmo estabelecer uma tensão de base-emissor suficientemente grande para um transistor conduzir corrente. O amplificador utilizado devará possibilitar que o sinal tratado pelo próximo circuito, o circuito detector de borda, seja suficientemente grande para ativar a chave com o transistor.

Agora, o circuito detector de borda será responsável por tornar um sinal de frequência 40 kHz, de curta duração, em um sinal contínuo com um valor DC suficientemente grande e de duração razoável. Para que desta forma, a tensão sobre a base do transistor não varie com a frequência dos pulsos, e que apenas seja suficiente para a sua condução no momento em que ocorra uma detecção de pulso na entrada do circuito de instrumentação do receptor, mantendo a condução por tempo limitado, suficiente para a captação da variação na tensão de saída da chave por parte do microcontrolador.

Por fim, conforme citado, a chave eletrônica com um transistor bipolar possibilitará que o microcontrolador detecte a chegada do sinal no receptor. Quando a tensão na base do transistor for suficiente para este entrar em condução, uma fonte de tensão externa, a mesma que alimentará o microcontrolador, suprirá a corrente que fluirá por um resistor até o neutro, o microcontrolador terá como entrada a tensão no coletor do transistor, que será a sua tensão de alimentação quando o transistor estiver bloqueado e será 0 V quando ele estiver em condução.

3.3 ELABORAÇÃO DO CIRCUITO DE INSTRUMENTAÇÃO

3.3.1 Dimensionamento do Amplificador

Das equações apresentadas no desenvolvimento teórico, temos que o ganho de um amplificador inversor é uma relação das resistências utilizadas no projeto. Do desenvolvimento prático, observamos os valores de amplitude da onda que são recebidos. A partir destes dois aspectos será realizado o projeto do amplificador a ser incorporado ao projeto.

Busca-se apresentar na saída do amplificador uma tensão alternada com amplitude mínima de $3 V_{pp}$, pois esta é uma tensão suficientemente grande para a posterior ativação da chave com o transistor. Os amplificadores operacionais utilizados no projeto serão provenientes do circuito integrado D2822, que opera conforme as informações fornecidas no desenvolvimento teórico. Para o funcionamento correto do circuito, foi observado experimentalmente que para um ganho superior a 20 vezes o sinal na saída do amplificador sofre

demasiada interferência. Portanto, considerando uma entrada proveniente do receptor ultrassônico mínima de 30 mV_{pp} , para maiores distâncias e com uma impedância de entrada não infinita a ser definida, o sinal será submetido a duas ampliações de 11 vezes, resultando teoricamente em um sinal de saída com amplitude mínima de $3,6 \text{ V}_{pp}$. Sendo assim, o projeto é realizado de forma que exista uma margem para a queda da tensão na entrada, devido a fatores externos. Para o cálculo dos resistores da Figura 2.8, referente ao amplificador inversor, que será utilizado na aplicação, temos que, definindo R_{2a} como $1 \text{ k}\Omega$ para a primeira amplificação e R_{2b} como $1 \text{ k}\Omega$ para a segunda:

$$-11 = -R_{1a}/R_{2a} = -R_{1a}/1000$$

$$R_{1a} = 11 \text{ k}\Omega$$

$$-11 = -R_{1b}/R_{2b} = -R_{1b}/1000$$

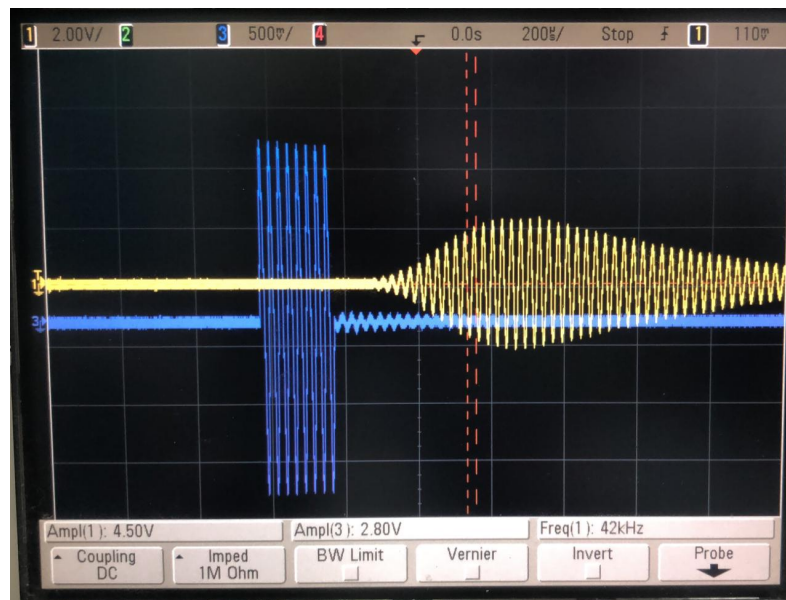
$$R_{1b} = 11 \text{ k}\Omega$$

Ainda, é importante que sejam utilizados capacitores acoplados em cada uma das saídas de sinal amplificado, juntamente de um resistor de um valor suficientemente grande, para que a tensão contínua, resultante da forma de polarização dos amplificadores operacionais interna ao circuito integrado, que é presente na saída do mesmo, não seja transferida para a próxima amplificação e para o circuito detector de borda, que é utilizado na sequência do circuito amplificador. O resistor é escolhido de forma que apresente um valor suficientemente grande de impedância de saída para o amplificador, conforme a sua capacidade de potência, para a aplicação em questão foram utilizados resistores de $10 \text{ k}\Omega$, que resultam em uma corrente proporcional a máxima extensão da onda de 40 kHz , que pode ser de 12 V_{pp} (tensão de alimentação do D2822), aproximadamente de $0,7 \text{ mA}$ (RMS). Quanto aos capacitores, eles devem apresentar uma impedância suficientemente baixa para a frequência de operação do circuito, no caso, 40 kHz . Dessa forma, para sinais DC eles apresentam impedância infinita e para sinais alternados na frequência de interesse eles atuam como curto circuitos. Os capacitores utilizados no projeto possuem um valor de $3,3 \mu\text{F}$, resultando em uma impedância de $j1,2 \Omega$, que é muito pequena em comparação com a resistência que está em série com o capacitor, de forma que quase toda tensão alternada está sobre o primeiro.

3.3.2 Teste do Amplificador

Dadas as características não-ideais do circuito integrado do amplificador, foi realizado um teste de transmissão e recepção do sinal com a adição do circuito de amplificação. O procedimento se deu de forma a simular a operação prática do dispositivo: um sinal de amplitude $3 V_{pp}$ foi estabelecido a partir de um gerador de sinais sobre o transmissor ultrassônico que foi posicionado a uma distância similar a de operação do sensor para com o receptor ultrassônico. A tensão gerada pelo receptor foi enviada ao primeiro estágio de amplificação, cuja tensão de saída foi enviada ao segundo estágio. A figura a seguir apresenta o sinal a qual foi submetido o transmissor e o sinal observado na saída do segundo estágio do amplificador operacional.

Figura 3.8 – Sinal aplicado sobre o transmissor (3) e sinal recebido e amplificado (1).



Fonte: Autor

Observando os resultados do teste é possível concluir que o sinal de saída apresenta amplitude suficiente para a posterior ativação da chave com o transistor e consequentemente possibilita a detecção da chegada dos pulsos enviados. Dessa forma, pode-se prosseguir para a próxima etapa do projeto.

3.3.3 Dimensionamento do Circuito Detector de Borda

Para o projeto do circuito detector de borda são necessárias poucas etapas. Primeiramente, deve-se escolher um diodo que tenha uma queda de tensão baixa quando em condução. Portanto, o diodo escolhido apresenta uma queda de tensão de 600 mV quando polarizado diretamente. Na sequência é necessário definir um valor para a constante RC

do circuito, onde deve-se atentar a necessidade de carga e descarga rápida do capacitor, para que desta forma a detecção do tempo de chegada da onda seja mais precisa. Quanto a descarga, basta que para o envio de um novo pulso a tensão sobre a saída do circuito de detecção de borda já tenha retornado a 0 V.

Foram definidos, portanto, conforme apresentado na parte teórica, valores de resistência e capacitância que atendam a condição de $10/\omega_0 < RC < 1/\omega_m$. Como na aplicação em questão o sinal modulante é constante, portanto $\omega_m = 0$, basta que a condição referente a onda portadora seja atendida, ainda, quanto mais próximo o valor do limite indicado mais rapidamente a tensão na saída do circuito chegará a 0 V após o fim da modulação.

$$R = 1 \text{ M}\Omega$$

$$C = 200 \text{ nF}$$

Resultando em:

$$RC = 0,2$$

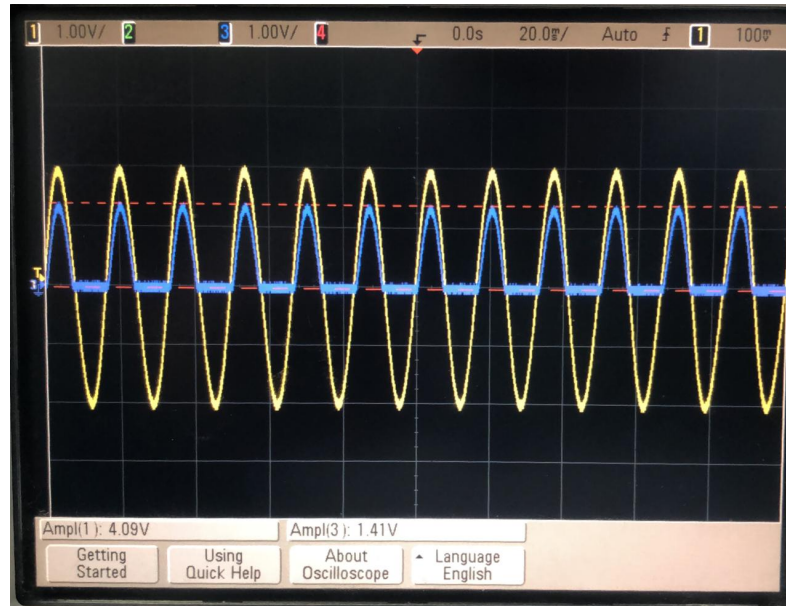
$$RC > 39,79 * 10^{-6}$$

3.3.4 Teste do Circuito Detector de Borda

Com o objetivo de verificar o funcionamento prático do circuito projetado, foi realizado um teste em laboratório com os componentes calculados anteriormente. Para a realização dos testes foi utilizado um gerador de sinais, responsável por proporcionar o sinal de tensão semelhante ao proveniente do circuito de amplificação, no projeto completo, e um osciloscópio para que seja possível observar graficamente o funcionamento do circuito.

Primeiramente, foi gerada uma tensão alternada na frequência de 40 kHz, com amplitude crescente, partindo de 100 mV, para que seja possível observar a tensão de entrada para qual a tensão do diodo em condução é superada. Para isso, uma das ponteiros do osciloscópio foi conectada na entrada de tensão do circuito (saída do gerador de sinais), e a segunda em um resistor conectado ao terminal negativo do diodo e ao neutro. Neste teste não foi utilizado o capacitor característico do circuito detector de borda.

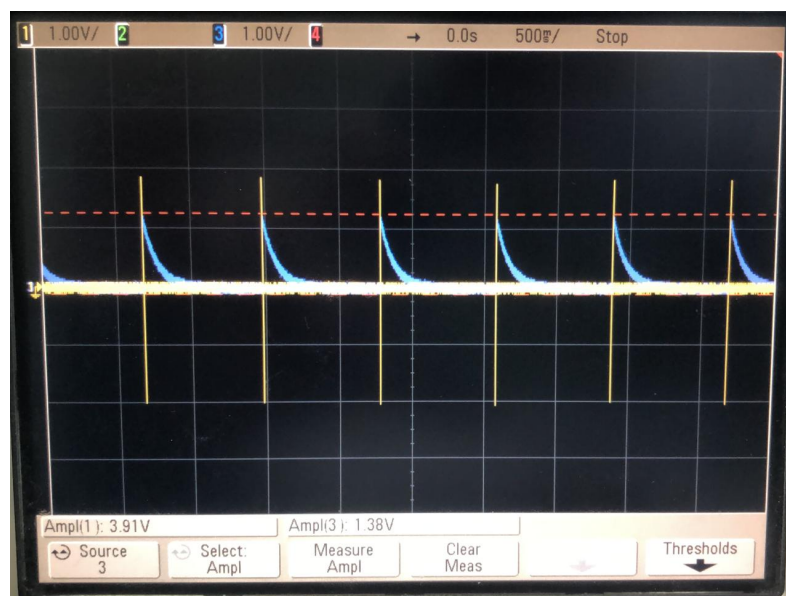
Figura 3.9 – Relação entre as tensões de entrada e sobre o resistor no circuito de teste para uma entrada de $4 V_{pp}$.



Fonte: Autor

De acordo com a Figura 3.10 podemos concluir que a queda de tensão no diodo é condizente com a esperada, visto a diferença entre os valores das tensões analisadas. Prosseguindo, agora com a montagem do circuito detector de borda completo, com a adição do capacitor, será verificada a saída para o sinal gerado similar a saída do circuito de amplificação.

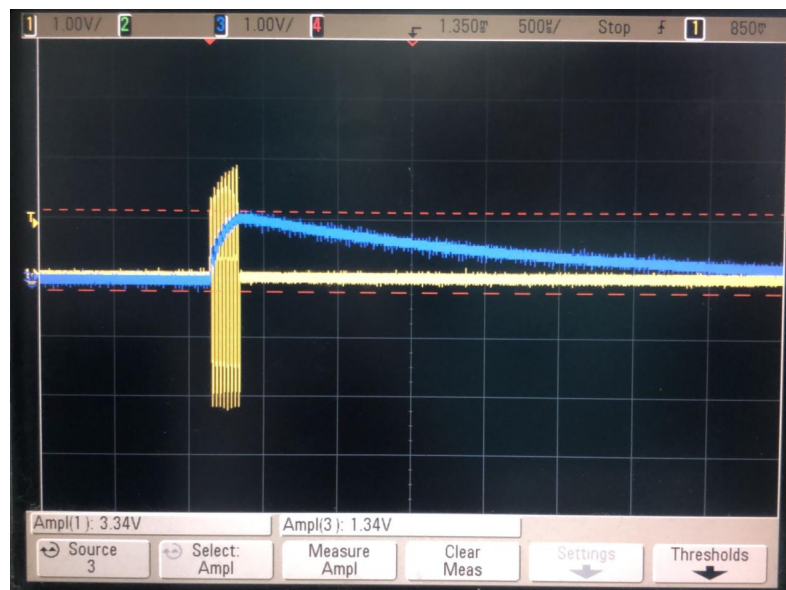
Figura 3.10 – Tensão de saída do circuito detector de borda projetado para uma entrada de $4 V_{pp}$.



Fonte: Autor

A tensão de saída do circuito verificada apresentou-se com valor de tensão DC de cerca de 1,4 V e um tempo de descarga de aproximadamente 350 ms, de forma que uma detecção de borda mantém a tensão sobre a base do transistor acima de seu valor de ativação por aproximadamente este tempo, que é suficiente para que o microcontrolador perceba uma variação no sinal de tensão proveniente da chave sem que uma detecção seja afetada pela anterior. Em geral, o circuito elaborado se comportou similarmente ao esperado, comprovando a validade do projeto.

Figura 3.11 – Tensão de saída do circuito detector de borda projetado para uma entrada de $3,4 V_{pp}$ em escala de tempo menor.



Fonte: Autor

3.3.5 Dimensionamento da Chave com Transistor Bipolar

Para projetar o circuito da chave é necessário inicialmente selecionar um transistor adequado para a aplicação, o principal quesito a ser analisado para a escolha deste componente é uma tensão V_{BE} para condução na faixa de 400 a 600 mV, de modo que a tensão gerada pelo restante do circuito de instrumentação a partir do sinal ultrassônico detectado pelo receptor não tenha que ser amplificata muito significativamente, possibilitando a redução no consumo energético do sensor desenvolvido. Portanto, o transistor escolhido foi o TIP41C, que apresenta uma tensão V_{BE} necessária para condução de 630 mV para uma corrente de coletor de cerca de 0,01 mA.

Além do transistor, é necessário definir a alimentação do circuito em questão e o resistor conectado entre a alimentação e o coletor do transistor. Para a alimentação, é necessário que esta seja igual ao valor de tensão requerido nas portas digitais do micro-

controlador, para que este possa utilizar a sua entrada digital e não analógica, dessa forma, reduzindo o tempo de detecção da chegada do sinal pela não necessidade de conversão analógica digital da tensão recebida no dispositivo. Quanto ao resistor, ele deve possuir uma resistência elevada, de forma que a corrente que fluirá pelo transistor, quando este estiver conduzindo, seja reduzida. Portanto, a resistência foi definida como:

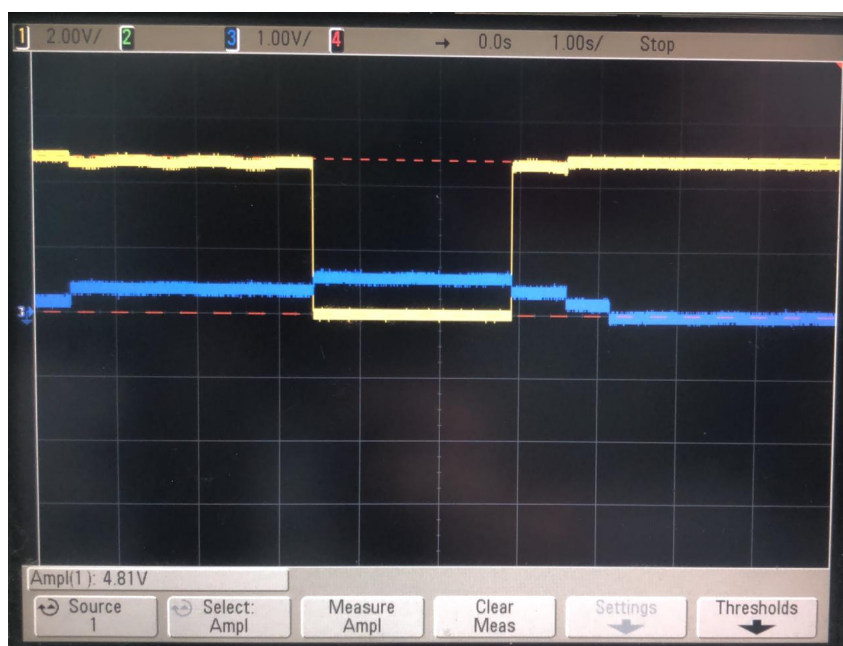
$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

Além da redução da corrente drenada pelo transistor, uma resistência elevada torna desprezível a resistência interna do dispositivo quando em condução, dessa forma, a tensão sobre o transistor é reduzida e um valor mais próximo do ideal é lido pelo microcontrolador. Ainda, um resistor de 120Ω foi conectado a base do transistor para limitar a tensão de entrada do mesmo, para correntes elevadas.

3.3.6 Teste da Chave com Transistor Bipolar

Para observar a funcionabilidade do circuito projetado, o teste em laboratório ocorreu da seguinte forma: uma tensão crescente foi aplicada a base do transistor enquanto a tensão no seu coletor foi verificada. Foram utilizados um gerador de sinais para a aplicação da tensão, onde os valores foram acrescidos manualmente de 100 mV em um espaço de tempo total de 10 segundos. Os sinais de entrada e saída foram observados em um osciloscópio.

Figura 3.12 – Tensão de entrada V_{BE} e saída V_{CE} do circuito da chave com transistor.

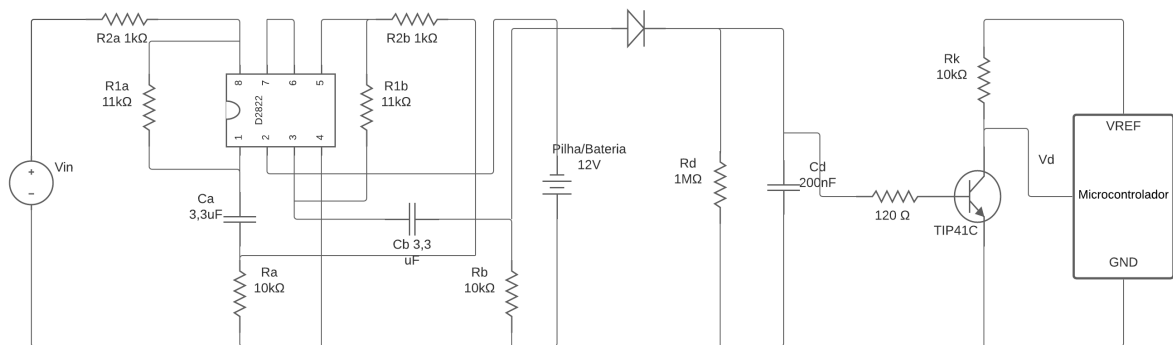


Na Figura 3.13 percebemos que quando a tensão de entrada do circuito é inferior a cerca de 500 mV a tensão de saída do circuito equivale a 5 V. Quando acrescida a entrada, a saída mantém-se em 5 V até que a tensão de entrada ultrapasse os 630 mV, a partir daí a tensão de saída cai a 0 V, conforme o esperado. Por fim, quando a tensão de entrada volta a cair abaixo de 630 mV a tensão de saída torna a apresentar-se como 5 V, dessa forma, comprovando o funcionamento adequado do circuito.

3.3.7 Teste do Circuito de Instrumentação da Recepção do Sinal

Para a realização do teste do circuito completo de instrumentação da recepção do sinal, foi utilizado um gerador de sinais para estabelecer uma tensão sobre o dispositivo piezoelétrico transmissor. O sinal então foi transmitido pelo meio (ar) para o receptor, a partir daí o circuito de instrumentação foi avaliado, para confirmar o seu funcionamento correto. Busca-se, a partir da detecção por parte do receptor de um sinal, tornar a tensão a ser enviada para o microcontrolador nula, durante um pequeno intervalo de tempo, para que este possa verificar sua chegada e posteriormente, a partir da sua programação, observar o tempo entre transmissão e recepção do sinal. O esquemático final do circuito elaborado pode ser observado a seguir:

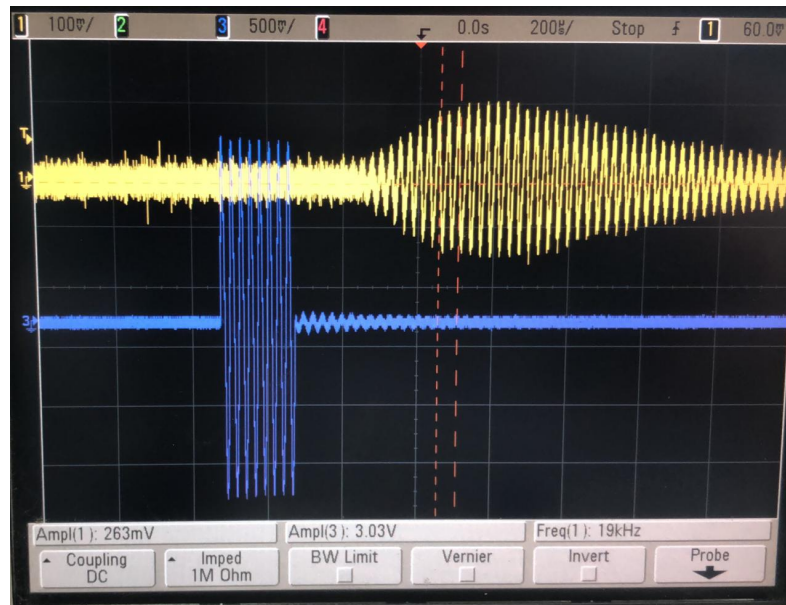
Figura 3.13 – Esquemático completo do circuito de instrumentação da recepção do sinal ultrassônico.



Fonte: Autor

Com o objetivo de verificar a funcionabilidade do circuito por etapas, foram verificadas as seguintes tensões: tensão de entrada do circuito (receptor piezoelétrico), tensão sobre o resistor R_d e a tensão no coletor do transistor (V_d). Inicialmente, a tensão gerada pelo receptor ultrassônico para um sinal de $3 V_{pp}$ aplicado sobre o transmissor e com uma distância de transmissão de aproximadamente 10 cm, sem obstáculos, foi observado o seguinte sinal:

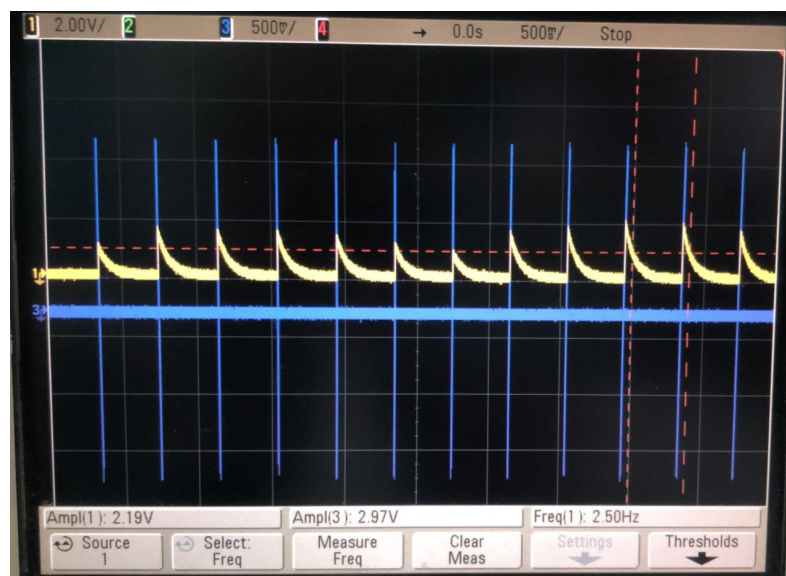
Figura 3.14 – Sinal transmitido (3) e recebido no piezoelétrico com o circuito de instrumentação de recepção completo (1).



Fonte: Autor

Percebe-se que não há grandes quedas na tensão recebida quando o circuito completo de instrumentação está conectado ao piezoelétrico, devido a impedância de entrada suficientemente grande do circuito de amplificação, que está diretamente conectado ao dispositivo. Na sequência, foi verificada a tensão sobre o resistor do circuito de detecção de borda.

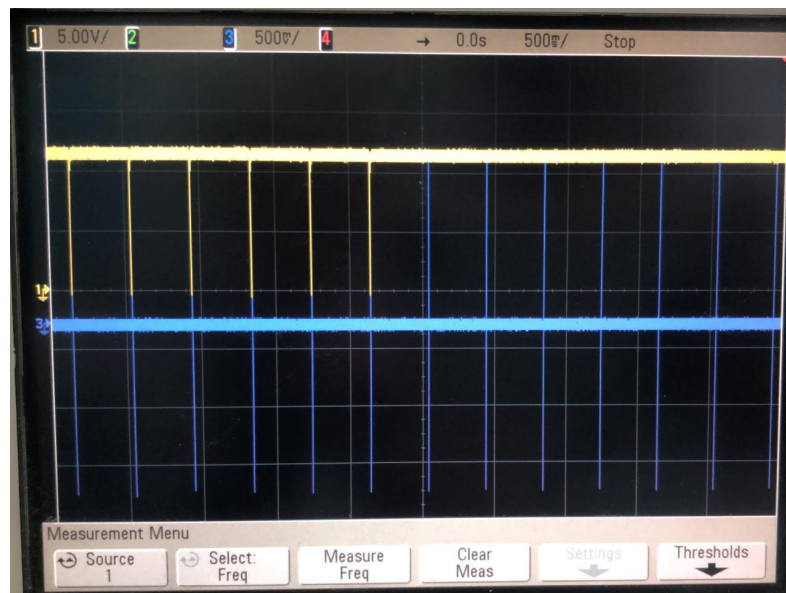
Figura 3.15 – Sinal transmitido (3) e sinal sobre o resistor do circuito detector de borda com o circuito de instrumentação de recepção completo (1).



Fonte: Autor

Nesta figura, observa-se a tensão de pico entre 1,3 V e 1,8 V, que é uma tensão adequada para ativação da condução do transistor, comprovando que o sinal foi suficientemente amplificado. Ainda, é possível perceber que não são adicionadas grandes defasagens entre a onda recebida, que é defasada na grandeza dos microsegundos em relação a onda transmitida, uma vez que os sinais se sobrepõem na escala de 500 ns por divisão de tempo. O tempo de descarga continua é o mesmo observado no teste individual do circuito, dessa forma, o circuito opera adequadamente. Por fim, será analisada a ativação da condução do transistor a partir da verificação da tensão no coletor do mesmo. Ele é alimentado por uma fonte de 12 V, mesma alimentação do CI D2822, devido a indisponibilidade de outras fontes de tensão CC no laboratório, sem que haja perda nas conclusões tiradas dos testes. A figura a seguir apresenta a curva equivalente:

Figura 3.16 – Sinal transmitido (3) e saída do circuito de instrumentação de recepção completo (1).



Fonte: Autor

Na figura observamos que o sinal de saída do circuito mantém-se no valor da tensão de alimentação quando não há chegada de nenhuma onda e cai a 0 V quando ocorre uma recepção. Na segunda metade do tempo decorrido no teste, observado na figura, o sinal foi interrompido, pela descontinuação da linha de comunicação dos dispositivos, neste período nenhuma queda de tensão a 0 V ocorreu, dessa forma, a partir de todos os testes realizados nessa seção, é possível concluir que o circuito de instrumentação está operando de maneira correta, possibilitando o prosseguimento para a programação do microcontrolador.

3.4 PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

Nesta seção serão explicados os desenvolvimentos dos códigos utilizados para a programação do microcontrolador brasileiro ZR16S08, utilizado no projeto. Conforme citado no desenvolvimento teórico, o ZR16S08 é um microcontrolador de 8 bits, que possui um timer de 16 bits, conversor digital para analógico que consiste em 3 saídas de corrente com capacidade de 30V/20mA e um clock a partir de um oscilador interno de 4 MHz. Dito isso, serão desenvolvidos alguns códigos para diferentes aplicações nesta seção: primeiramente será elaborado um programa capaz de gerar uma tensão alternada, com forma de onda quadrada, de 0 V a 3,3 V (tensão V_{REF} do microcontrolador) com frequência de 40 kHz, para verificar a transmissão e recepção do sinal a partir desta fonte, na sequência será desenvolvido um código para a geração de 8 pulsos na frequência de interesse, novamente com o objetivo de verificar a transmissibilidade do sinal. Prosseguindo, será desenvolvido um código para calcular a distância entre o transmissor e o receptor, com o objetivo de confirmar a capacidade do sistema completo de mensurar o tempo de propagação da onda sonora, e conseqüentemente a distância. Por fim, será desenvolvido o código para medição de pequenas variações de tempo, na casa dos poucos μs , com o objetivo de avaliar o efeito da velocidade do ar no tempo de propagação do sinal, dessa forma possibilitando a medição da mesma.

Para a elaboração de todos os códigos foram utilizados os softwares Notepad++, para a escrita dos programas, e o simulador do ZR16S08, disponível no site da UFSM, em <http://w3.ufsm.br/smdh/downloads.php>, para compilação e observação do funcionamento do programa.

3.4.1 Geração de Onda Quadrada

Para este código foi inicialmente definida a saída SD0 como a saída digital onde será gerado o sinal, então foram separados dois períodos onde o sinal se mantém em 1 no primeiro e 0 no segundo. Cada um dos períodos consiste de um carregamento nos registradores de carga do tempo total de contagem do timer, que após decorrido, gera uma interrupção no microprocessador. Após o carregamento do tempo, que foi verificado a partir da simulação como sendo 7 μs , com o objetivo de totalizar 12,5 μs com a adição dos tempo de tratamento da interrupção e demais funcionalidades do programa, considerando um tempo de 0,25 μs gasto por instrução, devido ao clock de 4 MHz, é definida a saída de acordo com o período e na sequência é habilitada a interrupção a partir do timer e o início da contagem, por fim, é habilitada a interrupção do microprocessador e o código se mantém em loop, interno a cada um dos períodos, onde o microcontrolador não faz nada, apenas aguarda a interrupção.

Quando da ocorrência de uma interrupção, o programa verifica se realmente foi uma interrupção proveniente do timer, adiciona um delay de $0,5 \mu s$ e então compara o valor presente na saída digital SD0 com o valor 1, caso o resultado da operação seja 0, ou seja, o valor corresponda a 1 na saída digital, o programa é direcionado para o período em low, ou seja 0, do contrário, caso o resultado da operação seja 1, ou seja, o valor não corresponda a 1, o programa é direcionado para o período em high, com saída digital igual a 1.

A análise do funcionamento deste código através de simulação se deu pela verificação dos tempos em que cada um dos períodos ocorre, ou seja, quanto tempo o sinal permanece em high e quanto tempo ele permanece em low. Para que o funcionamento seja correto, e o sinal possua uma frequência de 40 kHz, o tempo de duração de cada período deve ser equivalente a:

$$t = 1/(f * 2) = 12,5 \mu s$$

Foi observado na simulação um tempo de cada um dos períodos igual a $12,5 \mu s$, comprovando o funcionamento do programa.

Figura 3.17 – Simulação do código de geração de uma onda quadrada de 40 kHz.

The screenshot displays the ZR16 Simulator interface. At the top, the 'Time (ms)' is 0.028250 and 'Cycles' is 113. The 'Program Memory' window shows assembly code with labels 'high:' and 'low:'. The 'Registers' window shows R0-R10 values. The 'IOBlock Physical Pin Layout' window shows a grid of pins with their functions and values. Pin 09 is labeled 'SD0' and has a value of 1, highlighted with a red box. Other pins include DAC0, DAC1, Reset, EA0-EA3, ED0-ED3, and GND.

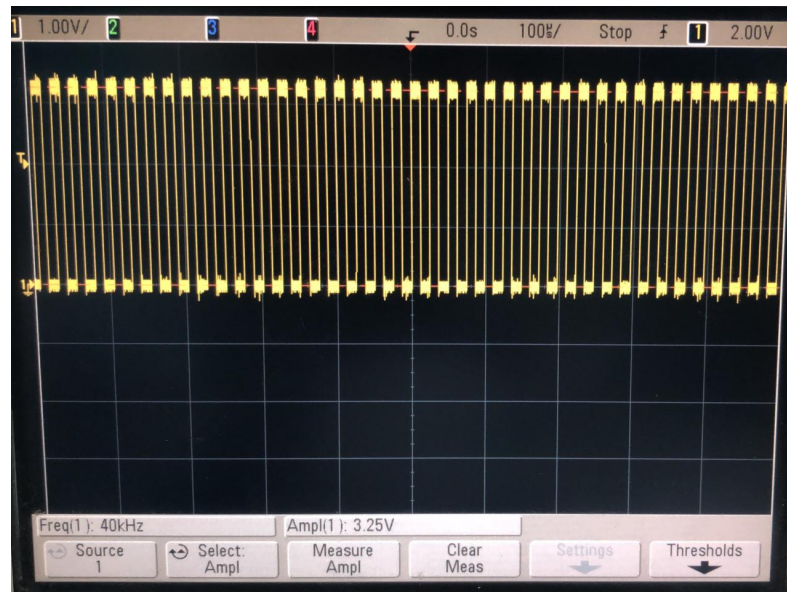
Fonte: Autor

Na figura acima são destacadas as informações relevantes que foram avaliadas durante a simulação: o tempo decorrido e o estado da saída digital SD0. A partir da

simulação em questão foi possível verificar o funcionamento correto do programa, que manteve o valor de SD0 alto durante $12,5 \mu\text{s}$ e baixo durante $12,5 \mu\text{s}$, alternadamente. Após verificada a funcionalidade do programa em simulação, foram realizados testes com o microcontrolador.

A figura a seguir apresenta o resultado observado na saída digital do microcontrolador a partir de um osciloscópio.

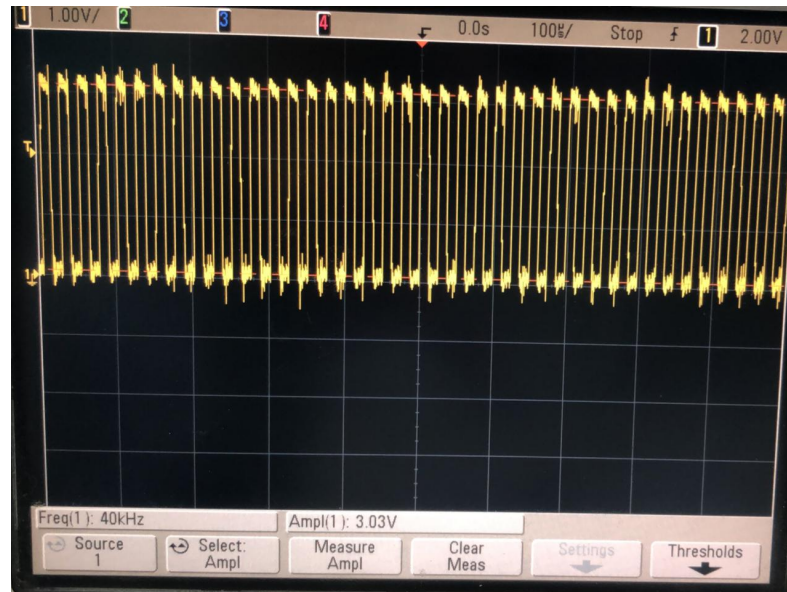
Figura 3.18 – Onda gerada pelo código na saída digital SD0.



Fonte: Autor

Percebe-se que o sinal oscila com frequência de 40 kHz e amplitude V_{ref} , conforme o esperado. Agora, considerando uma impedância não infinita e muito inferior ao das ponteiros do osciloscópio no transmissor, é importante verificar se a onda gerada pelos terminais do ZR16S08 é aplicada corretamente no transdutor.

Figura 3.19 – Onda gerada pelo código na saída digital SD0 aplicada ao transmissor piezoelétrico.



Fonte: Autor

É notável uma distorção leve da onda gerada, no entanto, esta não deve afetar o funcionamento do projeto, uma vez que a frequência e amplitude do sinal não são afetadas.

3.4.2 Geração de Pulsos de Onda Quadrada

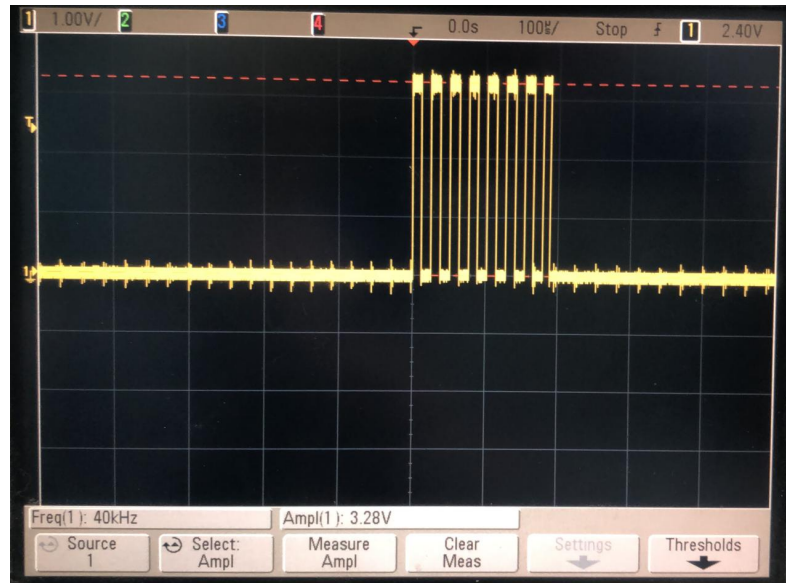
Novamente a saída SD0 foi utilizada como saída digital sobre a qual o sinal gerado está, para a elaboração deste código foi utilizado como base o código anterior, relativo a geração de uma onda quadrada de 40 kHz, no entanto, neste programa um novo período é adicionado: o período de espera, ou seja, o intervalo entre um pulso e o próximo, que é definido como 60 ms, que é um valor próximo do tempo máximo de contagem do timer do ZR16S08, visto que este será apenas uma experimentação da transmissão.

Em adição às etapas anteriormente descritas do código, foi adicionado um contador ao tratamento da interrupção proveniente do timer, que controla a quantidade de oscilações por pulso do sinal gerado, definida como 8, similarmente aos testes com o circuito de instrumentação. Toda vez que ocorre uma interrupção proveniente do timer o contador é incrementado e comparado com o valor 16, pois uma oscilação tem duas interrupções pelo timer. Quando o contador atinge o valor de 16 o programa salta para o período de espera, em que a saída digital é mantida em 0 e a variável de controle que valia 16 é zerada, e o tempo de 60 ms carregado para os registradores de carga, o contador é zerado e o microcontrolador entra em um loop de espera da interrupção do timer, que ocorre quando este atinge o valor de 0, em uma contagem decrescente. Desta forma o programa volta

para o tratamento da interrupção do timer e, como o contador não tem seu valor igual a 16, salta para o período de high e oscila 8 vezes, novamente.

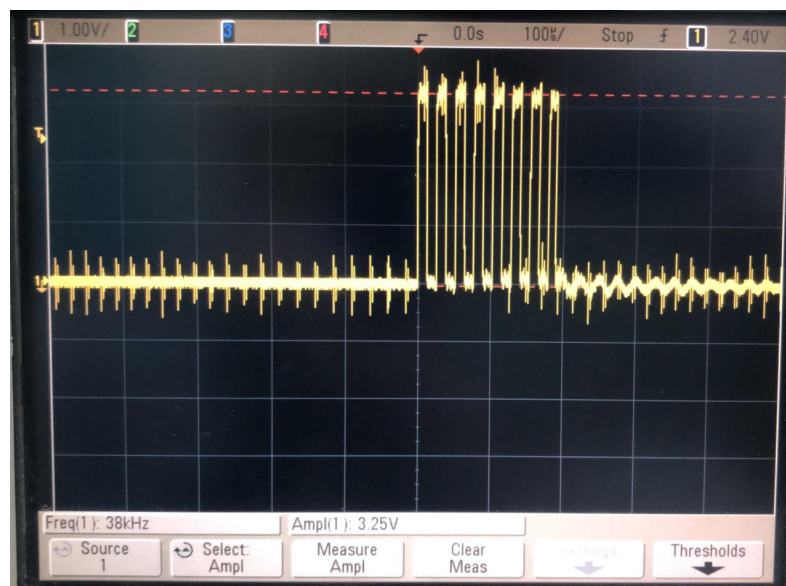
O processo e simulação também foi bastante semelhante ao anterior, sendo verificável o funcionamento adequado do programa a partir da observação do tempo decorrido e do sinal na saída digital SD0. Novamente, portanto, foram realizados testes práticos com o programa no microcontrolador.

Figura 3.20 – Pulso gerado para transmissão na saída digital SD0 do microcontrolador.



Fonte: Autor

Figura 3.21 – Pulso gerado para transmissão aplicado ao transmissor.



Fonte: Autor

Como é possível visualizar, o funcionamento do programa se deu conforme o es-

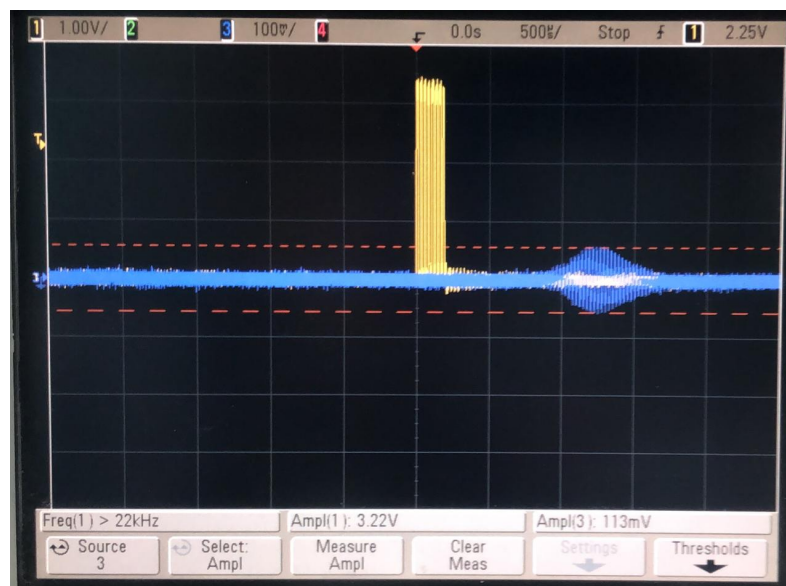
perado, visto que foram observadas as especificações de número de pulsos, frequência e amplitude do sinal.

3.4.3 Transmissão e Recepção com o Microcontrolador

Com o objetivo de observar se o sinal transmitido pelo microcontrolador é recebido adequadamente pelo circuito de instrumentação, foram realizados dois testes: o primeiro consiste na verificação da amplitude do sinal recebido pelo receptor após a transmissão com o sinal proveniente do ZR16S08 e o segundo a verificação do sinal a ser enviado para a entrada digital do microcontrolador, proveniente do coletor do transistor bipolar.

As figuras a seguir mostram os resultados extraídos.

Figura 3.22 – Onda transmitida pelo microcontrolador (1) e sinal recebido pelo receptor (3).



Fonte: Autor

Figura 3.23 – Onda transmitida pelo microcontrolador (1) e sinal enviado para o microcontrolador após a recepção (3).



Fonte: Autor

Portando, é comprovada a funcionabilidade do sistema de transmissão e recepção projetado, possibilitando o prosseguimento para os ajustes de valores medidos e apresentação de dados referentes ao tempo de transmissão e recepção (ToF).

3.4.4 Medição de Distância

Para a elaboração do código em Assembly para a medição de distância de transmissão por parte do ZR16S08 com o circuito de instrumentação projetado, foi utilizado como referência o código para a transmissão de pulsos na frequência de 40 kHz, apresentado anteriormente, com a adição de uma interrupção externa na etapa de espera, que antes tinha duração de 60 ms, gerada pela borda de descida do sinal proveniente do coletor do transistor na entrada digital ED3 do microcontrolador. Quando detectada a chegada do sinal, o programa desconta o tempo presente no down counter do tempo inicial, com a adição do tempo de geração de onda, uma vez que apenas tem-se disponível um timer no dispositivo, equivalente a 200 μ s e subtração do tempo entre o início da transmissão a aplicação do sinal ao transmissor, bem como o tempo de atraso de recebimento e interrupção do microcontrolador, verificado experimentalmente. Após este procedimento, o valor em microssegundos calculado equivale ao ToF do sinal. Para apresentação de valores na saída de corrente (conversor digital/analógico) foram utilizados os dois bits mais significativos do LSB e os dois bits menos significativos do MSB do down counter, pois nesta escala é possível obter intervalos de 64 μ s entre cada valor de corrente, que é uma dimensão adequada para a transmissão e recepção em distâncias entre 0 cm e 30 cm, aproximada-

mente. Temos que a velocidade do som no ar pode ser considerada como aproximadamente 343 m/s, logo:

$$t = d/343$$

Dessa forma, é possível estimar a distância entre transmissor e receptor a partir do valor de corrente na saída de corrente do ZR16S08.

3.4.5 Medição de Velocidade de Fluidos

A elaboração do programa referente a medição de velocidade do fluido, no caso deste trabalho, o ar, o transmissor e o receptor são mantidos a uma distância fixa, portanto, a única fonte de atraso no ToF é uma variação na velocidade do fluido, considerando uma temperatura constante, conforme as referências teóricas anteriormente citadas. Assim, o programa se assemelha muito ao elaborado para medição de distância, apenas variando a escala de valores de tempo apresentados na saída de corrente. Para esta aplicação o tempo de transmissão é descontado de um valor de referência, medido com velocidade do fluxo nula, e o tempo adicional em relação a este é apresentado na saída, em uma escala de 2 μ s por 1,33 mA.

3.5 TESTE DE MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA DIRETA ENTRE TRANSMISSOR E RECEPTOR

Com o objetivo de verificar a capacidade do dispositivo de mensurar diferentes tempos de propagação, foi realizado o teste de medição de distância direta, que é uma aplicação usual para sensores ultrassônicos.

A realização de medições de distância a partir do dispositivo desenvolvido se deu a partir da fixação do sensor receptor e a variação da posição do transdutor transmissor. Ainda, para uma medição mais correta da distância é necessário descontar os tempos entre a geração da onda pelo ZR16S08 e a parada do down counter. Esse procedimento se deu similarmente ao descrito nos testes iniciais com os piezoelétricos, no entanto, agora é utilizado o circuito completo, que gera um atraso adicional, devido a carga de capacitores e outras não idealidades dos componentes. O atraso verificado foi de 135 μ s, que foi aplicado ao código.

Os valores de referência para as distâncias foram observados a partir de uma régua. Considerando que no código as variações na saída de corrente ocorrem a cada intervalo de 64 μ s, isso representa uma variação em cm de aproximadamente:

$$d = (64 * 10^{-6}) * 343 = 2,2 \text{ cm}$$

Logo, é esperado que as medições variem nessa escala. Outro fator importante é a incapacidade do circuito de medir distâncias muito pequenas, uma vez que apenas está disponível um timer no ZR16S08, dessa forma, medições de tempo de transmissão inferiores a $200 - 135 = 65 \mu s$ não são verificáveis pelo programa, teoricamente. Por fim, a corrente será medida através da verificação da tensão sobre um resistor de 100Ω a partir de um voltímetro digital, em que a corrente que flui sobre ele em função da distância é dada por:

$$d = (I_{ZR}/1,33) * 2,2 * 10^{-2}$$

Onde d é a distância medida em m e I_{ZR} é a corrente na saída do microcontrolador.

Figura 3.24 – Obtenção de dados no teste de medição de distância direta.



Fonte: Autor

3.6 TESTES DE MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA A PARTIR DE REFLEXÃO

Uma aplicação muito comum de sensores piezoelétricos ultrassônicos é a medição de distância de objetos do transmissor e do receptor. Para isso é utilizada a característica de reflexão das ondas sonoras quando encontram um meio com impedância acústica dife-

rente em seu caminho. Portanto, utilizando o mesmo código da medição de distância direta foi realizado o teste de medição de distância com reflexão, para a verificação da distância medida basta que o tempo medido seja dividido por dois, devido a ida e volta do sinal, ou que a distância medida seja dividida por 2.

A distância do objeto foi variada de 0 a 15 cm, e os tempos de propagação verificados a partir da corrente de saída do microcontrolador.

Figura 3.25 – Obtenção de dados no teste de medição de distância por reflexão.



Fonte: Autor

Ainda, foram testadas as máximas distâncias de transmissão e recepção através de reflexão para diferentes materiais, uma vez que o coeficiente de reflexão varia de acordo com o tipo de material.

3.7 TESTE DE REFLEXÃO PARA DIFERENTES MATERIAIS

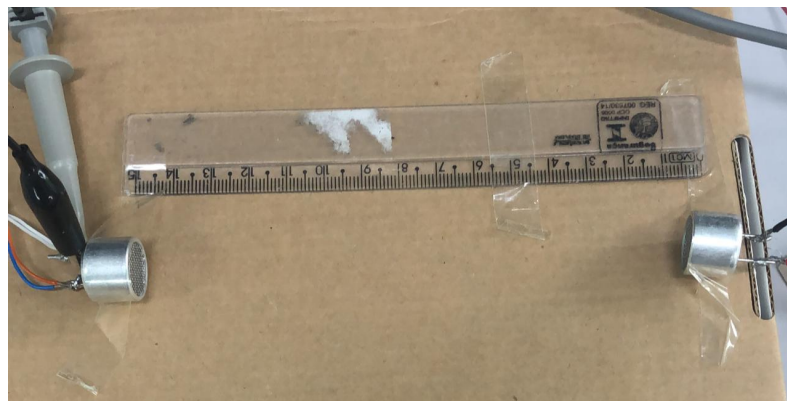
Conforme observado no desenvolvimento teórico deste trabalho, o coeficiente de reflexão das ondas ultrassônicas varia para diferentes impedâncias acústicas, sendo está

dependente de características de cada material como a densidade e a velocidade da propagação da onda no meio. Isso afeta diretamente a capacidade do sensor em detectar a reflexão de sinais em materiais diferentes, sendo assim, materiais com um coeficiente de reflexão maior possibilitam a medição de sua distância para um alcance maior. Nesse contexto, foi verificado o máximo alcance do sensor para diferentes materiais, a partir da verificação da máxima distância para a qual o receptor do sensor consegue detectar a chegada da onda transmitida e refletida.

3.8 TESTE DE CONFIABILIDADE DA MEDIÇÃO

Com o objetivo de observar a capacidade do sensor desenvolvido de obter dados confiáveis e constantes para condições de transmissão iguais, foi realizado um teste com o programa de medição de velocidade de fluidos. O teste consistiu em manter o transmissor e o receptor a distância constante e velocidade do fluido nula e realizar diversas transmissões entre eles, observando a saída de corrente para a escala de $2 \mu\text{s}$ por $1,33 \text{ mA}$ na saída.

Figura 3.26 – Obtenção de dados para o teste de confiabilidade.



Fonte: Autor

3.9 TESTE DE VELOCIDADE DO AR COM COOLER

Agora foi realizado o teste da capacidade do sensor de verificar pequenas variações no tempo de propagação do sinal. O objetivo do teste é que o cooler gere um fluxo de ar que, conforme previamente citado, transporte as ondas sonoras afetando seu tempo de propagação.

O cooler de computador utilizado possui tensão limite de alimentação de 12 V. A disposição dos dispositivos se deu de forma que a velocidade do ar tem sentido oposto ao da transmissão, sendo assim, teoricamente ocorre um atraso no tempo de propagação.

Figura 3.27 – Obtenção de dados para o teste de velocidade do ar com cooler.



Fonte: Autor

3.10 TESTE DE VELOCIDADE DO AR COM VENTILADOR

Com o objetivo de observar variações mais intensas na velocidade do ar e analisar o comportamento do sensor, baseado no mesmo princípio do teste anterior com o cooler, foi utilizado um ventilador com 3 estágios de velocidade diferente. Nesse teste a corrente de saída do sensor foi centrada, a partir do registrador específico, em 1000, para que seja possível verificar os resultados com as velocidades do ar nos dois sentidos. Portanto, para velocidades no sentido transmissor-receptor, espera-se que ocorra uma diminuição no tempo de propagação, e conseqüentemente uma redução na corrente de saída, já para o contrário, ou seja, uma velocidade do ar no sentido receptor-transmissor é esperado um aumento no tempo de propagação e conseqüentemente um aumento na corrente de saída.

4 RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados e analisados os resultados obtidos durante os testes práticos nas diferentes aplicações do sensor de ToF desenvolvido.

4.1 MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA DIRETA ENTRE TRANSMISSOR E RECEPTOR

A partir do teste de medição de distância entre transmissor e receptor, que ocorreu conforme descrito no capítulo anterior, foram observados os seguintes resultados para a saída de corrente do ZR16S08:

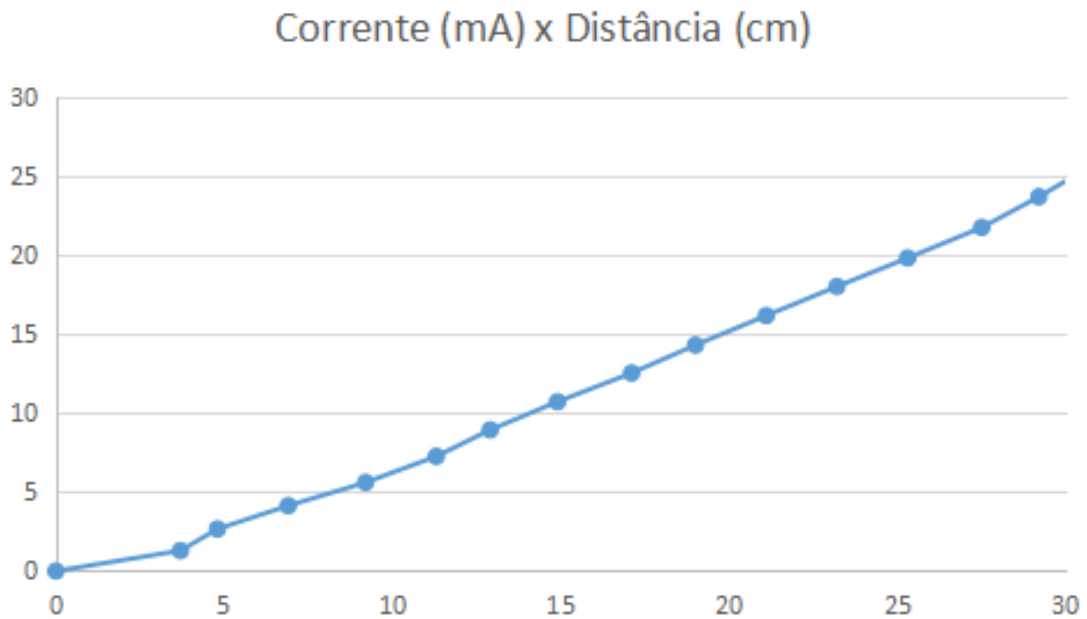
Figura 4.1 – Resultados obtidos no teste de medição de distância.

Distância (cm)	Tensão (V)	Corrente (mA)
0 - 3,7	Não Mensurável	Não Mensurável
3,7 - 4,8	0,129	1,29
4,8 - 6,9	0,266	2,66
6,9 - 9,2	0,413	4,13
9,2 - 11,3	0,56	5,6
11,3 - 12,9	0,725	7,25
12,9 - 14,9	0,892	8,92
14,9 - 17,1	1,07	10,7
17,1 - 19	1,251	12,51
19 - 21,1	1,428	14,28
21,1 - 23,2	1,614	16,14
23,2 - 25,3	1,798	17,98
25,3 - 27,5	1,978	19,78
27,5 - 29,2	2,171	21,71
29,2 - 30,6	2,365	23,65
30,6 - 32	2,54	25,4
32 - INF	Não Mensurável	Não Mensurável

Fonte: Autor

Para melhor visualização dos dados, estes foram aplicados a um gráfico que relaciona os valores de distância em que ocorre a transição na corrente de saída com a própria corrente de saída.

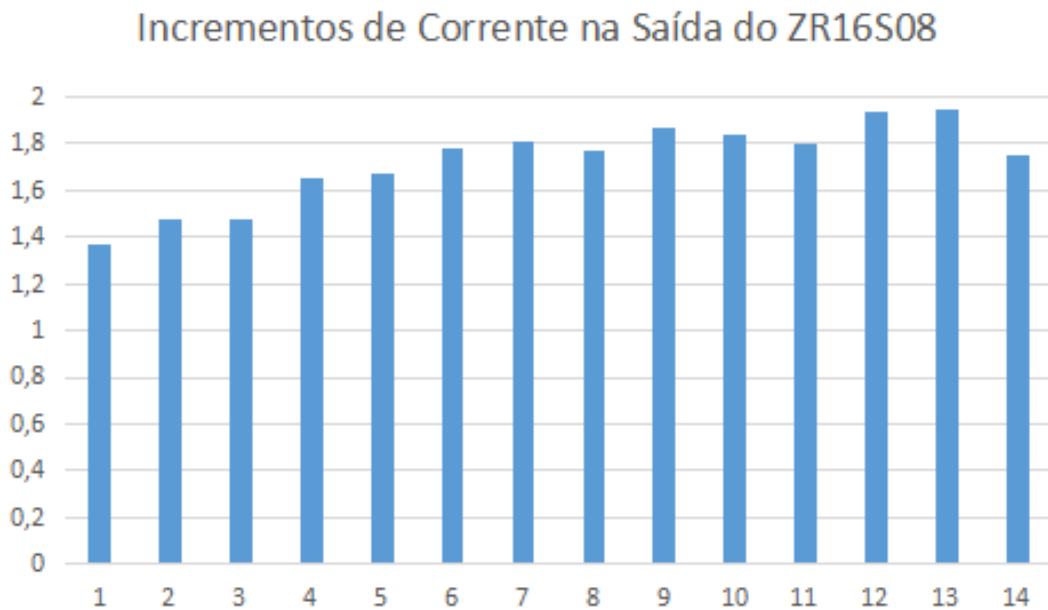
Figura 4.2 – Visualização gráfica dos resultados obtidos no teste de medição de distância.



Fonte: Autor

Conforme o esperado, os valores de corrente crescem linearmente com o aumento da distância entre o transmissor e o receptor. São perceptíveis alguns fatores em desacordo com o resultado ideal, principalmente as variações de corrente do ZR16S08 que não são exatamente de 1,33 mA, conforme o datasheet, e a dimensão diferente de alguns intervalos de distância em relação a outros, de forma que alguns valores de corrente de saída se mantêm inalterados por 2,3 cm e outros por apenas 1,4 cm, por exemplo. Para melhor visualização destas divergências serão analisados os dois gráficos que demonstram esse comportamento a seguir.

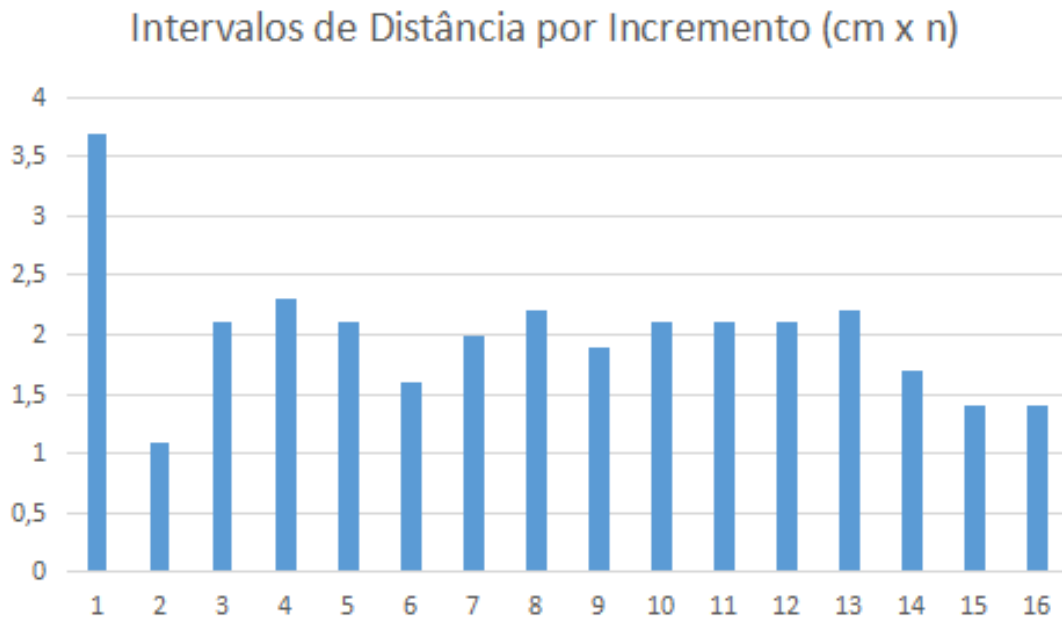
Figura 4.3 – Incrementos de corrente para a variações na saída de corrente (conversor D/A) do ZR16S08



Fonte: Autor

A partir da figura é possível perceber que as variações na saída de corrente do ZR16S08, que atua como conversor digital-analógico, crescem com o aumento do valor estabelecido pelo programa, com um valor mínimo de 1,37 mA, na transição entre 0001 e 0010, e um valor máximo de 1,94 mA, na transição entre 1100 e 1101. O valor médio verificado nas transições foi de 1,72 mA. Tal resultado apresenta uma imprecisão no método de medição durante a realização dos testes, mas não influi nas conclusões a respeito da funcionalidade do projeto. Em uma aplicação prática do dispositivo podem ser usados outros métodos de obtenção de resultados, como a comunicação serial e o envio de dados por radiofrequência.

Figura 4.4 – Intervalos de distância para a variações na saída de corrente (conversor D/A) do ZR16S08



Fonte: Autor

Ao analisar a variação entre os intervalos de distância para cada intervalo de corrente na saída do D/A é possível verificar um comportamento aproximadamente linear, com exceção dos intervalos 6, 14, 15 e 16, onde foram observados valores inferiores. Isso decorre do fato do sinal transmitido apresentar um formato de onda Gaussiano, como foi anteriormente constatado, o que leva a tensão de ativação do transistor a ser crescente e dependente da intensidade do sinal recebido para a ativação. Como são gerados e transmitidos 8 pulsos na frequência de 40 kHz o sinal recebido também oscila na mesma frequência, dessa forma, ao distanciar o transmissor do receptor, uma menor intensidade do sinal chega ao receptor além de uma defasagem maior do sinal, o que provoca a ativação do transistor em diferentes picos. Ou seja, enquanto a transmissão ocorre na distância a , em que $a < b$, a ativação do transistor se dá pelo pico de onda k . Já quando a transmissão ocorre na distância b , a ativação pode se dar pelo pico de onda $k+1$, o que gera um atraso na detecção do sinal de $25 \mu s$, na frequência de 40 kHz. Assim, intervalos de tempo de transmissão que deveria ser de $64 \mu s$ são reduzidos a intervalos de cerca de $39 \mu s$, de onde decorre que o intervalo de distância, segundo o cálculo já realizado anteriormente para $64 \mu s$, passa a ser de apenas 1,3 cm. Tal análise justifica as variações percebidas nos últimos intervalos. Para os intervalos 1 e 2, o valor maior de 1 corresponde a soma do primeiro espaçamento onde a saída deve ser 0 mA e parte do segundo onde a saída deve ser 1,33 mA, mas o dispositivo não é capaz de medir por ser uma distância muito curta, sobrepondo a geração da onda com a detecção da chegada. Também por isso, apenas parte do intervalo 2 é visível.

Foi perceptível durante a realização do teste que os pontos de alteração de corrente de saída eram bem definidos, pois variações na casa dos mm eram suficientes para modificar a corrente exatamente no mesmo ponto. Isso é positivo pois demonstra a capacidade do sensor de detectar variações no tempo de transmissão na dimensão de alguns poucos μs .

Para estimar a precisão dos intervalos do sensor, para medição de envio de sinal direto, foram calculados indicadores como a média e o desvio padrão dos dados, desconsiderando os valores dos intervalos 1 e 2 pelos motivos supracitados. O valor médio do tamanho de cada intervalo é de 1,94 cm, já o desvio padrão dos dados é de 0,2979. Esses valores podem ser considerados adequados para algumas aplicações, como sensores de colisão, mas tornam inviável a aplicação em sistemas que requerem maior precisão. Vale ressaltar que a escala de medição quando o resultado é transmitido por radiofrequência pode ser escolhida e que a distância máxima de transmissão e recepção verificada foi de 60 cm. Essa distância pode ser aumentada com a amplificação do sinal proveniente do ZR16S08 para o transdutor transmissor, ao custo de um maior consumo energético.

4.2 MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA A PARTIR DE REFLEXÃO

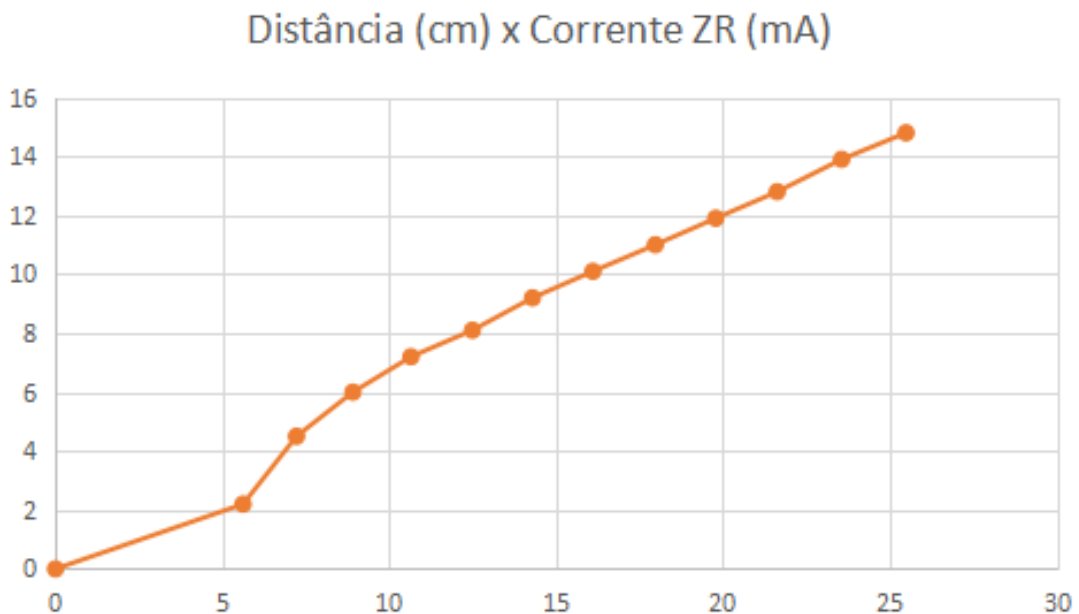
Os dados obtidos neste teste podem ser observados a seguir.

Figura 4.5 – Resultados obtidos no teste medição de distância por reflexão.

Distância (cm)	Tensão (V)	Corrente (mA)
0 - 2,2	Não Mensurável	Não Mensurável
2,2 - 4,5	0,562	5,62
4,5 - 6	0,722	7,22
6 - 7,2	0,891	8,91
7,2 - 8,1	1,065	10,65
8,1 - 9,2	1,249	12,49
9,2 - 10,1	1,429	14,29
10,1 - 11	1,61	16,1
11 - 11,9	1,797	17,97
11,9 - 12,8	1,978	19,78
12,8 - 13,9	2,162	21,62
13,9 - 14,8	2,355	23,55
14,8 - 15,9	2,548	25,48
15,9 - INF	Não Mensurável	Não Mensurável

Fonte: Autor

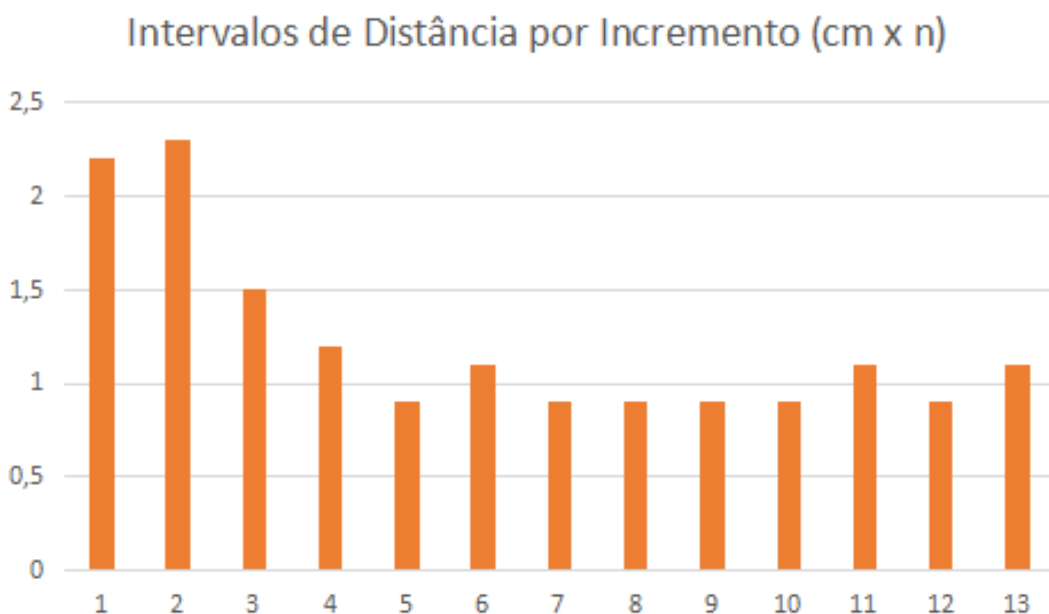
Figura 4.6 – Visualização gráfica dos resultados obtidos no teste de medição de distância a partir da reflexão.



Fonte: Autor

Nos dados obtidos deste teste é perceptível uma não idealidade nos valores de distância até 7,2 cm. A partir daí os resultados apresentaram-se bastante lineares, no que se refere a intervalos de variação da distância, como pode-se ver na sequência.

Figura 4.7 – Intervalos de distância para a variações na saída de corrente (conversor D/A) do ZR16S08.



Fonte: Autor

Considerando apenas os valores medidos após 7,2 cm, a média de intervalos de distância para o incremento da corrente de saída foi de 0,99 e o desvio padrão de 0,1197, o que corresponde a um resultado satisfatório, podendo o sensor ser aplicado em operação nessas condições em funções de medição de distância de objetos, por exemplo: diâmetro de rolos de papel, nível de líquidos, contagem de produtos translúcidos, entre outros.

Em comparação com o teste de medição de distância direta, os resultados verificados foram melhores, tal fato pode ter relação com a fixação do sensor e a movimentação dos objetos, o que traz maior precisão para os dados coletados.

4.3 REFLEXÃO PARA DIFERENTES MATERIAIS

Os resultados verificados para cada material podem ser observados na sequência.

Figura 4.8 – Resultados obtidos no teste medição do alcance para diferentes materiais.

Material	Alcance (cm)
PVC 100mm	27
Plástico (Poli)	27
Papelão	20
Metal	38
Folha de Papel	9

Fonte: Autor

Foi perceptível que materiais de densidades maiores apresentaram maiores alcances. Por exemplo, o metal, que possui a maior densidade dentre todos os materiais, possibilitou um maior alcance de transmissão e recepção, chegando a 38 cm de distância. Enquanto uma folha de papel, de densidade inferior, refletiu um sinal suficientemente grande apenas a uma distância máxima de 9 cm. Dessa forma, fica comprovado que para a aplicação de medição de distância de diferentes materiais deve-se analisar a capacidade de reflexão e alcance do material e do sensor, respectivamente.

4.4 CONFIABILIDADE DA MEDIÇÃO

Os resultados verificados durante o teste de confiabilidade do sensor podem ser observados a seguir.

Figura 4.9 – Resultados do teste de confiabilidade.

Nº de Verificações	Tensão (V)	Corrente (mA)
39x	0,012	0,12
1x	0,131	1,31

Fonte: Autor

Nas 40 medições do tempo de propagação realizadas, em 39 o sensor apresentou o resultado esperado, sendo 1 dos resultados variante de 1,33 mA na escala de 2 μ s por 1,33 mA. Ficando assim comprovada a capacidade do dispositivo de apresentar medições precisas e perceber variações de μ s no tempo de propagação. Para a determinação da precisão do sensor de forma mais adequada, é necessária a obtenção de uma amostra maior de medições e a avaliação através de uma distribuição normal.

4.5 MEDIÇÃO DA VELOCIDADE DO AR COM COOLER

Neste teste foi observado inicialmente que a velocidade do ar gerada pelo cooler era similar para tensões de entrada variáveis nos valores de 4 V, tensão que ativa a rotação do dispositivo, e 12 V, tensão de entrada máxima. Foi perceptível uma capacidade muito baixa de gerar fluxo de ar no ambiente, que pôde ser verificada nos resultados do teste.

Figura 4.10 – Resultados do teste de velocidade do ar com o cooler.

Tensão Cooler (V)	Cooler	Tensão Medida (V)	Corrente (mA)	Medições (n)
0 a 4	Desligado	0,012	0,12	10
4 a 12	Ligado	0,128	1,28	10

Fonte: Autor

Esperava-se que com a variação na tensão de entrada do cooler ocorresse uma variação proporcional na saída do microcontrolador, no entanto, como as variações de velocidade para diferentes tensões do cooler foram muito pequenas, o sensor apenas pôde identificar a presença ou não de movimento no ar.

4.6 MEDIÇÃO DA VELOCIDADE DO AR COM VENTILADOR

Apesar de não possuir um equipamento de medição de velocidade do ar como referência, busca-se a partir destes resultados comprovar a capacidade do sensor projetado de mensurar variações nessa grandeza. Os resultados extraídos do laboratório foram os seguintes.

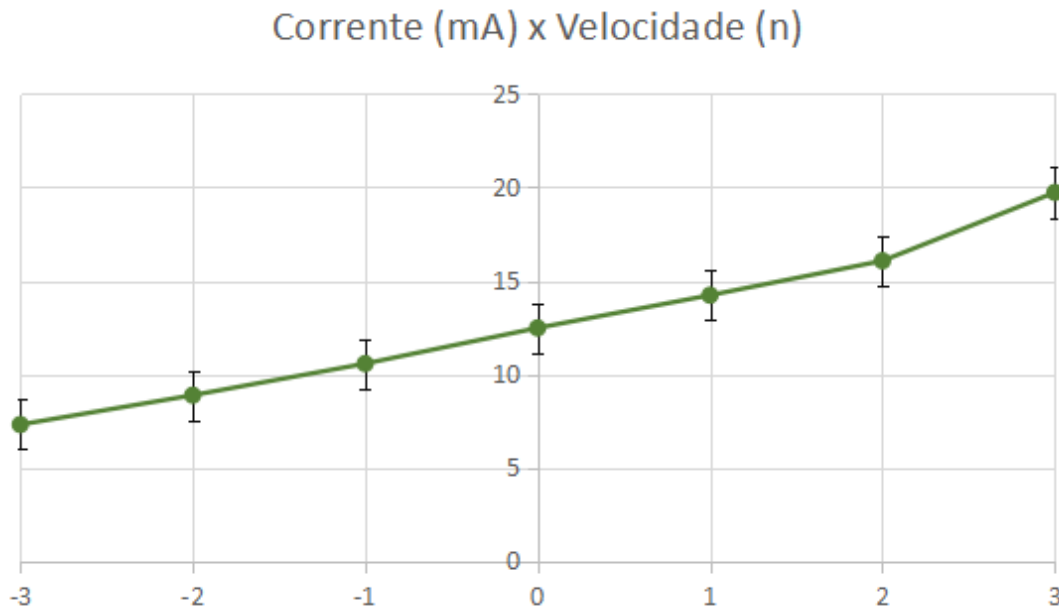
Figura 4.11 – Resultados do teste de medição da velocidade do ar com ventilador.

Intensidade	Sentido	Tensão Medida (V)	Corrente (mA)	Varição (+ ou -)
0	Desligado	1,248	12,48	0
Velocidade 1	R-T	1,423	14,23	1x escala
Velocidade 2	R-T	1,607	16,07	1x escala
Velocidade 3	R-T	1,793	19,73	1x escala
Velocidade 1	T-R	1,057	10,57	1x escala
Velocidade 2	T-R	0,888	8,88	1x escala
Velocidade 3	T-R	0,731	7,31	1x escala

Fonte: Autor

Os resultados graficamente apresentados podem ser observados na sequência, neles os erros de 1 escala observados nos resultados são considerados como 1,33 mA. Podemos perceber que para um determinado valor de velocidade do vento têm-se diferentes valores possíveis de serem medidos, dessa forma, considera-se para aplicações práticas a realização de diversas medições para cálculo de indicadores como a média aritmética ou a moda para estimar qual é a verdadeira velocidade.

Figura 4.12 – Resultados gráficos do teste de medição da velocidade do ar com ventilador.



Fonte: Autor

É observável um comportamento linear e crescente em relação ao tempo de propagação do sinal, considerando a escala utilizada de $2 \mu s$, foram observadas não-idealidades nos resultados, causados pelas perturbações do fluxo de ar sobre a onda transmitida, que resultou em diferentes valores na saída de corrente para a mesma velocidade do ar, mas a grandeza dos limites máximos e mínimos observados para determinadas condições foi crescente, possibilitando a identificação de diferentes velocidades.

Ainda, quando a velocidade do ar teve seu sentido invertido o sensor comportou-se de maneira adequada, visto que o tempo de transmissão foi reduzido, assim como a corrente de saída. Logo, o sensor desenvolvido apresenta sensibilidade a variações na velocidade do fluido em que ocorre a transmissão, o que era esperado e comprova a possibilidade de sua aplicação nesta medição. Uma limitação destes resultados é a ausência de uma referência para a velocidade medida, diferentemente das medições de distância, portanto, são requeridos testes adicionais para a sua aplicação prática.

4.7 CONSUMO ENERGÉTICO

Segundo o datasheet do ZR16S08 o seu consumo médio para operação é de 1,79 mA. Soma-se a este valor o consumo relacionado com a geração de pulsos de tensão para a transmissão. Em uma aplicação prática esse consumo é muito dependente da quantidade de medições realizadas em um intervalo de tempo, e como os períodos em que a tensão de saída da porta digital SD0 está em 3,3 V, consumindo 3,3 mA, dada a impedân-

cia do transmissor na frequência de 40 kHz, que vale 1000Ω , duram apenas $8 \times 12,5 \mu\text{s}$, esse consumo pode ser desprezado. Ainda, o microcontrolador alimenta o transistor, que quando em condução consome 0,33 mA, porém, novamente, o período do transistor em condução depende da quantidade de medições, e pode ser desconsiderado para o cálculo da potência consumida, devido ao curto período em que permanece neste estado, cerca de 350 ms por medição. Logo, o consumo energético proveniente do microcontrolador ZR16S08 gira em torno do valor do datasheet, 1,79 mA.

Além do microcontrolador, outros componentes do circuito requisitam alimentação DC, aumentando o consumo energético total do sensor. São eles o amplificador operacional e a alimentação da saída de corrente do ZR16S08, que depende do valor mensurado e pode ou não ser utilizada. Primeiramente, portanto, foi observado experimentalmente que o amplificador operacional consome um valor de corrente de 12 mA para operação. Já a saída de corrente varia os valores de consumo de 0 mA a 25,4 mA.

Portanto, o consumo final do sensor pode variar entre 13,79 mA à 38,59 mA, dependendo dos valores medidos. Para o caso da não apresentação de valores no conversor D/A do dispositivo o valor é resultante é o limite inferior. Por fim, como todas as tensões de alimentação serão de 12 V em uma aplicação prática, a dissipação de potência total pode variar entre 0,1655 W e 0,4631 W.

5 CONCLUSÃO

Considerando o desenvolvimento e a análise da aplicação do sensor de tempo de propagação de ondas ultrassônicas projetado, pode-se inferir que seu funcionamento é adequado para determinadas medições, no entanto necessita de melhorias para outras. Primeiramente, a transmissão e a recepção do sinal foram realizadas com sucesso e o alcance para transmissão e recepção adequadas foi de aproximadamente 60 cm, a partir daí o sinal transmitido não gerou no recebimento uma tensão suficientemente grande na base do transistor para ativar sua condução, sendo impossível verificar a sua chegada. Quanto ao circuito de instrumentação, ele funcionou adequadamente dadas algumas ressalvas, a principal é a ocorrência de variações no tempo de propagação medido quando a ativação do transistor se dá em diferentes picos da onda recebida, sendo necessárias correções para a exclusão desta característica. Ainda, a partir do teste de confiabilidade foi observado que o tempo de recebimento é medido com precisão adequada para condições de transmissão e recepção iguais, comprovando a precisão do circuito de instrumentação no que se refere a estabelecer atrasos constantes entre recebimento e sinalização da chegada para o microcontrolador.

Os códigos elaborados se mostraram funcionais e a capacidade do ZR16S08 em trabalhar com intervalos de tempo na casa dos poucos microssegundos pôde ser observada, a partir dos códigos foi, portanto, possível enviar e receber um sinal ultrassônico e calcular o tempo decorrido entre as duas ocorrências, além de apresentar um resultado de 16 bits para o tempo de propagação internamente ao microcontrolador, e um resultado de 4 bits na saída de corrente do mesmo, que funcionou como conversor A/D. O resultado de 16 bits pode ser transmitido via radiofrequência para aplicações de IoT, de modo que não haja necessidade de escolha de escala de medição.

Quanto a aplicação do sensor projetado na medição de distância, ele se mostrou menos preciso em medições de transmissão diretas do que quando medidas distâncias a partir de reflexão. Para transmissões diretas foram observados erros mais significativos, mas que não impossibilitam o sensor de operar em situações de menor precisão, pois os resultados se comportaram de modo que quanto maior a distância maior o tempo medido e apresentado na saída. Uma vez que não ocorreram medições de tempo decorrido maior ou menor para uma mesma distância, pode-se afirmar que o sensor apresenta um resultado fiel à distância, mesmo que não rigorosamente preciso. O mesmo cenário ocorre na medição de distância por reflexão, ainda que com precisão maior. Nessa condição foi verificado que o sinal não é mensurável para uma reflexão a uma distância inferior a 2,2 cm, enquanto que para o primeiro caso essa distância foi de 3,7 cm. Conclui-se, portanto que o sensor desenvolvido tem capacidade para ser utilizado na prática, mas requer uma aplicação adequada devido a suas limitações. No que se refere a medição da velocidade do

ar, os resultados são limitados devido a não disponibilidade de uma medição de referência, no entanto o sensor foi capaz de discernir diferentes níveis de velocidade adequadamente.

Portanto, dadas as observações realizadas foi possível concluir que o projeto realizado atingiu as expectativas, uma vez que apresentou um método de medição de tempo de propagação de ondas sonoras utilizando o ZR16S08, podendo ser aplicado em sistemas de controle de processos a partir de IoT, observadas as suas limitações.

Para trabalhos futuros pode ser implementado o circuito de instrumentação na transmissão objetivando um maior alcance para o sensor, bem como serem avaliados os efeitos dos circuitos e componentes utilizados no atraso percebido pelo microcontrolador, e sua variação de acordo com a potência do sinal recebido.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ARNAU, A. Fundamentals of piezoelectricity. In: _____. **Piezoelectric Transducers and Applications**. Valencia: Springer, 2008. cap. 1, p. 1–38.

_____. Overview of acoustic-wave microsensors. In: _____. **Piezoelectric Transducers and Applications**. Valencia: Springer, 2008. cap. 2, p. 39–62.

Aztori, L.; Iera, A.; Morabito, G. The internet of things. **Elsevier**, 2010.

CAMPOS, A. L. P. de S. Demodulador am-dsb. In: _____. **Laboratório de Principios de Telecomunicações**. Rio de Janeiro: LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda., 2015. cap. 10, p. 68–74.

JÚNIOR, T. R. **Desenvolvimento de Um Nodo Sensor com o Microcontrolador ZR16S08**. 2019. 53 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2019.

Kobitone Audio Company. **Ultrasonic Transducers**. [S.l.], 2007. 2 p.

Kunadt, A.; Pfeifer, G.; Fischer, W. Ultrasonic flow meter with piezoelectric transducer arrays integrated in the walls of a fiber-reinforced composite duct. In: **SENSORS, 2012 IEEE**. IEEE, 2012. p. 1–4. Acesso em: 07/10/2020. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6411169>>.

Machado, M. R. et al. Smart water management system using the microcontroller zr16s08 as iot solution. In: **2019 IEEE 10th Latin American Symposium on Circuits Systems (LASCAS)**. IEEE, 2019. p. 169–172. Acesso em: 16/10/2020. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8667571>>.

PILLING, S. **Biofísica: Ondas, som e introdução a bioacústica**. UNIVAP, s.d. Acessado em 16 jan 21. Disponível em: <https://www1.univap.br/spilling/BIOF/BIOF_04_Ondas>.

Przybyla, R. et al. A micromechanical ultrasonic distance sensor with >1 meter range. In: **2011 16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference**. IEEE, 2011. p. 2070–2073. Acesso em: 07/10/2020. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5969226>>.

RAZAVI, B. Amplificador operacional como caixa preta. In: _____. **Fundamentos de Microeletrônica**. California: John Wiley & Sons, Inc., 2014. cap. 8, p. 282–313.

_____. Física de transistores bipolares. In: _____. **Fundamentos de Microeletrônica**. California: John Wiley & Sons, Inc., 2014. cap. 4, p. 97–132.

Shaxing Silicore Technology CO.,LTD. **Dual Power Amplifier D2822**. [S.l.], n.d. 7 p.

SMDH & Chipus. **ZR16S08 Datasheet**. Santa Maria, RS - Brasil, 2015. 37 p. Acesso em 20 dez. 2020. Disponível em: <http://w3.ufsm.br/smdh/files/ZR16S08_datasheet.pdf>.

ST Microelectronics. **TIP41C**. [S.l.], 2007. 12 p.

van Neer, P. L. M. J.; Robers, T.; Volker, A. W. F. A pmut based flowmeter: A feasibility study. In: **2013 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)**. IEEE, 2013. p. 1319–1322. Acesso em: 07/10/2020. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6725132>>.

WENDLING, M. **Transistores II**: Transistor como chave. unesp, 2019. Acessado em 16 jan 21. Disponível em: <<https://www.feg.unesp.br/Home/PaginasPessoais/ProfMarceloWending/1---transistores-ii---v1.0.pdf>>.