

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
ENGENHARIA ELETRÔNICA

WILLIAM EMMERT GONÇALVES

**SISTEMA PARA MEDIÇÃO DE DISTÂNCIAS HORIZONTAIS NA ÁGUA
UTILIZANDO TRANSDUTOR ULTRASSÔNICO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

TOLEDO
2019

WILLIAM EMMERT GONÇALVES

**SISTEMA PARA MEDIÇÃO DE DISTÂNCIAS HORIZONTAIS NA ÁGUA
UTILIZANDO TRANSDUTOR ULTRASSÔNICO**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina Trabalho de Conclusão de Curso 2, do curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Orientador: Prof. Dr. Fábio Rizental Coutinho

TOLEDO
2019

TERMO DE APROVAÇÃO

Título do Trabalho de Conclusão de Curso Nº 88

Sistema para medição de distâncias horizontais na água utilizando transdutor ultrassônico

por

William Emmert Gonçalves

Esse Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado às 08h30min do dia 28 de Junho de 2019 como requisito parcial para a obtenção do título Bacharel em Engenharia Eletrônica. Após deliberação da Banca Examinadora, composta pelos professores abaixo assinados, o trabalho foi considerado APROVADO.

Djones Aldivo Boni

UTFPR

Alberto Vinicius de Oliveira

UTFPR

Fábio Rizental Coutinho

COELE/UTFPR

Orientador (a)

O termo de aprovação assinado encontra-se na coordenação do curso.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Jesus por mais uma etapa concluída, a qual foi me dada força e sabedoria para vencer todas as dificuldades que encontrei durante este curso. A minha família, por ter me apoiado todos os dias em todos os momentos, não medindo esforços em ajudar-me. Ao meu orientador pela ajuda durante todo o planejamento e execução deste trabalho, o que contribuiu, em muito, para o meu desenvolvimento profissional. Aos demais professores do curso, que me ajudaram de várias formas e aos meus bons colegas, com os quais compartilhei os dias durante o curso.

RESUMO

GONÇALVES, W. E. **Sistema para medição de distâncias horizontais na água utilizando transdutor ultrassônico.** 2019. 71 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Eletrônica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Toledo, 2019.

Este trabalho descreve o desenvolvimento de um protótipo de um sensor que pode ser embarcado em um Veículo Aéreo Não Tripulado (VANT) anfíbio para detecção de obstáculos que possam danificar o VANT caso haja colisão. O sistema consiste na implementação de um circuito de excitação, o qual envia pulsos de 40 kHz gerados pela FPGA Basys 3 convertidos de baixa amplitude para alta amplitude, utilizando um transformador com indutância ajustável para acoplamento do transdutor. Para o tratamento do sinal de eco, foi desenvolvido um circuito de aquisição protegido contra alta tensão por um *T/R Switch* com -0,195 dB de perdas, servindo como acoplamento entre o transdutor e o circuito amplificador. A amplificação é composta por duas etapas, sendo a primeira com ganho fixo e a segunda com ganho variável controlado pela FPGA, permitindo variar o ganho de 22 dB a 37 dB. Entre as etapas de amplificação foi implementado um filtro passa-faixa RLC com largura de banda de 3 dB de 3,33 kHz, melhorando a seletividade do circuito. O sinal amplificado passa por um detector de pico e então por um comparador analógico, que indicará à FPGA quando um eco foi recebido ou não. Os dados foram transmitidos ao computador utilizando uma comunicação serial, e o *software* desenvolvido em *Visual Studio* realiza o cálculo da distância com base no valor recebido, apresentando o resultado graficamente. Em testes realizados em laboratório, o sistema apresentou erros de medida de ± 3 cm, sendo pequeno para uma distância máxima de 15 m.

Palavras-chave: Ultrassom, Medição de distância. Eco. Excitação. Aquisição. Transdutor.

ABSTRACT

GONÇALVES, W. E. **In-water horizontal distance measurement system using ultrasonic transducer.** 2019. 67 p. Capstone Project – Graduation in Electronic Engineering. Technological University of Paraná. Toledo, 2019.

This work describes the development of a prototype of a sensor that can be embedded into an amphibious UAV (Unmanned Aerial Vehicle) to detect obstacles that can damage the UAV in case of collision. The system consists on an implementation of an excitation circuit, which sends 40 kHz pulses generated by the FPGA Basys 3 converted from low amplitude to high amplitude voltage, using a transformer with variable inductance for transducer coupling. For the treatment of the echo signal, an acquisition circuit was developed. This circuit is protected against high voltage by an *T/R Switch* which shown 0,195 dB of attenuation loss. The *T/R Switch* serves as a coupling between the transducer and the amplifier circuit. The amplification circuit is comprised by two amplification stages. The second stage has a variable gain controlled by the FPGA, allowing a gain range from 22 dB to 37 dB. Between the amplification stages a pass-band RLC filter was implemented with a 3 dB bandwidth of 3,33 kHz, improving the circuit selectivity. The amplified signal pass through a peak detector and then through an analogic comparator, which will indicate to the FPGA if an echo was received or not. The data was transmitted to the computes using a serial communication, and the software developed in Visual Studio calculates the distance using the received value, presenting the results graphically. In laboratory tests, the system presented measurement error of $\pm 3\text{cm}$, which is small for a maximum distance of 15 m.

Keywords: Ultrasonic. Distance Measurement. Eco. Excitation. Aquisition. Transducer.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Impedâncias acústicas da água para diferentes temperaturas e impedâncias acústicas do ar para 0° C.....	17
Tabela 2 – Coeficiente de atenuação alfa para uma onda de ultrassom de 1 MHz.....	18
Tabela 3 – Características do circuito amplificador.....	48

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Uma onda ultrassônica plana refletida e refratada por uma interface lisa.	16
Figura 2 – Resolução Axial, objetos lado a lado ao longo do feixe.....	19
Figura 3 – Resolução Lateral, objetos perpendiculares ao feixe.....	19
Figura 4 – Ecos recebidos de objetos com distância maior que a resolução axial.....	20
Figura 5 – Ecos recebidos de objetos com distância menor que a resolução axial.....	20
Figura 6 – Campo onde a largura do feixe será aproximadamente igual a d.....	21
Figura 7 – Efeito piezolétrico.....	22
Figura 8 – Visão geral do sistema.....	24
Figura 9 – Transdutores dispostos no VANT.....	25
Figura 10 – Características construtivas do transdutor em mm.....	26
Figura 11 – Circuito equivalente modelo Butterworth-Van Dyke.....	27
Figura 12 – Circuito equivalente modelo Butterworth-Van Dyke simplificado.....	27
Figura 13 – Diagrama de blocos da etapa de excitação.....	28
Figura 14 – Circuito da etapa de excitação.....	29
Figura 15 – Pulsos gerados pela FPGA.....	30
Figura 16 – Dimensões CKM79C.....	31
Figura 17 – Seleção dos transdutores.....	32
Figura 18 – Diagrama de blocos da etapa de aquisição.....	33
Figura 19 – Circuito de proteção da etapa de excitação.....	33
Figura 20 – Filtro passivo RLC.....	36
Figura 21 – Circuito amplificador.....	38
Figura 22 – Circuito DAC com transistor no modo triodo.....	39
Figura 23 – Detector de pico.....	39
Figura 24 – Comparador.....	40
Figura 25 – Recipientes para testes.....	41
Figura 26 – Diagrama de blocos do código.....	42
Figura 27 – Circuito de excitação como montado.....	43
Figura 28 – Tensão lado de baixa do transformador.....	44
Figura 29 – Saída no lado de alta tensão do transformador.....	45
Figura 30 – Resposta do <i>T/R Switch</i> para uma tensão menor que 3,8 Vp.....	46
Figura 31 – Resposta do <i>T/R Switch</i> para uma tensão de 4 Vp.....	47

Figura 32 – Etapas de amplificação.....	48
Figura 33 – Resposta em frequência do amplificador para $R_{on} = \infty$	49
Figura 34 – Resposta em frequência do amplificador para $R_{on} = 0$	50
Figura 35 – Circuito DAC como montado.....	51
Figura 36 – Saída do DAC (entrada V_{gs} do MOSFET).....	51
Figura 37 – Resposta em frequência do filtro simulada e medida.....	52
Figura 38 – Sinais de entrada e saída do detector de pico com sinal contínuo.....	54
Figura 39 – Sinais medidos na entrada e na saída do detector de pico com sinal pulsado na entrada.....	54
Figura 40 – Sinais medidos na entrada e na saída do comparador.....	55
Figura 41 – Distribuição dos valores nos vetores.....	57
Figura 42 – Distância medida com um transdutor.....	57
Figura 43 – Distância medida com dois transdutores.....	58
Figura 44 – Distância medida com três transdutores.....	59
Figura 45 – Ecos medidos em laboratório.....	60

LISTA DE SÍMBOLOS

D	Profundidade do meio
D_c	Comprimento campo próximo
d	Diâmetro do transdutor
d_{calc}	Distância percorrida pelo sinal de ultrassom
S	Salinidade da água
T	Temperatura do meio
v	Velocidade de propagação da onda ultrassônica
Z	Impedância acústica
ρ	Densidade do meio
α_r	Coefficiente de reflexão
Z_1	Impedância acústica do meio 1
Z_2	Impedância acústica do meio 2
θ_i	Ângulo de incidência da onda ultrassônica no meio
θ_t	Ângulo de transmissão da onda ultrassônica no meio
θ_r	Ângulo de reflexão da onda ultrassônica no meio
I_f	Intensidade final da onda ultrassônica ao se propagar por um meio
I_i	Intensidade inicial da onda ultrassônica transmitida
α	Coefficiente de atenuação
x	Distância percorrida pela onda ultrassônica
A_x	Resolução axial
λ	Comprimento de onda
N_c	Número de ciclos transmitidos
f	Frequência de oscilação da onda ultrassônica
θ	Ângulo de dispersão do feixe
t	Tempo de translado da onda ultrassônica até o refletor
a	Relação de espiras do transformador
N_1	Número de enrolamentos do primeiro do transformador
N_2	Número de enrolamentos do secundário do transformador
x_2'	Reatância do secundário refletida ao primário
x_2	Reatância do secundário
r_2'	Resistência de enrolamento do secundário refletida ao primário
r_2	Resistência de enrolamento do secundário
L_{comp}	Indutor de compensação

ω	Frequência angular
ω_{TR}	Frequência filtro RLC
C_0	Capacitância estática do transdutor
T_{pe}	Período de espera do eco
V_{in}	Sinal de entrada do circuito
V_{out}	Sinal de saída do circuito
Z_{rl}	Impedância de entrada do próximo estágio vista pelo <i>T/R Switch</i>
I_i	<i>Insertion Loss</i> ou Perda de Inserção
ω_n	Frequência central do filtro RLC
Q	Fator de qualidade do filtro
A_v	Ganho de tensão do estágio emissor comum
Z_i	Impedância de entrada do amplificador
Z_o	Impedância de saída do amplificador

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	11
1.1	Objetivos.....	12
1.2	Justificativa.....	13
2	REFERENCIAL TEÓRICO.....	14
2.1	Propriedades da onda ultrassônica.....	14
2.1.1	Velocidade de propagação.....	14
2.1.2	Reflexão.....	15
2.1.3	Atenuação.....	17
2.1.4	Resolução espacial.....	18
2.2	Excitação.....	21
2.3	Transformador.....	22
3	METODOLOGIA.....	24
3.1	Transdutor.....	26
3.2	Excitação.....	28
3.2.1	Gerador de pulsos.....	29
3.2.2	Acoplamento.....	30
3.2.3	Seleção dos transdutores.....	31
3.3	Aquisição.....	32
3.3.1	Circuito de proteção.....	33
3.3.2	Filtro.....	35
3.3.3	Amplificador.....	37
3.3.4	Detector de pico.....	39
3.3.5	Comparador.....	40
3.4	Testes.....	41
3.5	Controle do sistema.....	42
4	RESULTADOS.....	43
4.1	Análise da etapa de excitação.....	43
4.2	Análise da etapa de aquisição.....	45
4.2.1	Circuito de proteção.....	46
4.2.2	Circuito amplificador.....	47
4.2.3	Filtro RLC.....	52
4.2.4	Detector de pico.....	53
4.2.5	Comparador.....	55

4.3	Análise das medições.....	56
5	CONCLUSÕES.....	61
5.1	Trabalhos futuros.....	62
	REFERÊNCIAS.....	63
	APÊNDICE A.....	66

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, existe uma crescente preocupação com os recursos hídricos, que constantemente sofrem com o despejo de efluentes industriais e domésticos, comprometendo a fauna aquática e a qualidade da água. O assoreamento dos rios também merece atenção, pois diminui a profundidade do leito levando, em alguns casos, a ocorrências de enchentes, prejudicando muito a população dos arredores. No caso de reservatórios, a sedimentação é um fenômeno a ser monitorado constantemente.

A monitoração de características de rios/lagos/canais é normalmente realizada por estações de medição fixas, em apenas alguns pontos da extensão do curso d'água, devido ao alto custo de se instalar várias estações de monitoramento ao longo de todo o rio. A coleta dos dados também pode ser feita manualmente, por meio de deslocamento de técnicos de medição munidos de equipamentos portáteis. Nesse caso, a coleta de dados não fica restrita a pontos geográficos fixos; entretanto, a periodicidade da obtenção da informação é geralmente muito menor do que ao se utilizar as estações de medição fixas.

Um exemplo de veículo autônomo é descrito em (DUNBABIN, GRINHAM, UDY, 2009), capaz de navegar medindo uma gama de propriedades de qualidade da água enquanto evita obstáculos detectados utilizando um sensor laser. Porém, em muitos casos, acidentes topográficos, matas fechadas, etc, podem dificultar a aproximação da margem do rio para que o veículo seja colocado sobre a água.

Veículos Aéreos Não-Tripulados (VANTs) podem ser empregados para monitorar cursos d'água. Um exemplo é a patente de (GUOBIN, 2015), nela é descrito um sistema que utiliza um VANT para realizar automaticamente a coleta de água em pontos fixos da superfície da água. O VANT possui mecanismos para coleta da água e transporte das amostras de água para posterior análise em laboratório. O objetivo principal do sistema é substituir a coleta manual por uma coleta automática de amostras de água voltadas para o ambiente marinho, principalmente, para verificar a contaminação por óleo.

Como o VANT pode se deslocar pelo ar, ele facilmente consegue acessar locais como um manancial que fique em terreno acidentado, ou então desviar de relevo, como eventuais quedas d'águas, pedras, dentre outros. Por outro lado, flutuando na água, o veículo pode deslocar-se aproveitando da corrente natural do

curso d'água, obtendo um ganho significativo na autonomia e no espaço que pode ser percorrido. Desta forma, o VANT pode percorrer um longo trecho do rio/lago/canal efetuando diversas medições em pontos distribuídos ao longo de sua extensão. Atualmente, este equipamento, quando flutuando sobre água, necessita de um operador para atuar nos rotores e efetuar a trajetória de medição desejada.

Em (GAGEIK, MÜLLER, MONTENEGRO, 2012) é descrito um sistema capaz de detectar um obstáculo no ar, permitindo que o VANT possa mudar o trajeto evitando a colisão. O sistema de colisão representava o espaço em volta do drone por áreas: zona segura, área próxima e área de perigo. Cada área tinha uma distância associada a ela, conforme o drone se aproximava do obstáculo o modo de voo era controlado para evitá-lo. O sistema utilizou 12 transdutores de ultrassom, controlador PID e módulo para evitar colisão.

Este projeto visa desenvolver um sistema de medição de distância, baseado em sensores de ultrassom, como em (GAGEIK, MÜLLER, MONTENEGRO, 2012), porém, que permita a detecção das margens de canais/rios/lagos e de eventuais obstáculos. Ou seja, o sistema é adaptado para funcionar na água. Este sistema faz parte de um projeto maior para medição de características topográficas e dinâmicas de cursos d'água, descrito por (COUTINHO, DIETRICH, ALVES, PENDIUK, QUEIROZ, ROCHA, ROSA JÚNIOR, 2018). Portanto, será embarcado para trabalhar em conjunto com os demais componentes do sistema completo.

1.1 Objetivos

Desenvolver um sistema para medição de distância na água baseado em ultrassom, podendo ser implementado em embarcações não tripuladas como barcos ou Veículos Aéreos Não Tripulados (VANTs) anfíbios. Os objetivos específicos são:

- Desenvolver um circuito de excitação de 40 kHz e tensão mínima de $100 V_p$ para o transdutor transmissor;
- Desenvolver um circuito de aquisição sintonizado no sinal do eco (40 kHz), com ganho ajustável;
- Desenvolver o código em VHDL para controle da transmissão e recepção além de calcular a distância;

- Desenvolver uma interface gráfica para visualização da distância medida.

1.2 Justificativa

O resultado esperado deste sistema é propiciar o sensoriamento adequado para que em aplicações futuras o VANT tenha a possibilidade de se movimentar de forma autônoma, quando flutuando na água, dispensando assim presença de um operador presente no local para controlar o deslocamento do drone. Para isso, o sistema eletrônico utilizará os transdutores de ultrassom para medir distâncias horizontais na água utilizando a técnica Pulso-Eco. Os resultados das medições serão enviados para o computador e apresentados por meio de uma interface gráfica. O dispositivo final deverá ter dimensões pequenas para que possa ser embarcado em um VANT sem ocupar. O VANT desenvolvido na UTFPR – *Campus Toledo*, portará o sistema de medição de distância desenvolvido neste projeto. Será possível utilizar este sistema para detectar obstáculos na água e alterar seu percurso, evitando danos.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Nesta seção serão apresentados os principais conceitos utilizados neste trabalho, como propriedades e interações do ultrassom com a água. Adicionalmente, serão descritas algumas características de transformadores, como a reatância refletida.

2.1 Propriedades da onda ultrassônica

As ondas sonoras com frequência acima de 20 kHz, são denominadas de ondas ultrassônicas. Por serem o objeto principal de estudo desta seção, suas características e dependências serão descritas nas subseções a seguir.

2.1.1 Velocidade de propagação

A velocidade de propagação do som sofre influência de fatores externos inerentes ao meio ao qual se propaga, como temperatura, por exemplo. Na água, outros fatores como pressão e salinidade também afetam a velocidade do som. As expressões aproximadas para a velocidade do som em função desses termos são apresentadas a seguir (STERGIOPOULOS, 2001):

$$v = 1492,9 + 3(T - 10) - 6 \times 10^{-3}(T - 10)^2 - 4 \times 10^{-3}(T - 18)^2 + 1,2(S - 35) - 10^{-2}(T - 18)(S - 35) + \frac{D}{61} \quad \begin{cases} -2 < T < 24,5 \text{ } ^\circ\text{C} \\ 30 < S < 42 \\ 0 < D < 1000 \end{cases} \quad (1)$$

$$v = 1449,2 + 4,6T - 5,5 \times 10^{-2}T^2 + 2,9 \times 10^{-4}T^3 + (1,34 - 10^{-2}T)(S - 35) + 1,6 \times 10^{-2}D \quad \begin{cases} 0 < T < 35 \text{ } ^\circ\text{C} \\ 0 < S < 45 \\ 0 < D < 1000 \end{cases} \quad (2)$$

$$v = 1448,96 + 4,591T - 5,304 \times 10^{-2}T^2 + 2,374 \times 10^{-4}T^3 + 1,340(S - 35) + 1,630 \times 10^{-2}D + 1,675 \times 10^{-7}D^2 \quad \begin{cases} 0 < T < 30 \text{ } ^\circ\text{C} \\ 30 < S < 40 \\ 0 < D < 8000 \end{cases} \quad (3)$$

onde D é a profundidade do meio em metros, S a salinidade em partes por mil e T a temperatura em graus Celsius.

Note que duas das equações listadas acima valem para um valor de salinidade acima de 30 partes por mil, o que é uma quantia presente em oceanos e mares. Portanto, a equação da segunda linha será usada neste projeto, por ser válida para o intervalo de salinidade de rios e lagos.

Como o VANT não irá submergir a grandes profundidades, a equação pode ser simplificada, eliminando o fator correspondente. Além disso, como o propósito deste projeto é a medição de distâncias em rios, lagos e canais, que em geral são de água doce, o fator de salinidade também pode ser eliminado. Outro fator que pode ser simplificado é a temperatura, visto que na superfície será constante. Desse modo, a equação simplificada da velocidade será 1449,2 m/s. Sendo esta utilizada para realizar os cálculos de distância.

2.1.2 Reflexão

Variações de temperatura e pressão afetam a densidade do meio, tornando este mais suscetível ou não a passagem do som. Desse modo, haverá uma resistência imposta pelo meio que dependerá diretamente de sua densidade. Essa resistência, denominada impedância acústica, pode ser definida, em $\frac{\text{kg}}{\text{m}^2\text{s}}$ como

$$Z = \rho v, \quad (4)$$

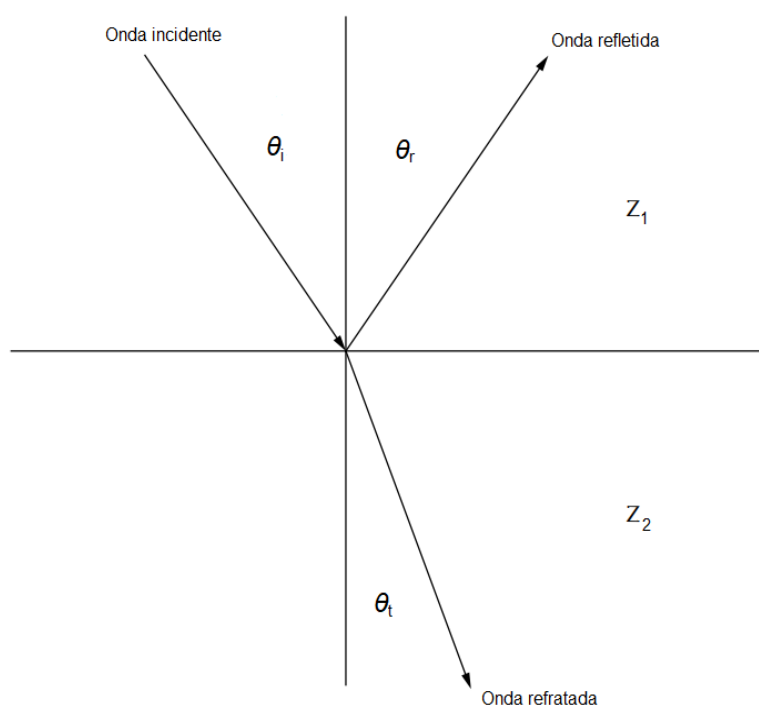
onde ρ é a densidade do meio e v é a velocidade de propagação do som no meio (SHUNG, 2005). A Tabela 1 apresenta a impedância acústica da água em diferentes temperaturas e impedância acústica do ar em uma temperatura de 0°C.

Quando uma onda plana, se propaga de um meio com determinadas características para outro com características diferentes, haverá uma reflexão de parte da onda sonora devido à diferença de impedâncias. A fração de energia refletida pode ser dada pelo coeficiente de reflexão, cujo valor varia de 0 a 1, definido como

$$\alpha_r = \left(\frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \right)^2, \quad (5)$$

onde Z_1 e Z_2 são as impedâncias acústicas dos meios 1 e 2, θ_i e θ_t são os ângulos de incidência e transmissão (SHUNG, 2005). Este caso genérico é ilustrado na Figura 1.

Figura 1 – Uma onda ultrassônica plana refletida e refratada por uma interface lisa



Fonte: Adaptado Shung, (2005).

As direções das ondas refletidas e refratadas são governadas, como em óptica, pela Lei de Snell. Nesse sentido, o ângulo da onda incidente e onda refletida são iguais (SHUNG, 2005). Para o caso de incidência perpendicular, os ângulos de incidência, reflexão e transmissão são iguais a zero, tornando o cálculo mais simples.

Com uma grande diferença de impedância entre meios, grande parte da energia será refletida e apenas uma pequena parte será transmitida, como na interface ar-água por exemplo, devido a impedância da água ser muito maior do que a do ar (Tabela 1).

Tabela 1 – Impedâncias acústicas da água para diferentes temperaturas e impedâncias acústicas do ar para 0 °C

Meio	Densidade $\left[\frac{\text{g}}{\text{cm}^3} \right]$	Impedância acústica (Z)
		$\left[\frac{\text{kg}}{\text{m}^2\text{s}} \times 10^{-6} \right]$
Água (20 °C)	1,00	1,483
Água (25 °C)	0,998	1,494
Água (30 °C)	1,00	1,589
Água (60 °C)	1,00	1,55
Ar (0 °C)	0,001293	0,0004286

Fonte: Adaptado Selfridge, (1985).

2.1.3 Atenuação

A diferença entre meios não é o único fator a causar perda de energia do sinal devido às reflexões. Em cada meio haverá perdas por desvio do feixe, interação entre duas ou mais ondas, absorção e espalhamento causados ao sinal sonoro. Perdas por espalhamento e absorção são os principais fatores (WILHJELM et al., 2016).

No processo de absorção, parte da energia do sinal é transformada em outras formas de energia, principalmente em calor. Perdas por espalhamento ocorrem quando a onda ultrassônica atinge um obstáculo com dimensão igual ou menor que o seu comprimento de onda, espalhando a energia em várias direções (WILHJELM et al., 2016).

A intensidade final do sinal sonoro após ter propagada por uma distância x em metros, tem um decaimento exponencial dado por (WILHJELM et al., 2016)

$$I_f = I_i e^{-\alpha x}, \quad (6)$$

onde I_i é a intensidade inicial do sinal transmitido, em $\frac{\text{W}}{\text{m}^2}$, e α o coeficiente de atenuação, que tem diferentes valores para meios com diferentes características, conforme apresentado na Tabela 2.

Tabela 2 – Coeficiente de atenuação α para uma onda de ultrassom de 1 MHz

Meio	$\alpha \left[\frac{\text{dB}}{\text{cm}} \right]$
Água (25 °C)	0,0022
Água (30 °C)	0,0019
Água (60 °C)	0,00109

Fonte: Adaptado Selfridge (1985).

É importante destacar que o coeficiente aumenta com a frequência, portanto, a atenuação será maior para frequências mais altas (HENDEE; RITENOUR, 2002).

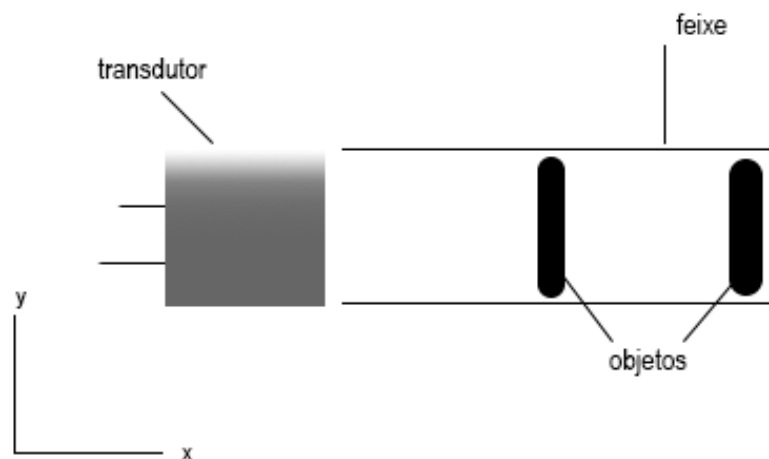
2.1.4 Resolução espacial

Supondo um caso em que existam dois ou mais objetos, perpendiculares ao eixo de propagação da onda sonora, posicionados um após o outro, como na Figura 2. Cada vez que o sinal sonoro encontrar um obstáculo com diferente impedância, haverá um eco retornando ao transdutor. Com os sinais recebidos, o cálculo da distância é simples, desde que se saiba a velocidade do som no meio o qual o transdutor está inserido. Porém, os objetos que estiverem muito próximos uns dos outros poderão ser reconhecidos como um só, devido à superposição dos ecos de cada um (TOLE, OSTENSEN, 2005).

Portanto, para as aplicações com transdutores de ultrassom que utilizam a técnica Pulso-Eco, é necessária a análise de uma importante característica denominada resolução espacial, definida como a menor distância que dois objetos devem estar separados de forma que os ecos possam ser distinguidos pelo receptor.

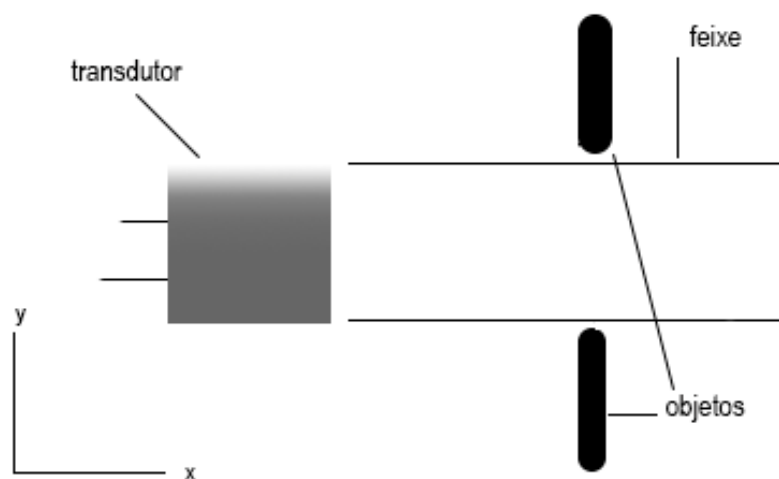
A resolução espacial divide-se em resolução axial, que é a capacidade de discriminar dois pontos ao longo do eixo de propagação do sinal e resolução lateral que é a capacidade de discriminar dois pontos próximos no eixo perpendicular ao eixo de propagação do sinal sonoro, como pode ser visto na Figura 3 (TOLE, OSTENSEN, 2005).

Figura 2 – Resolução Axial, objetos lado a lado ao longo do feixe



Fonte: Adaptado Tole, Ostensen, (2005).

Figura 3 – Resolução Lateral, objetos perpendiculares ao feixe



Fonte: Adaptado Tole, Ostensen, (2005).

A resolução axial A_x , em m, pode ser obtida pela metade do comprimento espacial do pulso, ou seja

$$A_x = \frac{\lambda N_c}{2}, \quad (7)$$

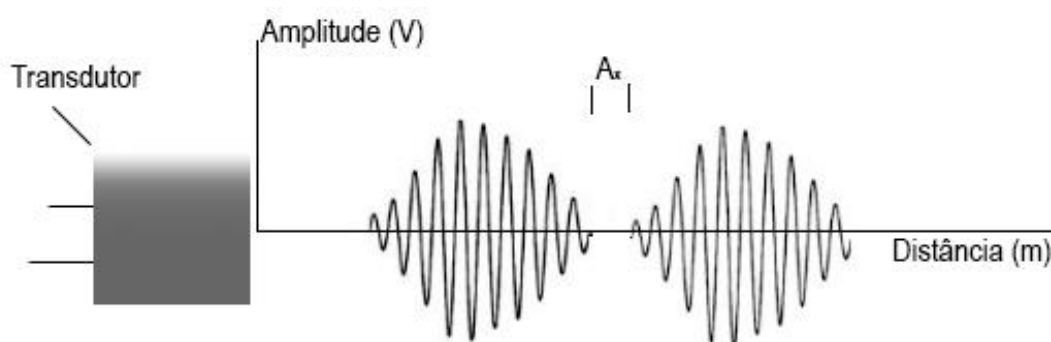
que é a multiplicação de metade do comprimento de onda λ da onda ultrassônica pelo número de ciclos do pulso emitido N_c (TOLE, OSTENSEN, 2005). Como o comprimento de onda é inversamente proporcional a frequência, a resolução irá

melhorar para altas frequências. Fazendo $\lambda = \frac{v}{f}$, onde f é a frequência do sinal de ultrassom em Hz, têm-se

$$A_x = \frac{vN_c}{2f}. \quad (8)$$

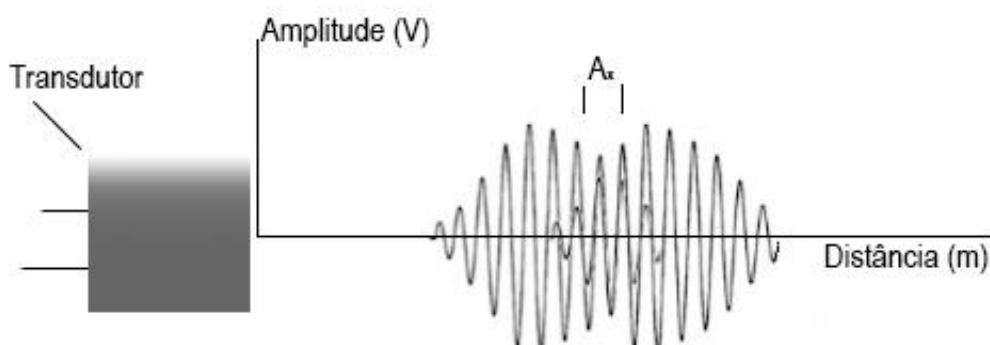
A Figura 4 apresenta um caso o qual será possível distinguir os objetos devido aos ecos não estarem sobrepostos, pois estão a uma distância maior entre si do que a resolução axial. A Figura 5 apresenta um caso o qual os objetos estão a uma distância menor do que a resolução axial, portanto, serão reconhecidos como um só.

Figura 4 – Ecos recebidos de objetos com distância maior que a resolução axial



Fonte: Autor, 2019.

Figura 5 – Ecos recebidos de objetos com distância menor que a resolução axial



Fonte: Autor, 2019.

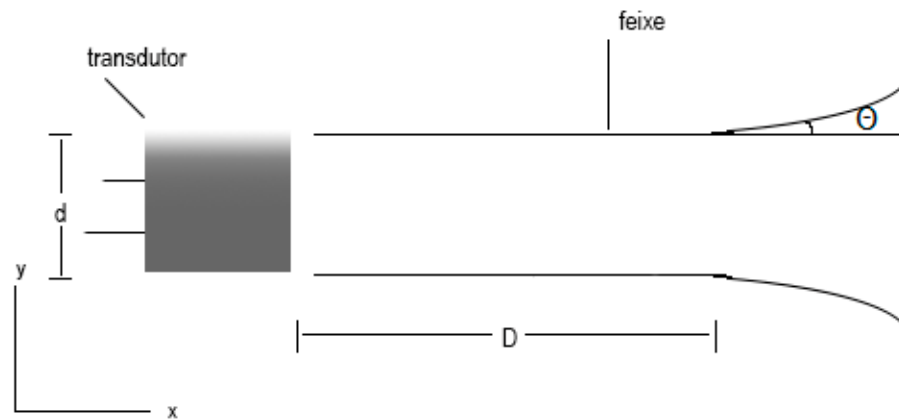
A resolução lateral é limitada pela largura do feixe. Para Toole, Ostensen (2005), em um campo próximo ao transdutor, a largura do feixe é aproximadamente

igual ao diâmetro ativo do transdutor. O comprimento desse campo próximo, em m, é definido como

$$D_c = \frac{d^2 f}{4v}, \quad (9)$$

onde d é o diâmetro do transdutor em metros. Como pode-se observar na Equação 9, quanto maior a frequência, maior o comprimento do campo onde o feixe não irá divergir. Um exemplo pode ser visto na Figura 6.

Figura 6 – Campo onde a largura do feixe será aproximadamente igual a d



Fonte: Adaptado Tole, Ostensen, (2005).

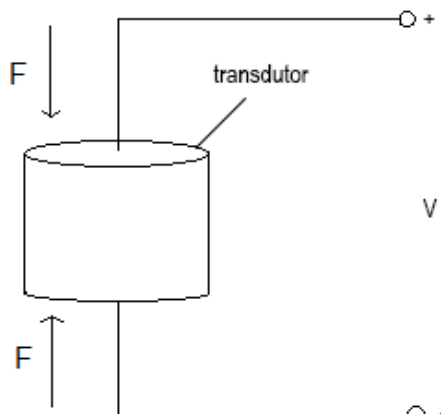
Para distâncias acima de D , o feixe irá divergir, como visto na Figura 6. O ângulo de dispersão θ em $^\circ$ pode ser dado por (CURRY et al., 1990)

$$\theta = \text{sen}^{-1}\left(1,22 \frac{\lambda}{d}\right). \quad (10)$$

2.2 Excitação

O transdutor é composto por tipos específicos de cristais ou cerâmicas que respondem a aplicações de força mecânica de compressão ou tração produzindo um potencial elétrico, como pode ser visto na Figura 7. Este fenômeno é chamado de efeito piezelétrico. Por outro lado, ao se aplicar uma tensão, o cristal responderá se contraindo ou expandindo, dependendo da tensão aplicada, fenômeno chamado de efeito piezelétrico reverso (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2005).

Figura 7 – Efeito piezométrico.



Fonte: Adaptado Balbinot, Brusamarello, (2005).

Portanto, os transdutores ultrassônicos podem ser utilizados tanto como emissores quanto como receptores. Desse modo, é possível utilizar apenas um transdutor para realizar as duas funções. Para medição de distâncias, por exemplo, excita-se o transdutor com uma determinada quantidade de pulsos a serem transmitidos e espera-se um tempo para receber os ecos. Desse modo, a distância pode ser dada por (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2005)

$$d_{\text{calc}} = \frac{vt}{2}, \quad (11)$$

onde v a velocidade do som no meio e t é o tempo de ida e volta do sinal sonoro. Note que, para medição de grandes distâncias, o tempo de espera do eco deverá ser suficientemente grande para garantir o tempo de ida e volta da onda de ultrassom.

2.3 Transformador

Utilizado em diversas aplicações para elevação ou redução do nível de tensão ou corrente, o transformador também pode ser usado para alteração do valor da impedância de um circuito elétrico. Para um transformador ideal, a relação de tensões entre os lados primário e secundário a se dá por (TORO, 1999)

$$a = \frac{N_1}{N_2}, \quad (12)$$

onde N_1 é o número de espiras do lado primário e N_2 é o número de espiras do lado secundário.

De modo semelhante, a impedância indutiva do lado secundário pode ser refletida para o primário, e vice-versa. A reatância refletida do secundário para o primário é dada por (TORO, 1999)

$$x'_2 = a^2 x_2, \quad (13)$$

onde x_2 é a reatância do secundário. De modo semelhante, a resistência de enrolamento do secundário refletida para o primário pode ser expressa como

$$r'_2 = a^2 r_2. \quad (15)$$

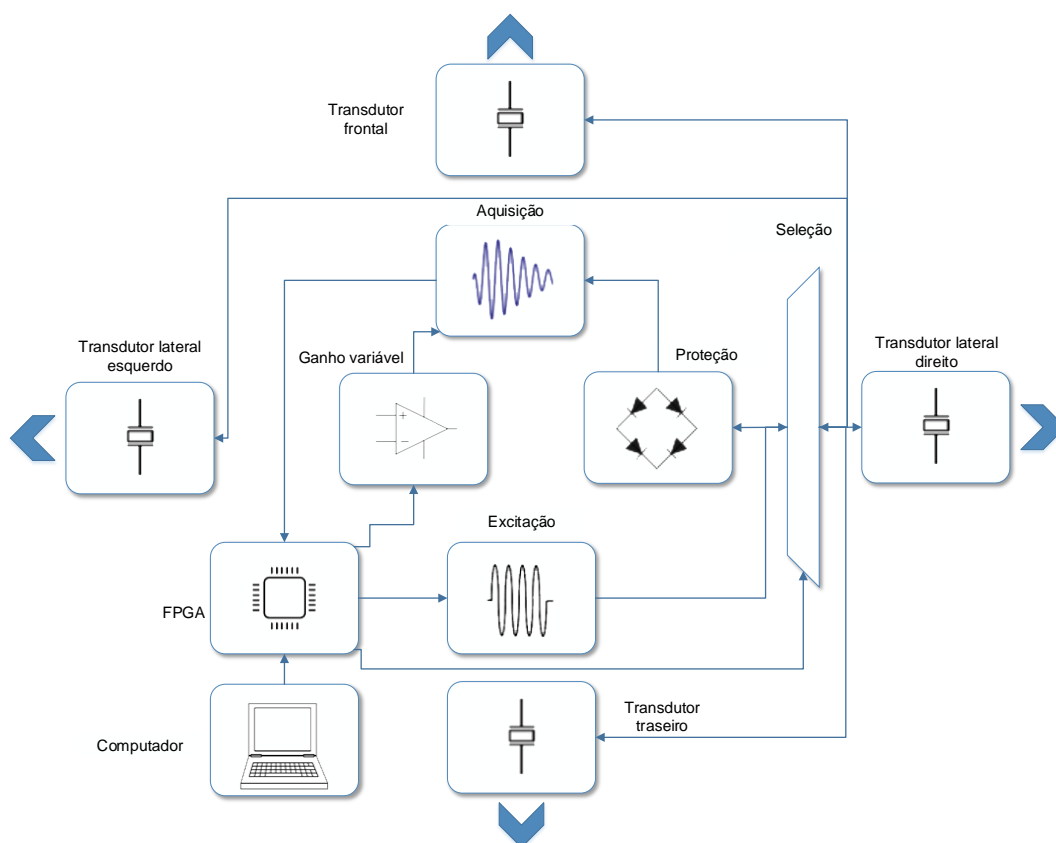
Estas características serão usadas posteriormente para análise do circuito equivalente do transformador, que será usado para acoplamento e elevação dos pulsos de tensão para o transdutor.

3 METODOLOGIA

O sistema de medição de profundidade desenvolvido por Nilton Barbosa (ROSA JÚNIOR, 2017) foi utilizado como base para a elaboração das etapas deste projeto, visto que ambos os sistemas possuem um funcionamento semelhante.

O sistema deste trabalho foi projetado de modo que se possa medir distâncias de até 15 m, sendo capaz de trabalhar com mais de um transdutor, para que futuramente possa ser embarcado no VANT com quatro transdutores. A Figura 8 apresenta uma visão geral do sistema a ser utilizado. Os transdutores serão dispostos na parte externa do VANT, sendo colocados um em cada lado, como mostrado na Figura 9, para ser possível detectar obstáculos em quatro sentidos. O controlador FPGA seleciona um dos transdutores e então gera pulsos na frequência de 40 kHz, que são convertidos em pulsos de alta tensão, pela etapa de Excitação, e enviados para o transdutor selecionado. O circuito de Proteção ajudará a proteger o circuito de Aquisição contra a alta tensão de saída do circuito de Excitação. O transdutor converterá os pulsos em ondas mecânicas de ultrassom que serão emitidas ao meio.

Figura 8 – Visão geral do sistema



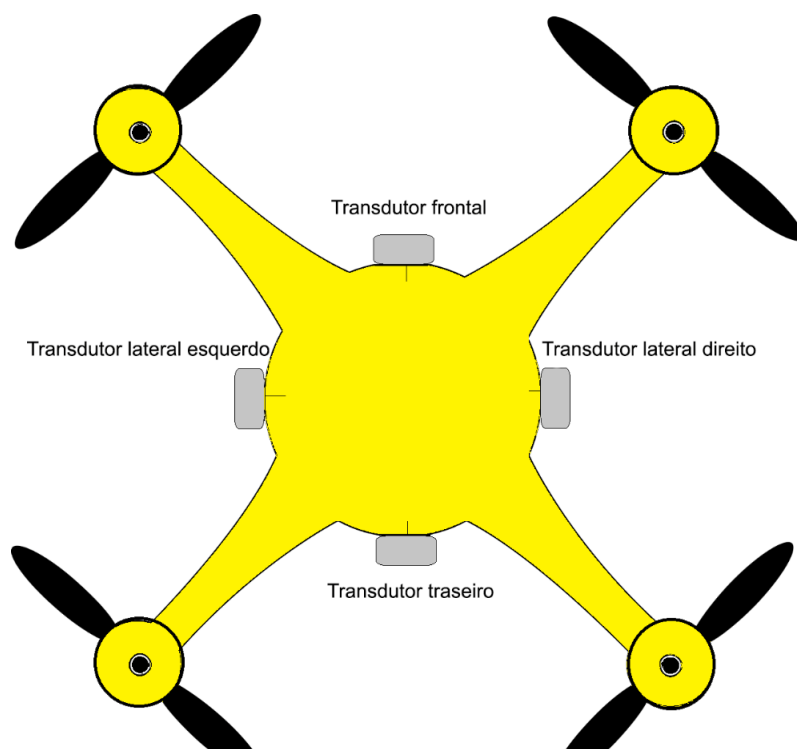
Fonte: Autor, 2019.

Parte da energia dessas ondas, chamadas de ecos, serão refletidas ao encontrarem um obstáculo. Esses ecos serão recebidos pelo mesmo transdutor selecionado que converterá as vibrações em tensão elétrica. A tensão passará pelo circuito de proteção sem ser distorcida e será amplificada e tratada pelo circuito de Aquisição, que detectará a borda do eco. O ganho do circuito amplificador tem seu valor ampliado conforme o tempo passa, ou seja, quanto maior a distância percorrida pela onda de ultrassom, maior o ganho.

O sinal detectado é enviado para a FPGA que calculará a distância através do tempo de traslado da onda ultrassônica, desde a transmissão até a recepção do eco. Conhecendo-se a velocidade do som na água é possível fazer o cálculo da distância. A informação é enviada ao computador que apresenta o resultado em tela.

O sistema será alimentado por uma tensão DC de 11,1 V fornecida pela bateria do VANT. A etapa de Excitação (Figura 8) será alimentada diretamente com esta tensão enquanto que a etapa de Proteção será alimentada por uma fonte simétrica -5 e +5 V, reguladas por um LM7905 e um LM7805, respectivamente. Assim, a referência das etapas de Aquisição, Proteção e Ganho variável será uma referência virtual, de aproximadamente 6 V DC. Para facilitar o controle do sistema e a aquisição de dados, a FPGA será referenciada neste circuito.

Figura 9 – Transdutores dispostos no VANT



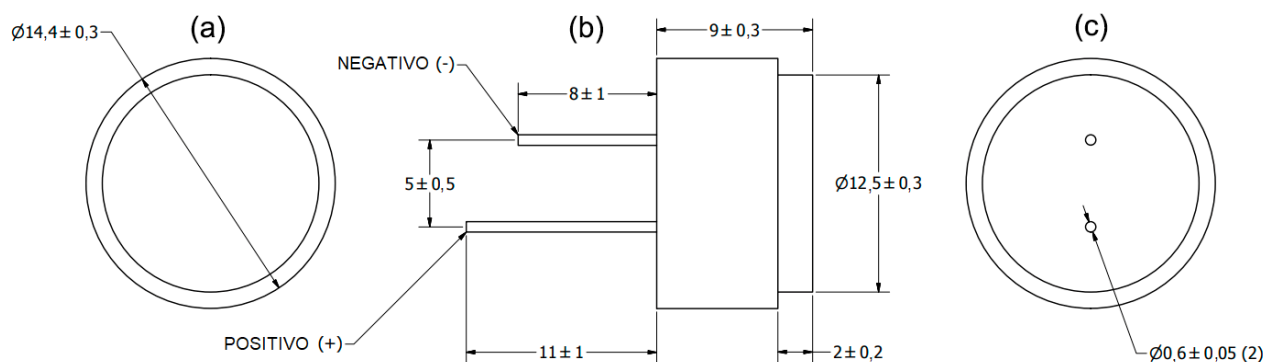
Fonte: Autor, 2019.

3.1 Transdutor

Em diversas aplicações aquáticas, são utilizados transdutores operando na frequência de 200 kHz ou maior, pois os problemas com perdas por atenuação são compensados com melhor resolução, menor susceptibilidade ao ruído, e abertura do feixe. Entretanto, em casos que é necessário trabalhar com distâncias maiores, são utilizados transdutores de frequência mais baixa (GETFEETWET NAVIGATION INC). O coeficiente de atenuação é menor com frequências mais baixas, permitindo que a onda ultrassônica trafegue pela distância esperada e o eco retorne com intensidade significativa para ser tratado pelo circuito de recepção. Como o objetivo deste sistema será embarcar o sistema em um VANT para detecção de obstáculos, será necessário que apenas o primeiro obstáculo seja identificado, para que a embarcação possa evitá-lo. Portanto, os transdutores escolhidos para este trabalho são de 40 kHz.

O transdutor escolhido é construído para ser usado na água, sua capacitância estática é de aproximadamente 1,8 pF, sensibilidade de eco de 200 mV e frequência central podendo variar 700 Hz acima ou abaixo de 40 kHz. As demais características do transdutor escolhido podem ser encontradas em seu *datasheet* (PUI AUDIO TRANSDUCER DATASHEET, 2016). Suas características construtivas são apresentadas na Figura 10 em mm, com desvio mostrado em cada dimensão. Seu peso aproximado é de 4,8 g, o que, por ser leve em relação aos demais componentes do sistema do VANT, trará pouca influência no peso da aeronave, não afetando em muita sua estabilidade durante o trajeto pelo ar até chegar ao local de medição.

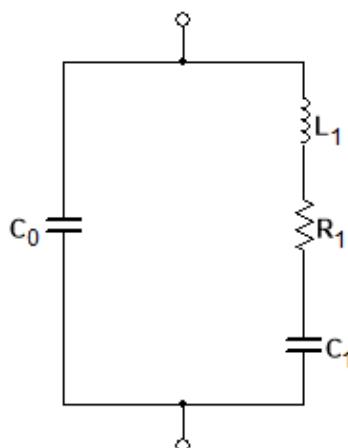
Figura 10 – Características construtivas do transdutor em mm. (a) vista de cima (b) vista lateral (c) vista inferior



Fonte: Adaptado Pui Audio Transducer Datasheet, 2016.

Para projetar o circuito de excitação do transdutor, pode-se utilizar modelos de circuitos equivalentes para representá-lo, como o modelo Butterworth-Van Dyke (QUEIRÓS et al., 2005), apresentado na Figura 11.

Figura 11 – Circuito equivalente modelo Butterworth-Van Dyke

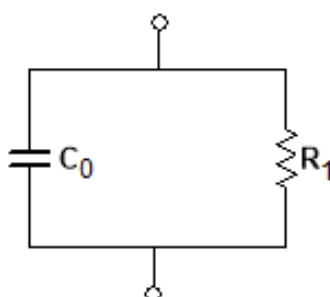


Fonte: Adaptado Queirós (2005).

As propriedades mecânicas como dissipação e massa são representadas por R_1 e L_1 , respectivamente. A capacitância C_1 representa a flexibilidade e C_0 a capacitância estática do transdutor (QUEIRÓS et al., 2005). É importante destacar que as dissipações mecânicas devido a R_1 , são as que efetivamente produzem as ondas mecânicas ultrassônicas.

A frequência de ressonância do transdutor é definida por L_1 e C_1 , ao se aplicar um sinal na frequência de sintonia do transdutor as impedâncias se cancelam, de modo que o modelo possa ser simplificado (SVILAINIS; DUMBRAVA, 2007) para o mostrado na Figura 12.

Figura 12 – Circuito equivalente modelo Butterworth-Van Dyke simplificado



Fonte: Adaptado Svilainis, Dumbrava (2005).

Com este modelo torna-se mais simples a análise para projetar um indutor de compensação que será colocado em paralelo com o circuito. Na frequência de operação de 40 kHz as impedâncias irão se cancelar, proporcionando uma maior transferência de potência para R_1 .

O indutor de compensação, em H, pode ser obtido fazendo

$$L_{comp} = \frac{1}{\omega^2 C_0}, \quad (15)$$

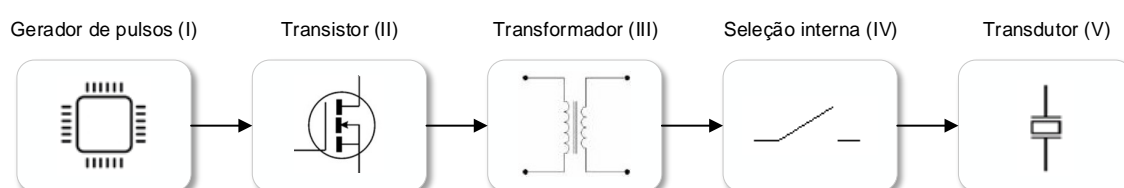
onde ω é a frequência angular de ressonância. Será considerado que a resistência de perdas do indutor seja muito pequena, podendo ser desprezada.

3.2 Excitação

A atenuação do ultrassom na água de lagos e rios é maior do que a atenuação em água pura, devido as diversas impurezas e partículas presentes nestes locais. Essas impurezas irão provocar perdas por atenuação e espalhamento do ultrassom. Por isso, é necessário transmitir a onda com alta intensidade de energia. Adicionalmente, uma maior energia de transmissão irá resultar em uma maior energia do eco recebido, aumentando a relação sinal-ruído do sistema.

A etapa de excitação é representada pelo diagrama de blocos da Figura 13. Os pulsos de baixa tensão gerados pela FPGA (I) acionam um transistor (II) que por sua vez aciona um transformador (III) que irá elevar os pulsos. Por fim, um dos transdutores (V) será selecionado internamente (IV), e os pulsos serão enviados para a direção desejada. As amplitudes dos pulsos serão especificadas nas próximas seções.

Figura 13 – Diagrama de blocos da etapa de excitação



Fonte: Autor, 2019.

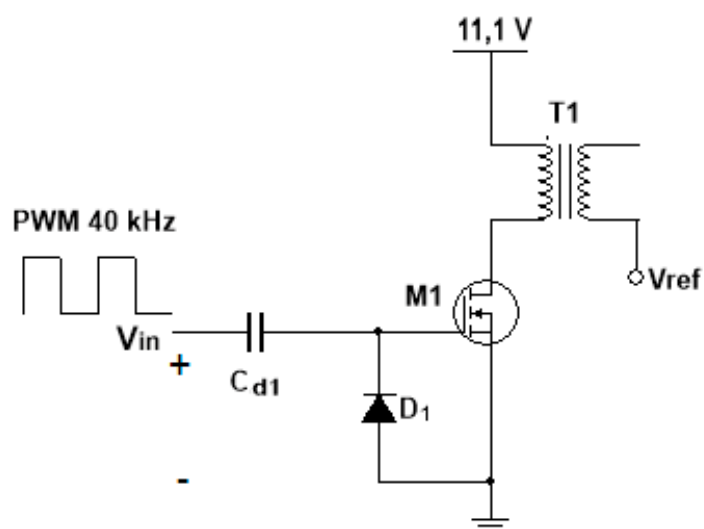
A Figura 14 mostra o circuito proposto para a etapa de excitação, que pode ser dividido em duas partes, sendo a primeira a conversão dos pulsos de baixa tensão em alta tensão e a segunda a seleção dos transdutores, que é feita pela FPGA.

Os pulsos gerados variam de 0 a 3,3 V. Porém, como a referência da placa está no circuito de aquisição, os pulsos vistos pela entrada do MOSFET iriam variar de 6 a 9,3 V, o que manteria o transistor sempre ligado. Assim, é necessário um circuito grampeador (C_{D1} e D_1) para ajustar o nível de tensão de modo que fosse possível controlar o estado da chave.

O transistor, que funcionará no modo corte-saturação, em conjunto com o transformador T1 proporcionará uma alta tensão de excitação para o transdutor. Desse modo, a amplitude dos pulsos no lado de baixa do transformador será aproximadamente V_{CC} , pois a tensão dreno-fonte é pequena nesse modo de operação.

O transformador T1 servirá para elevar a tensão conforme a relação de espiras da equação 12, sendo capaz de trabalhar em alta frequência. Além disso, a indutância servirá para acoplamento do transdutor. Este acoplamento será abordado com mais detalhes nas subseções a seguir.

Figura 14 – Circuito da etapa de excitação



Fonte: Autor, 2019.

3.2.1 Gerador de pulsos

O método utilizado para medição de distância será através da técnica Pulso-Eco, ou seja, será transmitida uma determinada quantidade de ciclos ou pulsos de 40 kHz, e o sistema aguardará o eco. Um exemplo para três pulsos pode ser visto na Figura 15, onde T_{pe} é o período de espera. O período total do sinal pulsado será a soma da largura dos pulsos enviados com o período de espera. Esses três pulsos serão a entrada V_{in} do circuito apresentado na figura 14.

Para gerar os pulsos será utilizada uma placa FPGA da DIGILENT linha Basys 3 com arquitetura Xilinx Artix-7 FPGA (XC7A35T-1CPG236C). O modelo inclui 33280 células lógicas, 1800 kbits de blocos de RAM e clock interno de 450 MHz, 36 portas digitais e 12 portas analógicas, além de possuir uma porta USB que pode ser usada para programação e comunicação UART. Portanto, esta placa satisfaz os requisitos para geração dos pulsos de 40 kHz, além de ser possível ajustar o tempo de espera do eco fazendo uma divisão de frequência do clock interno e enviar os resultados calculados para o computador. A quantidade de portas, elevado clock de operação e flexibilidade para adaptações facilitarão a utilização deste sistema em conjunto com outros, em futuros projetos. Demais informações podem ser encontradas no manual (BASYS 3 FPGA BOARD REFERENCE MANUAL, 2016).

Figura 15 – Pulsos gerados pela FPGA



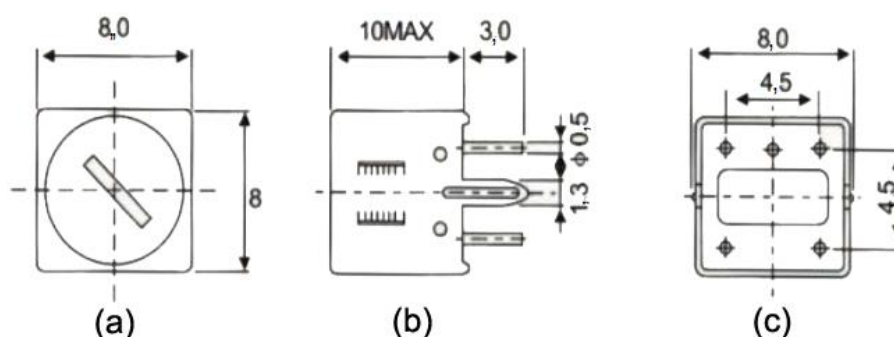
Fonte: Autor, 2019.

3.2.2 Acoplamento

Como visto anteriormente, a indutância de compensação pode ser obtida utilizando a equação 15. Porém, este indutor pode ser substituído por um transformador (SVILAINIS; DUMBRAVA, 2007).

O componente a ser utilizado possui indutância variável de até 20 mH, operando em frequências de até 20 MHz, suas características construtivas podem ser vistas na Figura 16 (CKM79C Datasheet) com dimensões em mm.

Figura 16 – Dimensões CKM79C em mm



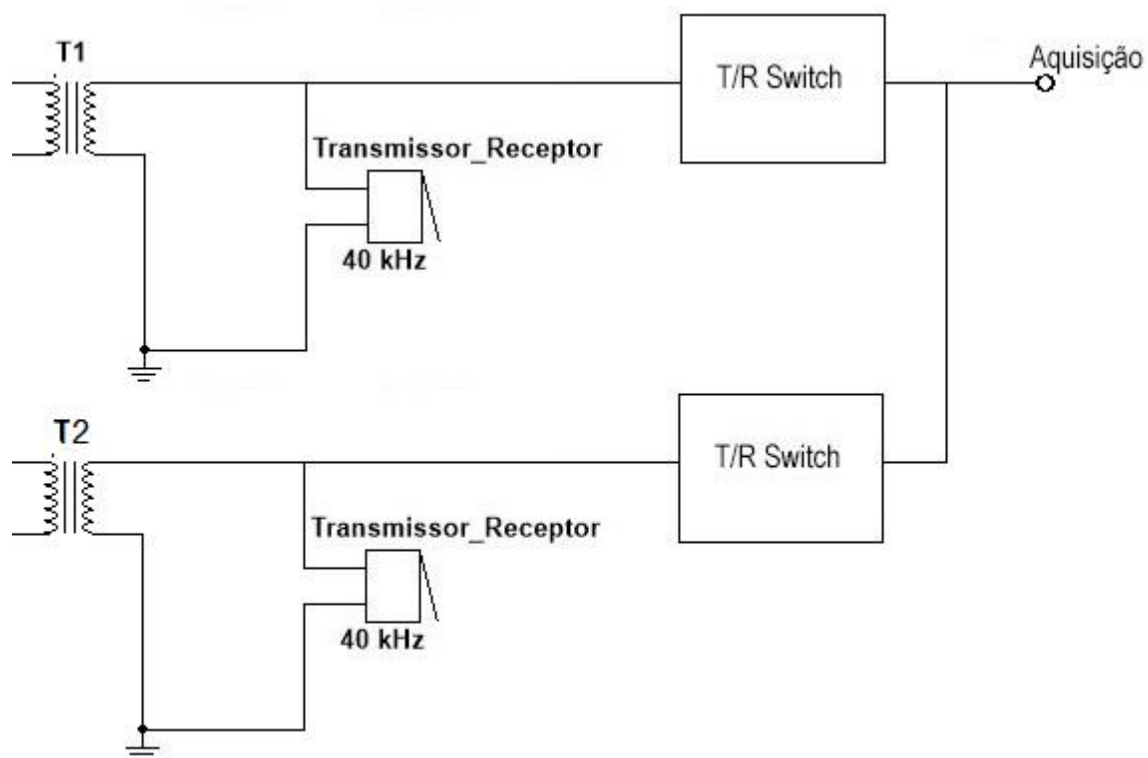
Fonte: CKM79C Datasheet. (a) vista superior (b) vista lateral (c) vista inferior

3.2.3 Seleção dos transdutores

Serão utilizados quatro circuitos, como apresentado na Figura 14, para excitação dos transdutores. A seleção será feita internamente pela FPGA, com quatro saídas de PWM conectadas à entrada de cada um dos circuitos.

Como todos os transdutores serão conectados à entrada da aquisição, ao enviar o sinal pulsado por um dos transdutores, os demais acabariam recebendo os pulsos de alta tensão. Para evitar isso, será utilizado um circuito de proteção em série com cada transdutor, limitando assim a amplitude. Na Figura 17 são apresentados dois circuitos com os transdutores e os circuitos de proteção, que será discutido em detalhes nas próximas subseções.

Figura 17 – Seleção dos transdutores



Fonte: Autor, 2019.

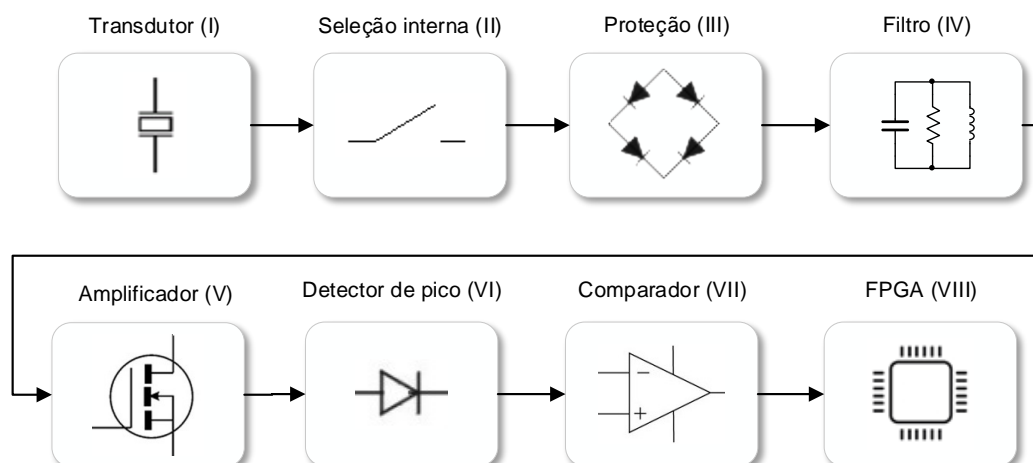
3.3 Aquisição

Esta etapa será responsável pelo tratamento do eco recebido, sendo feito através de ganho variável e tratamento de ruídos. A etapa é representada pelo diagrama de blocos da Figura 18.

O sinal de eco é recebido pelo transdutor (I) que, através do efeito piezelétrico, irá gerar um sinal elétrico na frequência da onda recebida. Este sinal passará pelo circuito de proteção (III) contra alta tensão, devido a saída do circuito de transmissão estar ligada à entrada do circuito de recepção. Após isso o sinal primeiro passará por um estágio de amplificação para então ser tratado por um filtro (IV) do tipo passa-faixa para aumentar a razão sinal-ruído e passará por mais um circuito amplificador (V) com ganho variável.

O detector de pico (VI) selecionará a envoltória do eco recebido e o sinal passará pelo comparador (VII) que indicará para a FPGA (VIII) se houve eco ou não. O limiar de decisão será definido com base na tensão DC após o detector de pico.

Figura 18 – Diagrama de blocos da etapa de aquisição

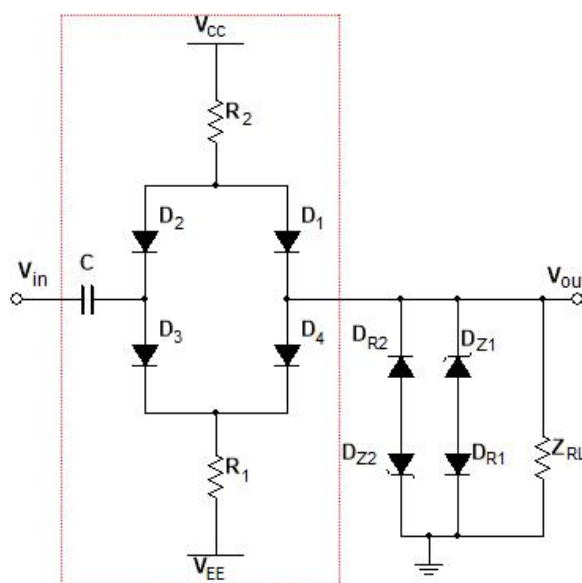


Fonte: Autor, 2019.

3.3.1 Circuito de proteção

É importante utilizar um circuito de acoplamento para proteger o circuito de Aquisição da alta tensão que excita o transdutor. O circuito limitador em ponte, também chamado de *T/R Switch*, é apresentado na Figura 19. Como mencionado anteriormente, será utilizado um circuito de proteção para cada transdutor, esse circuito consistirá apenas nos diodos D_1 a D_4 com os resistores R_1 e R_2 , sendo que os demais ficarão na entrada do circuito de aquisição.

Figura 19 – Circuito de proteção da etapa de excitação



Fonte: Adaptado Medkeff, Parent, 1951.

O circuito em si é composto por quatro diodos, que são polarizados quando a tensão de entrada estiver dentro da faixa determinada pela alimentação simétrica, os resistores R_1 , R_2 e a impedância de entrada Z_{RL} do próximo estágio.

O capacitor C na entrada atuará como um filtro passa altas com frequência de corte em ω_{TR} , logo, será projetado de modo que não afete o sinal de interesse.

$$\omega_{TR} = \frac{1}{C(R_1//R_2)} \quad (16)$$

Para Medkeff, Parent (1951) a tensão de saída, desprezando os efeitos da resistência dos diodos, será limitada em:

$$V_{out} = \begin{cases} \frac{V_{EE}Z_{RL}}{R_1 + Z_{RL}} & \text{se } V_{in} < \frac{V_{EE}Z_{RL}}{R_1 + Z_{RL}} \\ \frac{V_{CC}Z_{RL}}{R_2 + Z_{RL}} & \text{se } V_{in} > \frac{V_{CC}Z_{RL}}{R_2 + Z_{RL}} \\ V_{in} & \text{se } \frac{V_{EE}Z_{RL}}{R_1 + Z_{RL}} < V_{in} < \frac{V_{CC}Z_{RL}}{R_2 + Z_{RL}} \end{cases} \quad (17)$$

Porém, o próximo estágio, que será um amplificador, possui um capacitor de acoplamento que fará com que a impedância Z_{RL} vista pela fonte simétrica DC seja muito alta, de modo que a limitação de tensão fique próxima de V_{EE} e V_{CC} . O mesmo poderá ocorrer para os pulsos transmitidos e o eco, pois o capacitor utilizado será da ordem de μF , fazendo com que a impedância vista pela saída do *T/R Switch* seja alta.

Uma segunda etapa de limitação é realizada por diodos zener, apresentados na Figura 19 como D_{Z1} e D_{Z2} em série com diodos de rápida resposta de chaveamento, D_{R1} e D_{R2} , devido ao tempo de resposta do zener ser lento para a frequência desejada. Tal etapa serve como segurança para que qualquer transiente muito rápido de tensão que ultrapasse o primeiro estágio seja bloqueado por esta segunda etapa.

Assim, as equações que descrevem o comportamento da tensão de saída, em V , do circuito de proteção são definidas como:

$$V_{\text{out}} = \begin{cases} -(V_{\text{DZ2}} + V_{\text{DR2}}) & \text{se } V_{\text{in}} < \frac{V_{\text{EE}} Z_{\text{RL}}}{Z_{\text{RL}} + R_1} \\ (V_{\text{DZ1}} + V_{\text{DR1}}) & \text{se } V_{\text{in}} > \frac{V_{\text{CC}} Z_{\text{RL}}}{Z_{\text{RL}} + R_2} \end{cases} \quad (18)$$

Devido à não linearidade dos componentes presentes, o sinal do eco sofrerá algum tipo de distorção. Por isso, a qualidade do projeto do circuito de proteção é medida pela distorção que ele produz no eco. Segundo CHUNG e CHOI (2001), as perdas devido às não idealidades podem ser estimadas fazendo o cálculo do *Insertion Loss*, ou Perda de Inserção, em dB fazendo

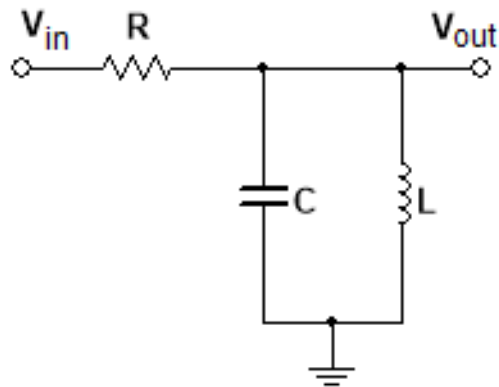
$$I_l = 20 \log \left(\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \right). \quad (19)$$

3.3.2 Filtro

Como a onda ultrassônica retornará ao transdutor com ruídos, será necessário um tratamento por filtragem para aumentar a razão sinal-ruído. Uma forma de realizar esse tratamento é através do projeto de filtros ativos utilizando a topologia Sallen-Key, que emprega um amplificador operacional para prover uma equação de segunda ordem (RAZAVI, 2010).

Outra forma seria a utilização de filtros passivos, que dispensam a utilização de amplificadores e utilizam menos componentes, o que gera um custo menor, além de ocuparem menos espaço. Assim, o filtro a ser utilizado será um passa faixa apresentado na Figura 20. As perdas relacionadas ao indutor dependem da sua qualidade, portanto, será considerado que o indutor possua alta qualidade de modo que sua resistência possa ser desconsiderada.

Figura 20 – Filtro passivo RLC



Fonte: Adaptado Razavi, 2010.

A função de transferência é dada por (RAZAVI, 2010):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{Ls}{LCRs^2 + Ls + R}, \quad (20)$$

com a frequência central definida como

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right], \quad (21)$$

e o fator de qualidade pode ser expresso por:

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (22)$$

Note que, como pode ser visto nas equações 19 e 20, pode-se aumentar o fator de qualidade modificando a resistência sem que a frequência do filtro seja alterada. Porém, esse ajuste é feito de modo que não leve o circuito a instabilidade (RAZAVI, 2010).

3.3.3 Amplificador

A Figura 21 apresenta o circuito amplificador que será utilizado. A topologia emissor comum possui um ganho inversor para pequenos sinais. Considerando que $R_E \gg 1/gm$, a equação do ganho poderá ser simplificada para que seja constante com a tensão de entrada, pois a transcondutância gm não é linear em relação a tensão de entrada a ser amplificada. Assim, o ganho pode ser expresso como (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004):

$$A_v = -\frac{R_C}{R_E}, \quad (23)$$

onde R_C e R_E são as resistências de coletor e emissor, respectivamente. As impedâncias de entrada e saída desta topologia são definidas como:

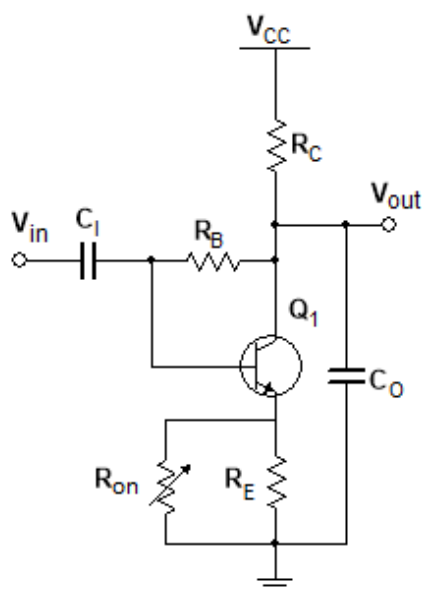
$$Z_i \cong \frac{R_E}{\left[\frac{1}{\beta} + \frac{(R_C // X_{CO} + R_E)}{R_B} \right]}, \quad (24)$$

sendo β o ganho de corrente DC do transistor, e

$$Z_o = R_C \parallel R_B. \quad (25)$$

O capacitor C_i atuará como um filtro passa alta, impedindo que a polarização do transistor seja afetada por outras etapas do circuito, enquanto que o capacitor na saída C_o atuará como um filtro passa baixa, ajudando a aumentar a razão sinal-ruído. R_{on} é a resistência vista pelo dreno do transistor, que irá variar conforme se varia a tensão de porta.

Figura 21 – Circuito amplificador



Fonte: Adaptado Boylestad, Nashelsky, p. 290, 2004.

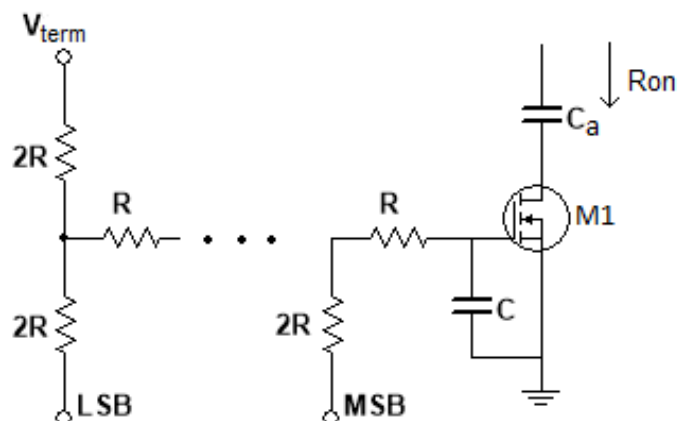
Como visto na subseção 2.1.3, a quantidade de energia da onda ultrassônica cai com a distância percorrida pelo sinal, portanto, é necessário que o ganho do circuito se adapte conforme o tempo de espera do eco.

Para adaptar o ganho, será utilizado um transistor de efeito de campo (MOSFET) que operará na região de Triodo, ou seja, atuará como uma resistência controlada pela diferença de potencial entre porta e fonte (RAZAVI, 2010).

O controle da tensão de porta do MOSFET será feito utilizando uma função rampa gerada pela FPGA. Para isso será criada uma célula de memória RAM de tamanho a ser definido que conterà os valores discretos da função, compondo um período. A frequência desse sinal gerado dependerá do tempo de espera do eco, de modo que a resistência do transistor tenha valor tal que faça aumentar o ganho do amplificador conforme o tempo de espera aumenta.

O circuito a ser utilizado para conversão do sinal digital em analógico será o *Ladder R-2R* (ENGELBERG, 2008). A resolução do circuito melhora conforme se aumenta a quantidade de bits além de sua precisão (R/2R, 2016). O circuito conversor com o transistor pode ser visto na Figura 22.

Figura 22 – Circuito DAC com transistor no modo triodo



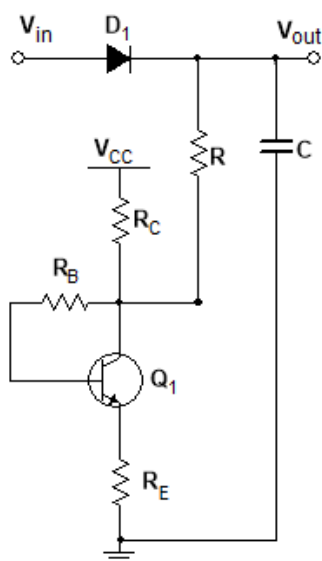
Fonte: Autor, 2019.

3.3.4 Detector de pico

Conforme as Figuras 4 e 5, o eco da onda ultrassônica recebido possui semelhança a uma onda senoidal. As variações de amplitude não são desejáveis, pois mesmo que o comparador analógico conseguisse acompanhar as oscilações, seriam enviados vários sinais para a FPGA indicando que um eco foi recebido, fazendo com que sejam feitos vários cálculos desnecessários.

Portanto, a utilização de um detector de pico (RAZAVI, 2010) para obtenção da borda é necessária. A Figura 23 apresenta o circuito a ser utilizado.

Figura 23 – Detector de pico



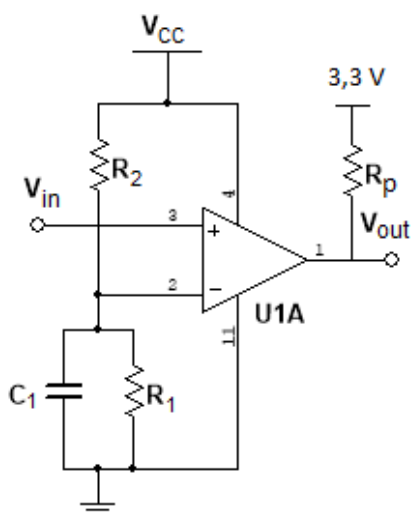
Fonte: Autor, 2019.

A entrada V_{in} do detector é a saída do estágio de amplificação transistorizado. Para evitar que o nível DC presente na entrada mantenha o diodo sempre polarizado, um deslocador de nível feito com um estágio emissor comum foi utilizado (ROSA JÚNIOR, 2017). Dessa forma, a diferença de tensão entre anodo e catodo será aproximadamente zero, sendo diferente apenas quando o sinal desejado (eco) for recebido.

3.3.5 Comparador

O sinal DC na saída do detector de pico será usado para definir o limiar de decisão do comparador. O dispositivo utilizado será um LM 339 TEXAS INSTRUMENTS (2018), por possuir boa sensibilidade na variação da tensão de entrada. O circuito pode ser visto na Figura 24.

Figura 24 – Comparador



Fonte: Autor, 2019.

Como descrito no datasheet, é necessária a utilização de um resistor de *Pull-Up* devido a saída ser coletor aberto, o que permite que o sinal na saída seja definido convenientemente como a própria alimentação da FPGA. Desse modo, as equações que descrevem o comportamento da saída do comparador, em V, são:

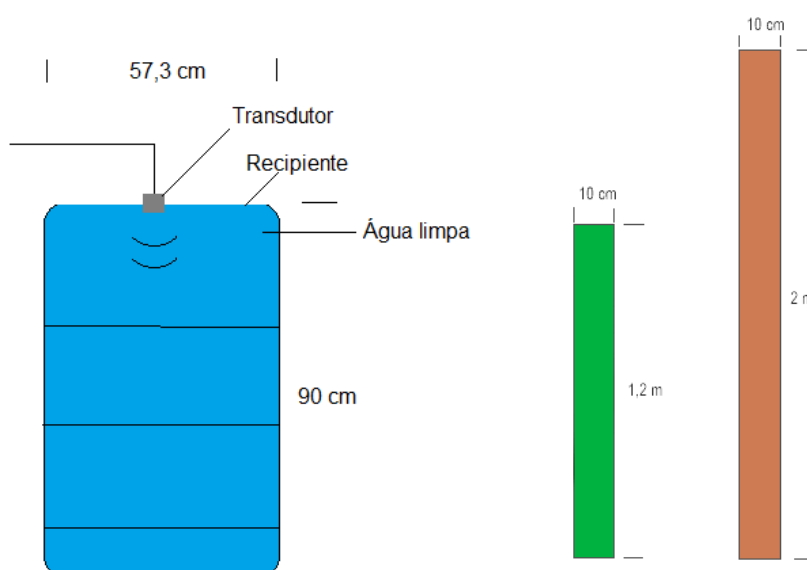
$$V_{out} = \begin{cases} 0 & \text{se } V_{in} < \frac{V_{CC}R_1}{R_1 + R_2} \\ 3,3 & \text{se } V_{in} > \frac{V_{CC}R_1}{R_1 + R_2} \end{cases} \quad (26)$$

Quando houver um eco recebido pelo circuito, a tensão de saída será de 3,3 V, a qual será reconhecida pela FPGA como fim do tempo de translado da onda ultrassônica.

3.4 Testes

Foram realizados testes para verificar o desempenho do sistema e realizar adaptações conforme necessário. Foi utilizado um recipiente cilíndrico de aproximadamente 90 cm de altura com 57,3 cm de diâmetro preenchido com água tratada pela concessionária, e duas tubulações, de 1,2 m e 2 m de altura, como apresentado na Figura 25. Os transdutores são posicionados na superfície e são transmitidos uma quantidade de pulsos para que o eco retorne com energia suficiente para ser detectado. Estes testes servem para verificar se os circuitos estão respondendo conforme esperado. Foi testado primeiramente no recipiente de 1,2 m, com um transdutor, então nas duas tubulações com um transdutor para cada e por fim nas três tubulações.

Figura 25 – Recipientes para testes



Fonte: Autor, 2019.

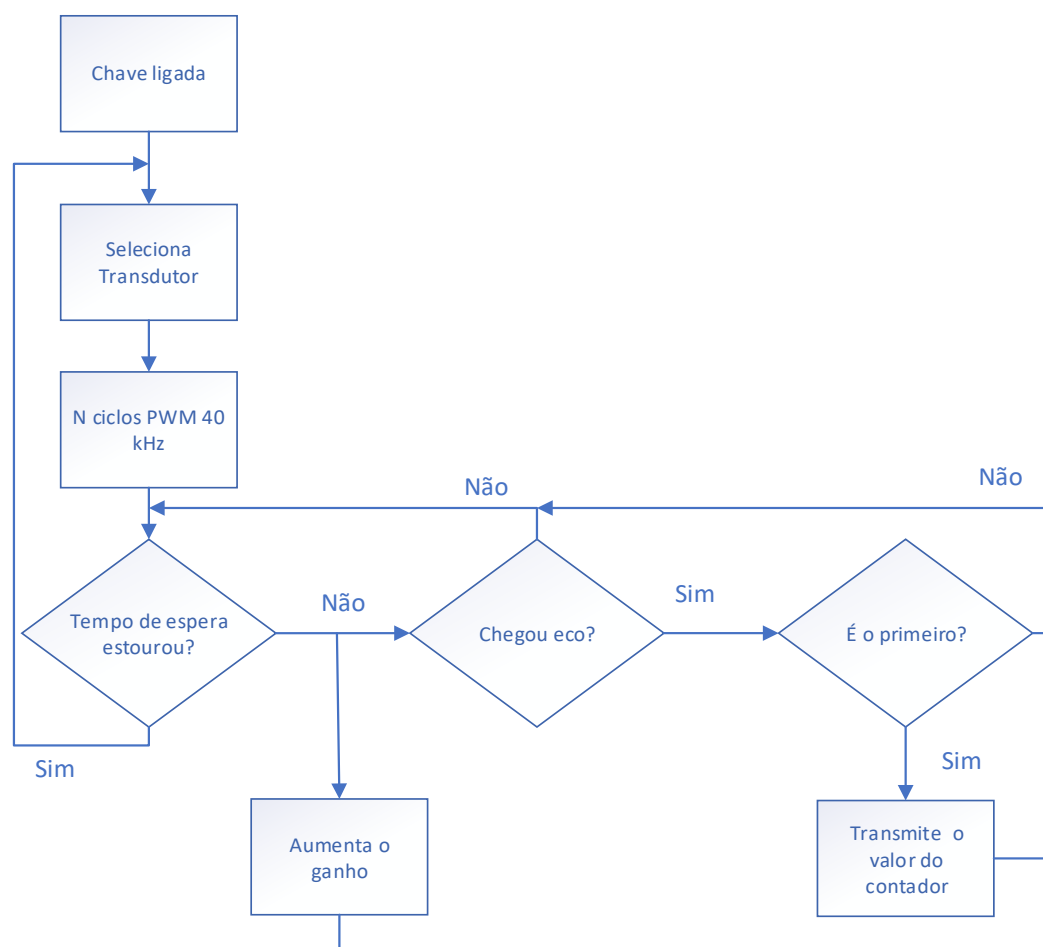
3.5 Controle do sistema

Aqui será apresentado, de forma simples, o controle do sistema feito pela FPGA. A placa procederá como apresentado no diagrama da Figura 26. Após ligar o controle, por uma das chaves da FPGA, será selecionado um dos quatro transdutores e serão enviados N pulsos de 40 kHz.

Após o envio dos pulsos, o sistema ficará em espera por um tempo definido para recebimento do eco. Esse tempo será definido posteriormente, pois terá influência na distância máxima a ser medida. Durante a espera do eco, o ganho irá aumentar de forma independente, sendo sincronizado com o tempo de espera.

Uma *flag* será utilizada para verificar se o eco recebido é o primeiro ou não. Assim, logo após o recebimento do primeiro eco, a *flag* será definida como nível alto para impedir que demais informações recebidas sejam lidas e transmitidas novamente ao computador como informação.

Figura 26 – Diagrama de blocos do código



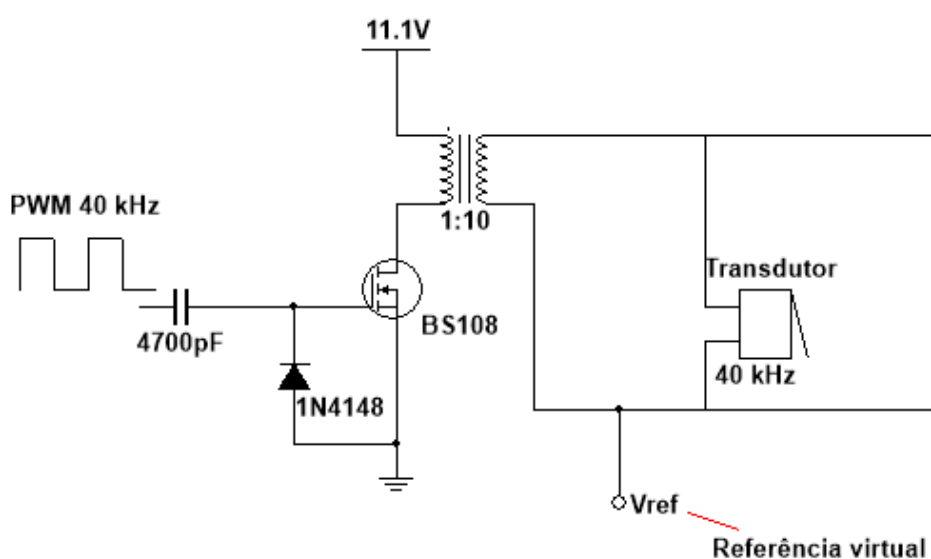
4 RESULTADOS

Nesta seção serão apresentados os resultados dos testes feitos com os circuitos em laboratório dos seguintes parâmetros: ganho de tensão, resposta do filtro e a distância obtida com as medições. Os circuitos foram testados separadamente utilizando um gerador de função modelo 33220A da *Agilent* e um osciloscópio DSO-X 2024A da *Keysight* com largura de banda de 200 MHz, e os dados foram salvos em um *pen drive* para serem analisados utilizando o MATLAB. Note que, devido ao modo de salvamento realizado pelo osciloscópio, será indicado o tempo correspondente a cada divisão nos gráficos apresentados. No apêndice A é apresentado o circuito de aquisição completo.

4.1 Análise da etapa de excitação

A Figura 27 apresenta o circuito de excitação como montado, com identificação das tensões e componentes utilizados. Como dito anteriormente na subseção 3.2.3, foi feito um circuito de excitação para cada transdutor, todos montados com os mesmos modelos de componentes.

Figura 27 – Circuito de excitação como montado



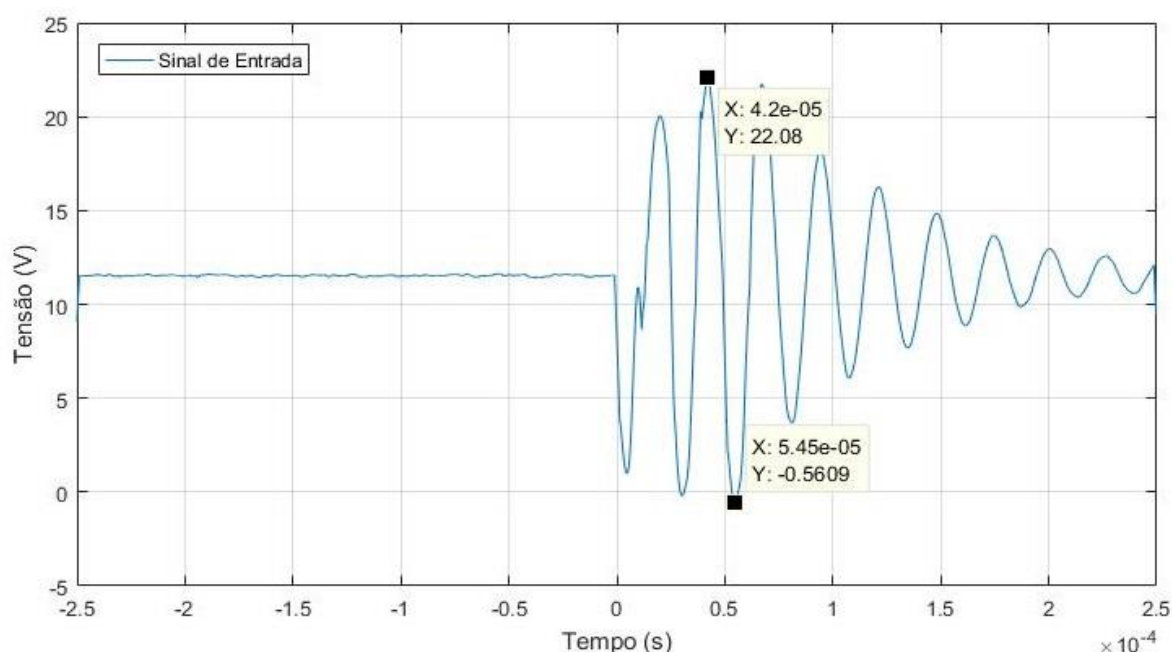
Fonte: Autor, 2019.

Segundo o *datasheet* do transdutor (PUI AUDIO TRANSDUCER DATASHEET, 2016), a capacitância é de aproximadamente 1800 pF com uma variação de $\pm 15\%$. Utilizando a equação 15, o valor da indutância de compensação calculado é de 8,79 mH. A indutância do transformador pode variar de 1 mH a 20 mH, segundo o *datasheet* (CKM79C Datasheet). O valor medido da capacitância do transdutor foi de 1921 pF e o ajuste da indutância foi feito manualmente observando a amplitude da onda da saída do circuito no osciloscópio, tendo valor ajustado de 8,841 mH. A capacitância do transdutor e a indutância do transformador foram medidos utilizando a ponte RLC modelo Agilent U1731A.

Segundo o *datasheet* do diodo VISHAY (1N4148, 2017), a queda de tensão com o diodo ligado é aproximadamente 0,8 V, o que faz com que a tensão na entrada do MOSFET seja de aproximadamente 2,5 V, já que o nível alto na saída da FPGA é de 3,3 V, permitindo o controle da chave pois a tensão porta-fonte (V_{GS}) é maior que a tensão de *threshold*, ou V_T , segundo o *datasheet* do BS 108 ON SEMICONDUCTOR (2011).

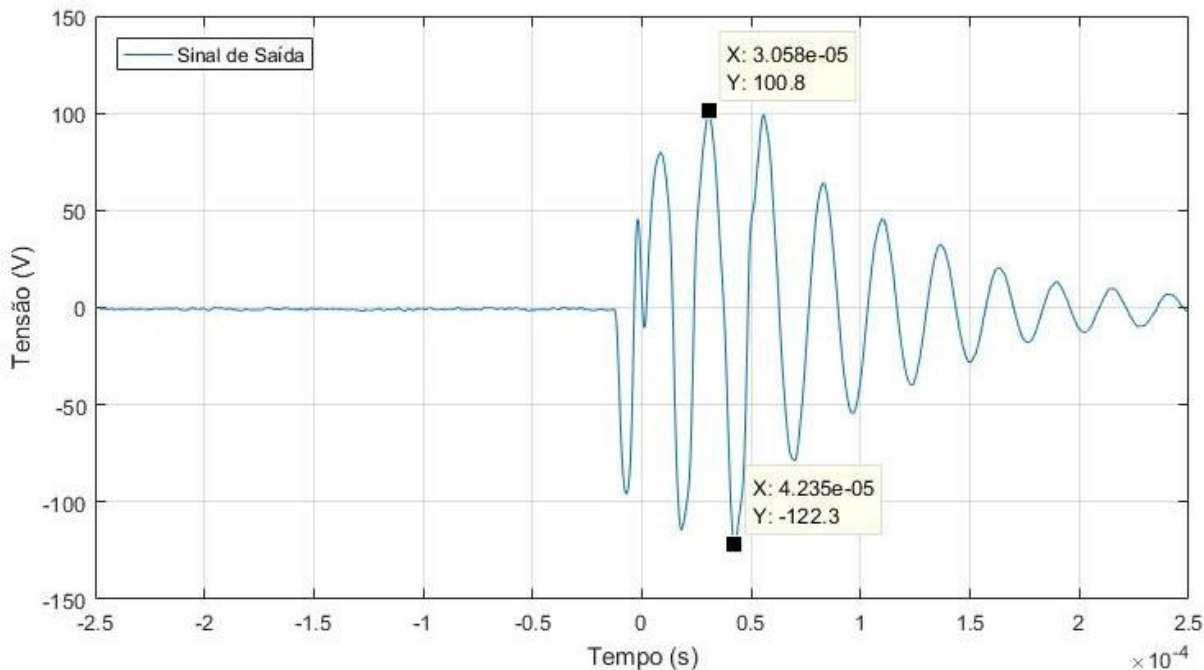
Para verificar o desempenho do transdutor em conjunto com o transformador, foram gerados 3 pulsos de 40 kHz e mediu-se a tensão no lado de baixa do transformador, e no lado de alta (secundário de T1). Os formatos das ondas medidas podem ser vistos nas Figuras 28 e 29.

Figura 28 – Tensão lado de baixa do transformador



Fonte: Autor, 2019.

Figura 29 – Saída no lado de alta tensão do transformador



Fonte: Autor, 2019.

Como pode-se observar na Figura 28, no lado de baixa, a tensão entre dreno e fonte é de aproximadamente $23 V_{pp}$ no MOSFET. Estes picos são menores que a tensão máxima suportada (200 V), não degradando a vida útil do componente. No lado de alta tensão, a saída apresentou valor de aproximadamente $230 V_{pp}$, o que corresponde a uma relação de espiras de $a = 10$, segundo a equação 12.

4.2 Análise da etapa de aquisição

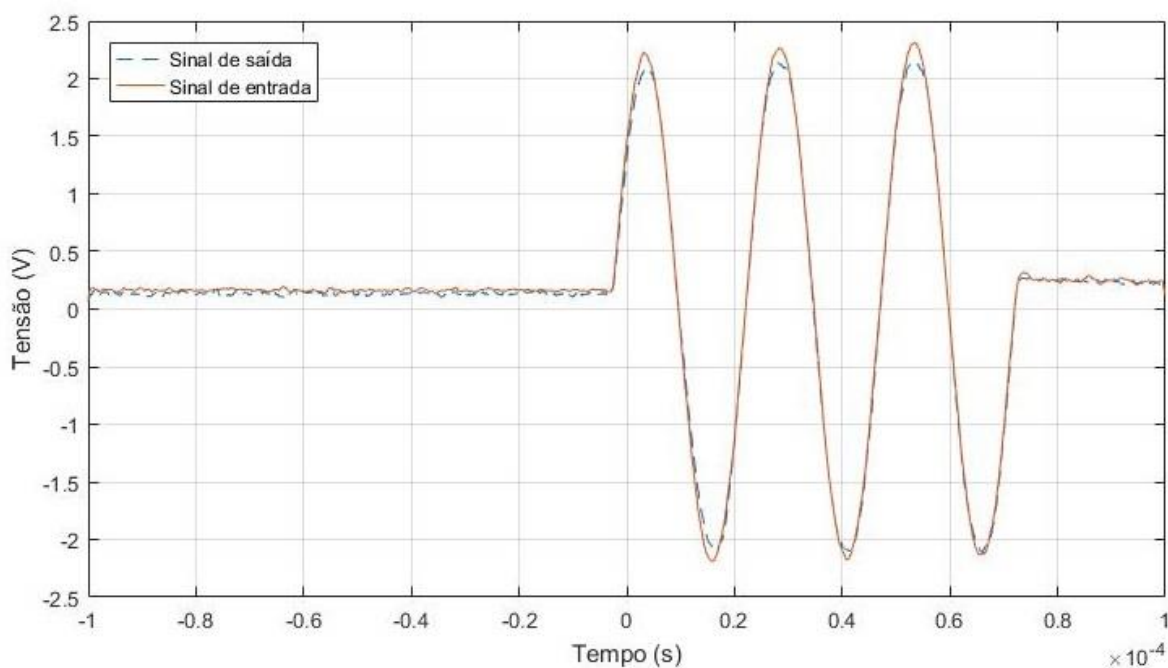
A análise do circuito de aquisição será feita em etapas. Os estágios a serem analisados serão: circuito de proteção, amplificador, filtro RLC, detector de pico e comparador.

4.2.1 Circuito de proteção

O *T/R Switch* apresentado na Figura 19 foi montado fazendo $R_1 = R_2 = 47 \text{ k}\Omega$, D_1 a D_4 sendo diodos UF 4004 VISHAY (2018), D_{Z1} e D_{Z2} sendo diodos M.C.C. (2006), D_{R1} e D_{R2} diodos VISHAY (2017) e $C = 4700 \text{ pF}$.

Os testes foram realizados com dois diferentes níveis de tensão, sendo o primeiro com uma onda senoidal de 40 kHz com amplitude menor que $3,8 V_p$, que é a tensão de regulação do diodo zener (D_{Z1} e D_{Z2} da Figura 19) somada com a tensão $V_{d_{ON}}$ do BAT46 (D_{R1} e D_{R2} da Figura 19). A saída do *T/R Switch* estava em aberto durante a medição. A Figura 30 apresenta as formas de onda, com a entrada em laranja e a saída em azul.

Figura 30 – Resposta do *T/R Switch* para uma tensão menor que $3,8 V_p$

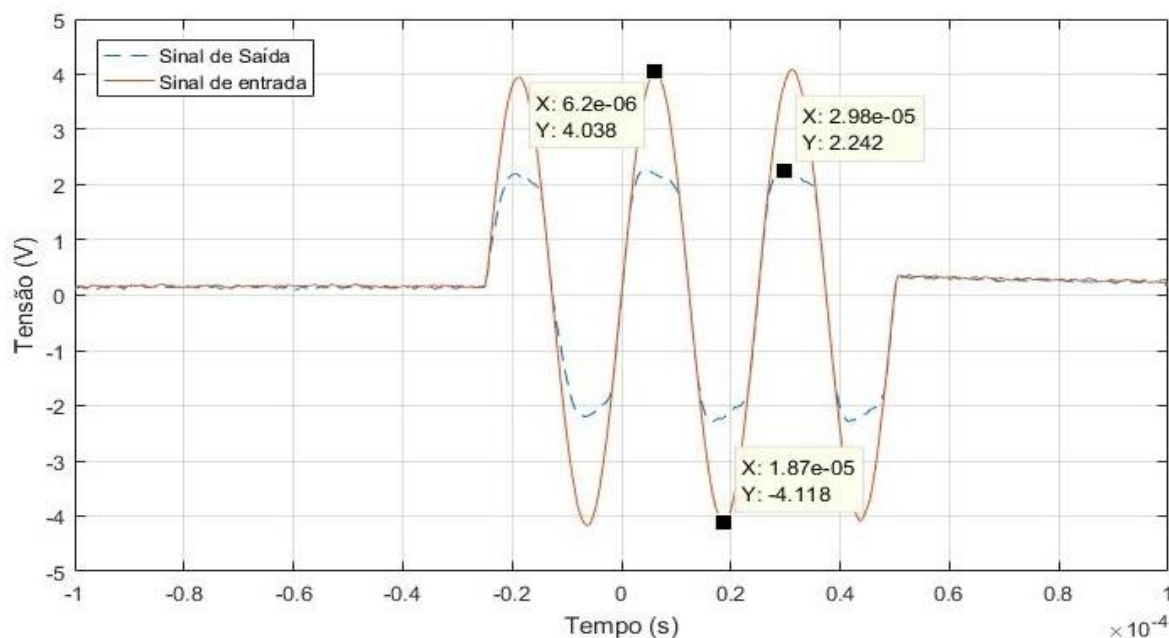


Fonte: Autor, 2019.

Pode-se observar que a diferença de tensão é pequena, com a entrada sendo $2,25 V_p$ a saída foi de $2,2 V_p$. Com isso, calculando o *Insertion Loss* utilizando a equação 19 obtém-se $-0,195 \text{ dB}$, que é menor que o valor de $-0,9 \text{ dB}$ apresentado no *datasheet* do *T/R Switch* comercial da TEXAS INSTRUMENTS (2010), usado como referência.

O outro teste foi feito com uma amplitude de $4 V_p$ para verificar a limitação dos diodos zeners. O resultado é apresentado na Figura 31.

Figura 31 – Resposta do T/R Switch para uma tensão de $4 V_p$



Fonte: Autor, 2019.

A tensão ficou limitada em aproximadamente $2,2 V_p$, que é uma tensão menor que a tensão dos diodos, devido à corrente do zener ser menor que a necessária para que a tensão estabilize em 3,3 V. Durante o funcionamento com os pulsos de alta tensão gerados pela excitação, a limitação foi de aproximadamente 3,3 V, realizando assim a proteção do restante do circuito.

4.2.2 Circuito amplificador

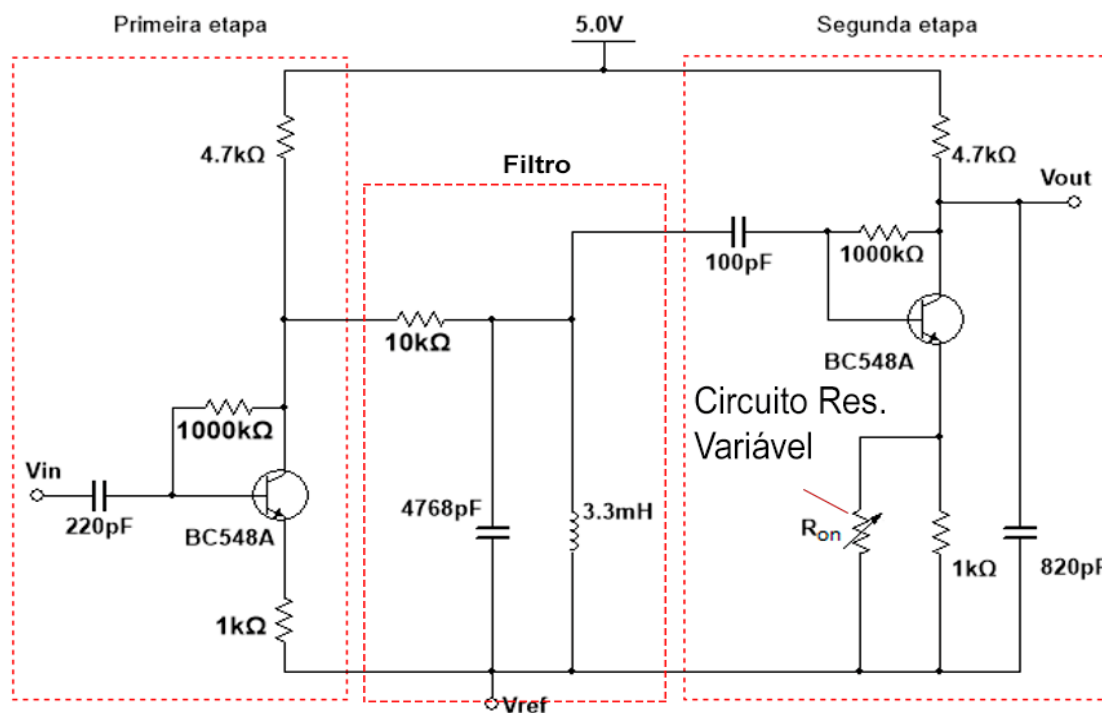
A amplificação do sinal foi feita em duas etapas, como apresentado na Figura 32 com os circuitos em destaque e o filtro passa-faixa entre eles. A primeira etapa de amplificação ocorre logo após o transdutor, com ganho fixo, para elevar a amplitude do eco recebido antes de passar pelo filtro, e outra logo após, com um amplificador de ganho variável.

O circuito da Figura 21 foi montado com um transistor TBJ BC 548 FAIRCHILD (2002), para o primeiro estágio de amplificação os valores dos

componentes são $C_1 = 100 \text{ pF}$, $C_o = 820 \text{ pF}$, $R_C = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_B = 1000 \text{ k}\Omega$. Esses valores foram usados para ambos os estágios.

Os valores calculados referentes ao circuito são apresentados na Tabela 3.

Figura 32 – Etapas de amplificação



Fonte: Autor, 2019.

Tabela 3 – Características do circuito amplificador

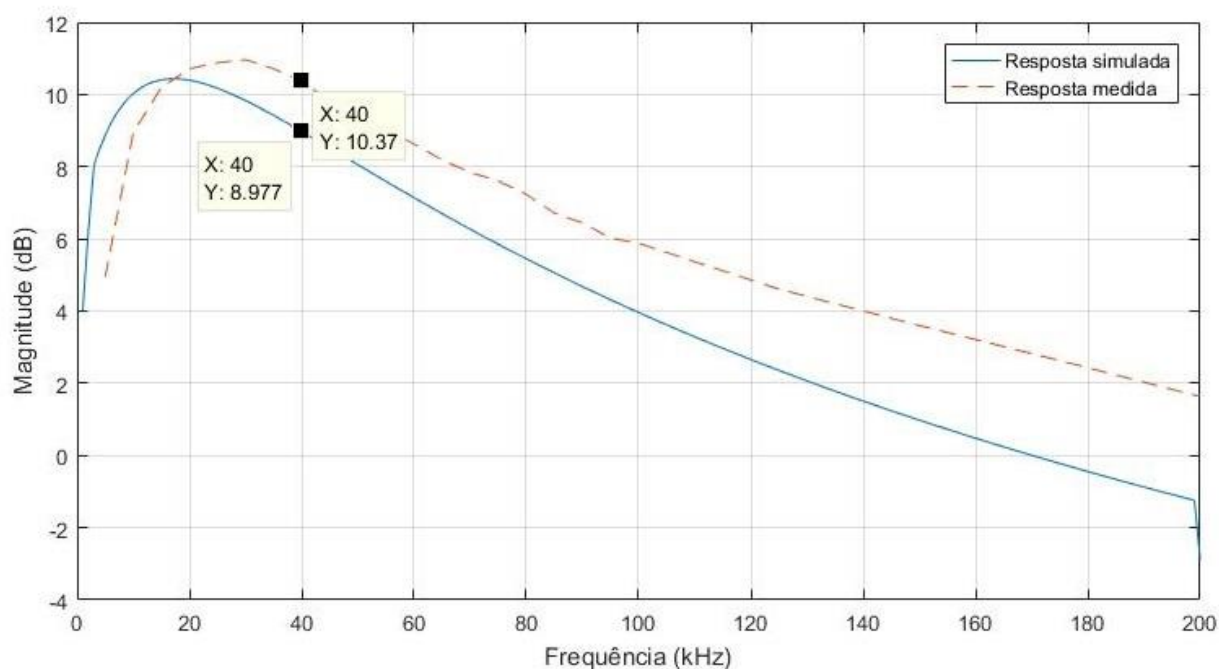
Z_i	93,45 k Ω
Z_o	4,7 k Ω
A_v	-4,7
β (hfe)	200
f_i	17,03 kHz
f_o	41,296 kHz

Fonte: Autor, 2019.

A banda de operação foi obtida de duas formas: com a resistência variável R_{ON} infinita, ou seja, com o MOSFET desligado; e depois com R_{ON} muito baixo, proporcionando ganho máximo no amplificador. Foi aplicado um sinal senoidal de 150 mV_p na entrada do amplificador e a frequência variada de 5 em 5 kHz. Os valores de pico obtidos na saída foram divididos pela amplitude do sinal na entrada. Fazendo o logaritmo desses valores e então multiplicando por 20 obteve-se o ganho em dB.

O resultado para $R_{ON} = \infty$ pode ser visto na Figura 33.

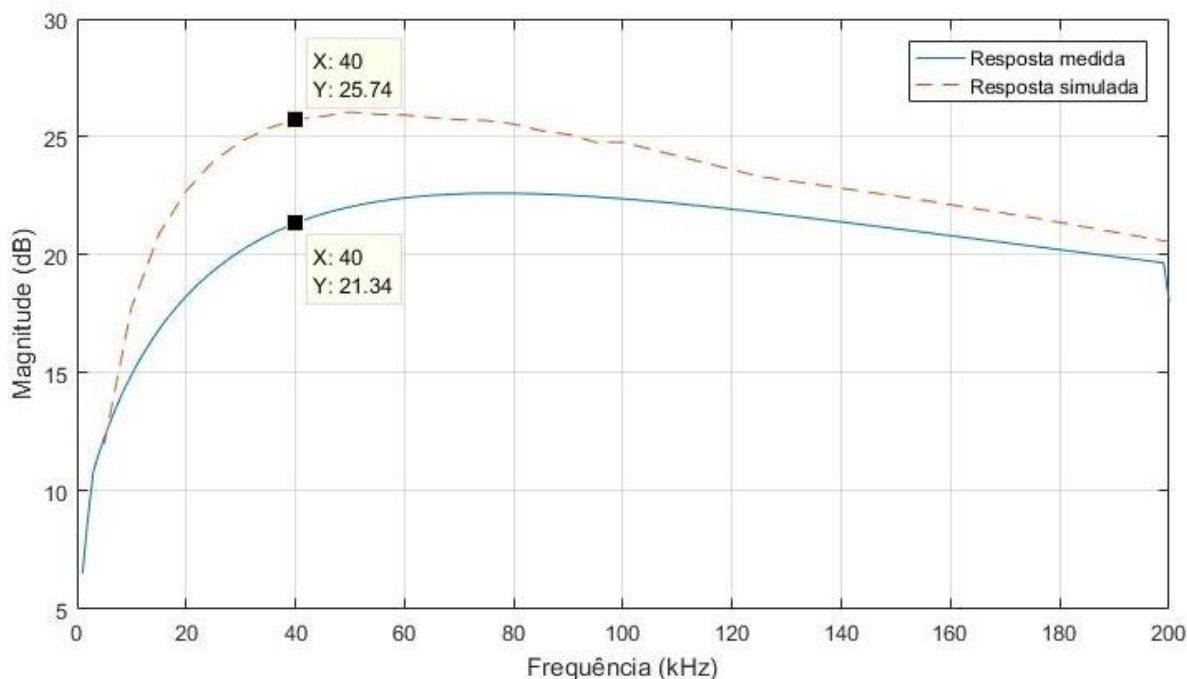
Figura 33 – Resposta em frequência do amplificador para $R_{on} = \infty$.



Fonte: Autor, 2019.

O circuito apresentou um comportamento próximo do esperado, com ganho inicial baixo, tendo valor máximo em frequência próxima aos 40 kHz. A Figura 34 mostra o resultado obtido e simulado para $R_{ON} = 0$.

Figura 34 – Resposta em frequência do amplificador para $R_{on} = 0$.



Fonte: Autor, 2019.

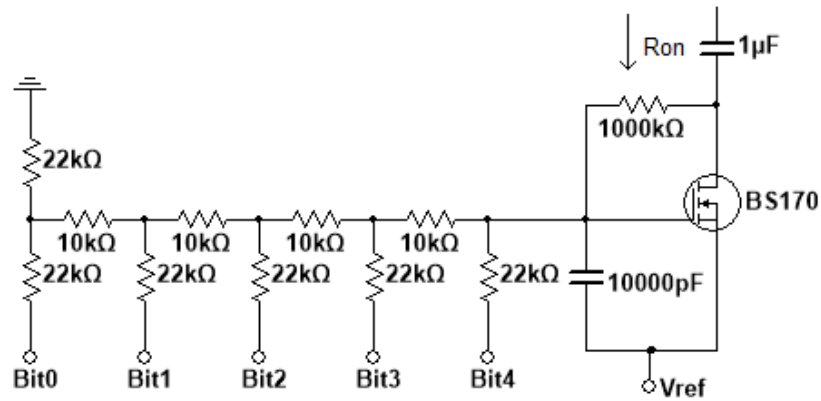
Como pode-se observar, houve um pequeno deslocamento do ganho máximo do amplificador em relação à frequência, indo de 40 kHz para aproximadamente 50 kHz. Porém, pode-se ver que não houve perda significativa de ganho na frequência desejada.

Logo, com o uso do MOSFET, foi possível variar o ganho de 11 dB à aproximadamente 26 dB no segundo estágio de amplificação. Como o primeiro estágio de amplificação foi montado de modo a proporcionar um ganho fixo de mesma magnitude do ganho mínimo fornecido pelo segundo estágio, o ganho total é obtido somando o ganho de 11 dB fornecido pelo primeiro estágio com os 26 dB fornecidos pelo segundo estágio, totalizando 37 dB.

Para variar a resistência do circuito da Figura 33, utilizou-se o circuito da Figura 35 para implementar o R_{on} variável com M1 operando na região linear ou tríodo forte. O circuito da Figura 35 tem como entrada uma função rampa digital gerada pela FPGA, a qual possui seus valores gravados em uma memória RAM de 5 bits, ou seja, 32 endereços. Para evitar que o valor da resistência se altere subitamente quando o valor da tensão for de 3,3 a 0,8 V, foi utilizado um capacitor de alto valor (de 10000 pF) conectado na porta dos FET. Foi utilizado o BS 170 ON SEMICONDUCTOR (2011) para M1, o circuito DAC *Ladder R-2R* foi montado com resistores de 10k Ω e 22k Ω .

A Figura 35 apresenta o circuito como montado e a Figura 36 mostra o formato da onda na saída do circuito DAC.

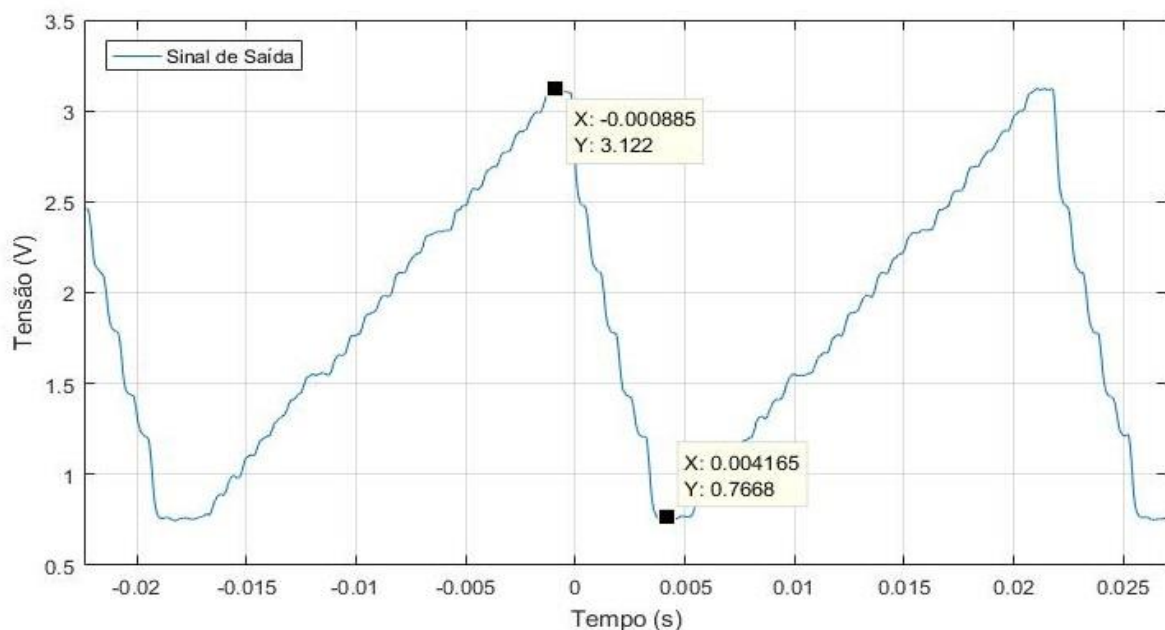
Figura 35 – Circuito DAC como montado



Fonte: Autor, 2019.

A tensão de *threshold* V_T do BS 170 mínima é de 0,8 V, segundo o *datasheet*. Portanto, o valor mínimo da curva foi definido como esse valor. Assim, o transistor entrará em modo de trípodo assim que a tensão de porta ultrapassar a tensão V_T .

Figura 36 – Saída do DAC (entrada Vgs do MOSFET)



Fonte: Autor, 2019.

O período da rampa foi definido como 22 ms para variação da resistência, o que equivale a uma distância máxima medida de 15,9412 metros, considerando a velocidade de 1449,2 m/s. Porém, como pode-se observar na imagem, o tempo efetivo de aumento de ganho é de aproximadamente 20 ms, o que corresponde a uma distância de 14,5 metros, valor próximo do esperado para o projeto.

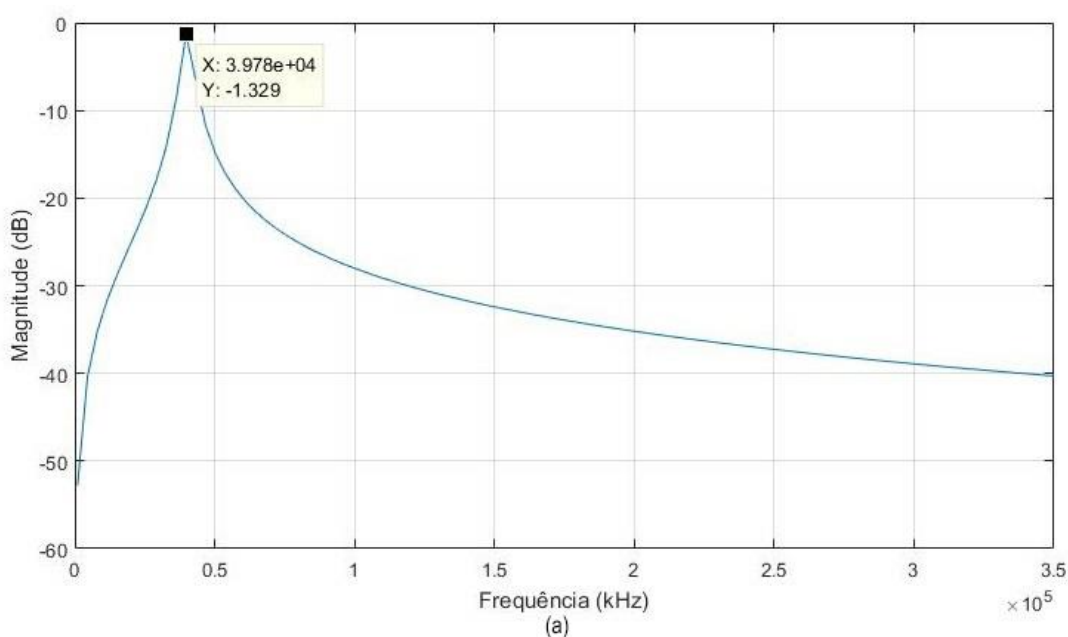
4.2.3 Filtro RLC

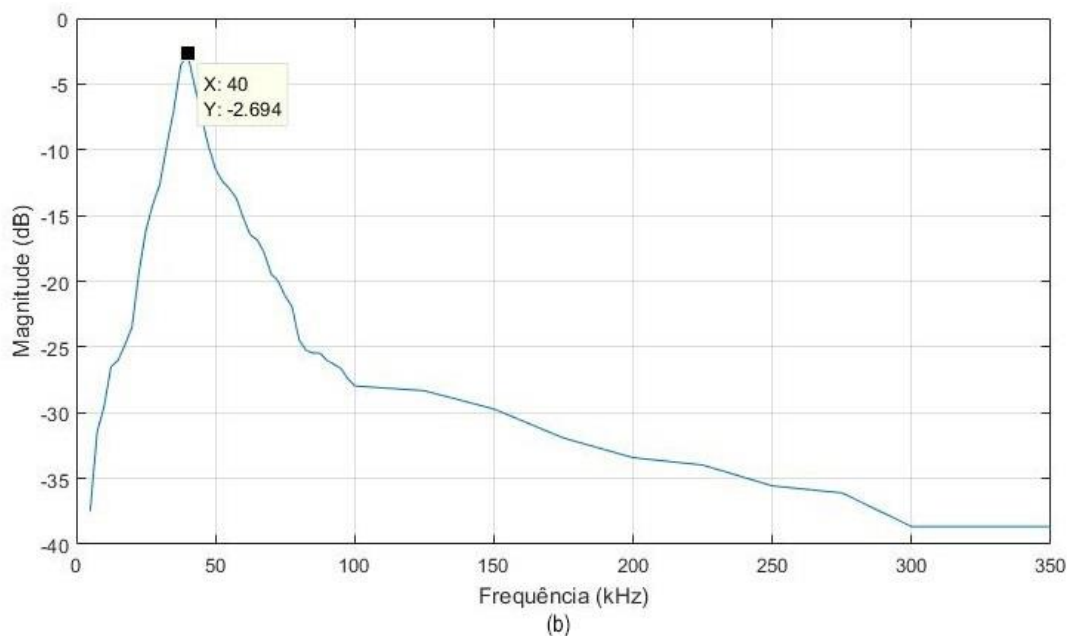
O filtro foi projetado de modo que sua frequência central descrita pela equação 21 seja aproximadamente 40 kHz. Para isso, os valores do capacitor e indutor foram definidos como 4768 pF e 3,3 mH, respectivamente.

A definição do resistor tem influência no fator de qualidade do filtro, segundo a equação 22. O valor foi definido como 10 k Ω , proporcionando um fator de qualidade aproximado de 12,2, o que fornece uma largura de banda de 3 dB de aproximadamente 3,33 kHz.

A Figura 37 apresenta a resposta em frequência do filtro simulada e medida, que foi feita aplicando um sinal de 3 V_p na entrada e variando-se a frequência de 0 a 350 kHz, de 3 em 3 kHz.

Figura 37 – Resposta em frequência do filtro simulada e medida. (a) simulado (b) medido.





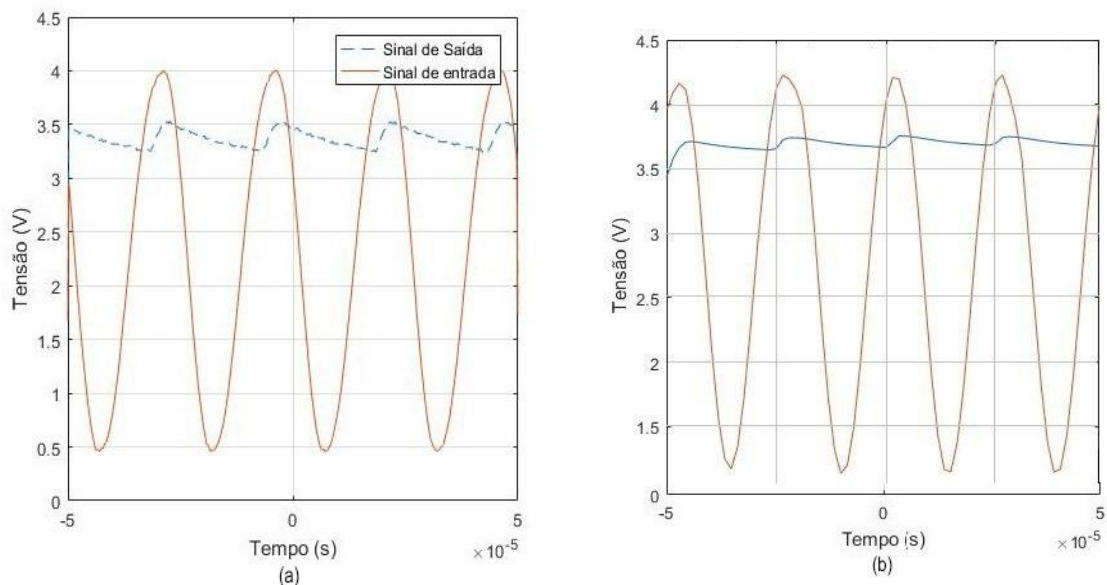
Fonte: Autor, 2019.

Como pode-se observar, devido as tolerâncias dos componentes, além da escolha do fator de qualidade fizeram com que houvesse uma pequena atenuação do sinal de aproximadamente 2,7 dB na frequência central. Contudo, essa perda é compensada pelo circuito amplificador. Portanto, o filtro apresentou um desempenho dentro do esperado, rejeitando ruídos de outras frequências.

4.2.4 Detector de pico

O circuito foi montado conforme apresentado na Figura 23, com os valores dos resistores do estágio emissor comum, que opera como deslocador de nível, sendo os mesmos do amplificador. O resistor R na saída (Figura 23) foi definido como 680 k Ω e o capacitor C com valor de 390 pF. O circuito foi testado separadamente, ou seja, foi injetado um sinal senoidal na entrada de 40 kHz e a saída medida em aberto. A entrada e saída do detector para sinal contínuo são apresentadas na Figura 38, em cores laranja e azul, respectivamente. Cada divisão corresponde a 25 μ s.

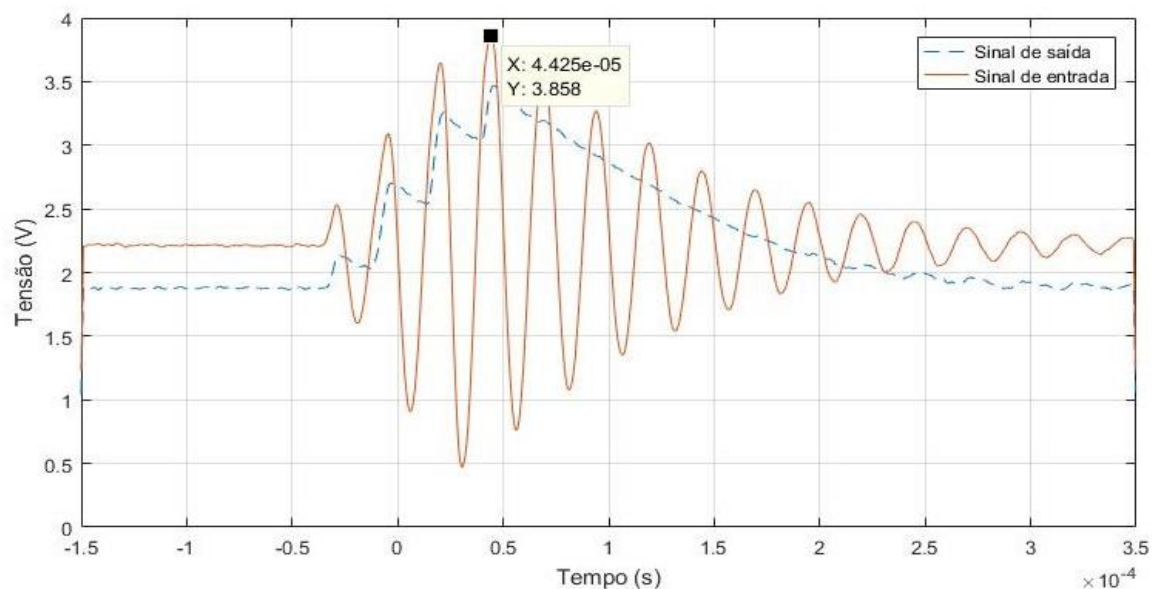
Figura 38 – Sinais de entrada e saída do detector de pico com sinal contínuo. (a) medido (b) simulado



Fonte: Autor, 2019.

Com a tensão de *ripple* de aproximadamente 0,425 V, sendo maior do que o simulado de 0,141 V. Nesse caso, essa diferença não deve ser vista como problema, pois é desejado detectar apenas borda para que o comparador reconheça o sinal, não é necessário que a descarga seja lenta. Isso fica mais claro no caso pulsado da Figura 39, com entrada em laranja e saída em azul.

Figura 39 – Sinais medidos na entrada e na saída do detector de pico com sinal pulsado na entrada



Fonte: Autor, 2019.

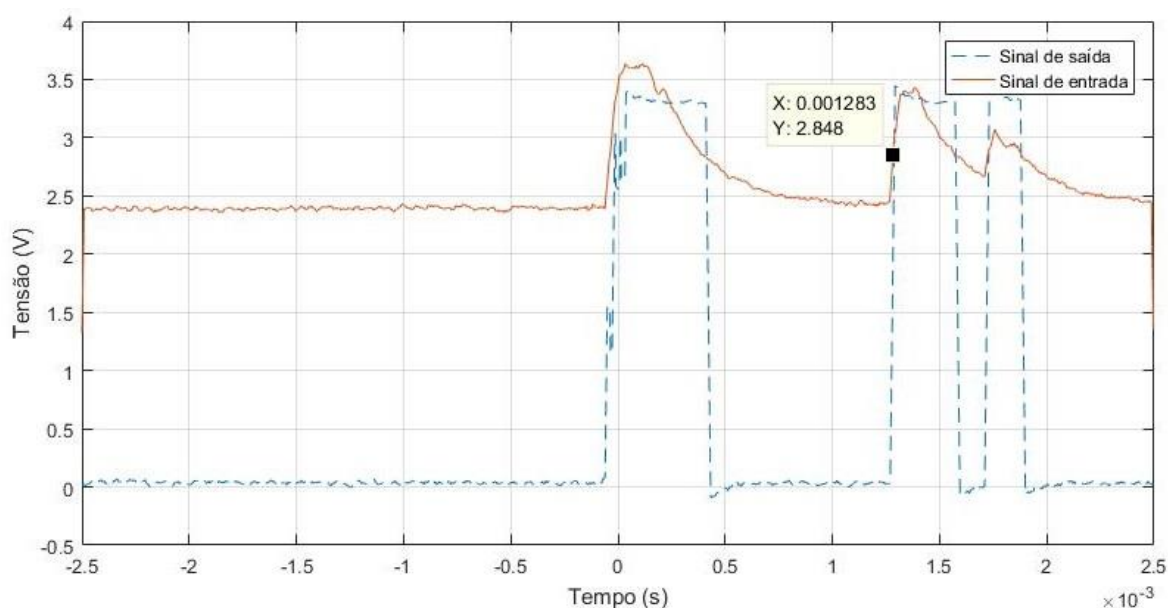
Como pode-se observar, o formato da onda na saída acompanha o sinal de entrada. Desse modo, caso algum eco seja recebido logo após o envio dos pulsos, será possível observar os dois separadamente na saída do detector e também do comparador.

4.2.5 Comparador

O limiar de decisão do circuito apresentado na Figura 24 foi definido com base na tensão DC do deslocador de nível do detector de pico conectado na entrada não inversora. O valor medido foi de aproximadamente 2,6 V, logo, o limiar de decisão foi definido como 3 V, fazendo $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ e $C = 4700 \text{ pF}$ no circuito da Figura 24. As tensões de entrada e saída do comparador são apresentadas na Figura 40, em laranja e azul respectivamente.

O primeiro pulso quadrado se trata da detecção do sinal transmitido e os outros dois são referentes aos ecos recebidos. Pode-se observar que o comparador respondeu conforme esperado, alterando o estado de nível baixo para nível alto quando a tensão de entrada estava próxima de 3 V. Como a tensão de saída se trata da própria tensão gerada pela FPGA, o valor pode ser lido diretamente pela placa, não sendo necessário outro tratamento.

Figura 40 – Sinais medidos na entrada e na saída do comparador



Fonte: Autor, 2019.

4.3 Análise das medições

Nesta seção serão apresentados os resultados das medidas feitas com os quatro transdutores, com os cálculos dos erros de medições. Os dados foram transmitidos para o computador através de uma comunicação serial de 8 bits. O software desenvolvido em *Visual Studio* realizou o cálculo da distância entre o transdutor e o primeiro refletor, com base nos valores recebidos, apresentando-os em um gráfico e em campos específicos para cada sensor.

Como o *clock* da FPGA é de 100 MHz, para que o sistema espere os 22 ms (que equivale a 16,5 metros de alcance considerando a velocidade do som na água igual a 1500 m/s), foi utilizado um contador que varia de 0 a 2200000.

A contagem da FPGA é de 10 ns em 10 ns, o que leva a uma resolução de distância de 7,5 μ m, considerando a velocidade de 1500 m/s), valor muito menor que a resolução axial calculada de 7,246 cm para excitação com 4 pulsos de 40 kHz, utilizando a Equação 8. Portanto, o valor a ser transmitido será dividido por 135, o que leva a um valor de aproximadamente 16296, o que torna possível o envio em 14 bits, dividindo em dois vetores de 8 bits, levando a uma resolução de aproximadamente 1 mm.

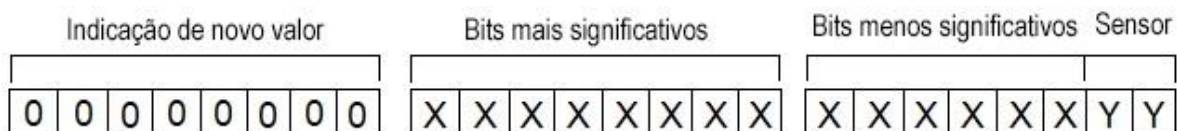
Como protocolo de comunicação entre o sistema e o computador, foi utilizado a seguinte estratégia: primeiro é enviado um vetor de 8 bits de zeros, após isso, a parte mais significativa e então a menos significativa do contador, com os 2 bits restantes sendo utilizados para identificação do transdutor. A Figura 41 apresenta a distribuição dos valores feita nos vetores, sendo que o bit mais significativo de cada parte está no primeiro índice à esquerda de cada vetor.

Como pode ser visto na Figura 40, a saída do comparador referente aos pulsos transmitidos tem uma largura de aproximadamente 500 μ s. Contudo, a FPGA foi programada para aguardar 1 ms até começar a realizar a leitura da saída do comparador, para garantir que não houvesse erro de leitura. Isso não afeta a cronometragem do tempo, apenas impede que seja feita a leitura de um nível de tensão referente ao sinal transmitido e não ao eco.

A Figura 42 mostra a medição feita com apenas um transdutor no tubo de 1,20 metros de altura e diâmetro de 10 cm. O cano foi preenchido com água tratada para o teste. Todos os testes de medição de distância foram feitos enviando 4 pulsos de 40 kHz. Os gráficos apresentam a distância em milímetros na vertical pelo tempo de leitura na horizontal.

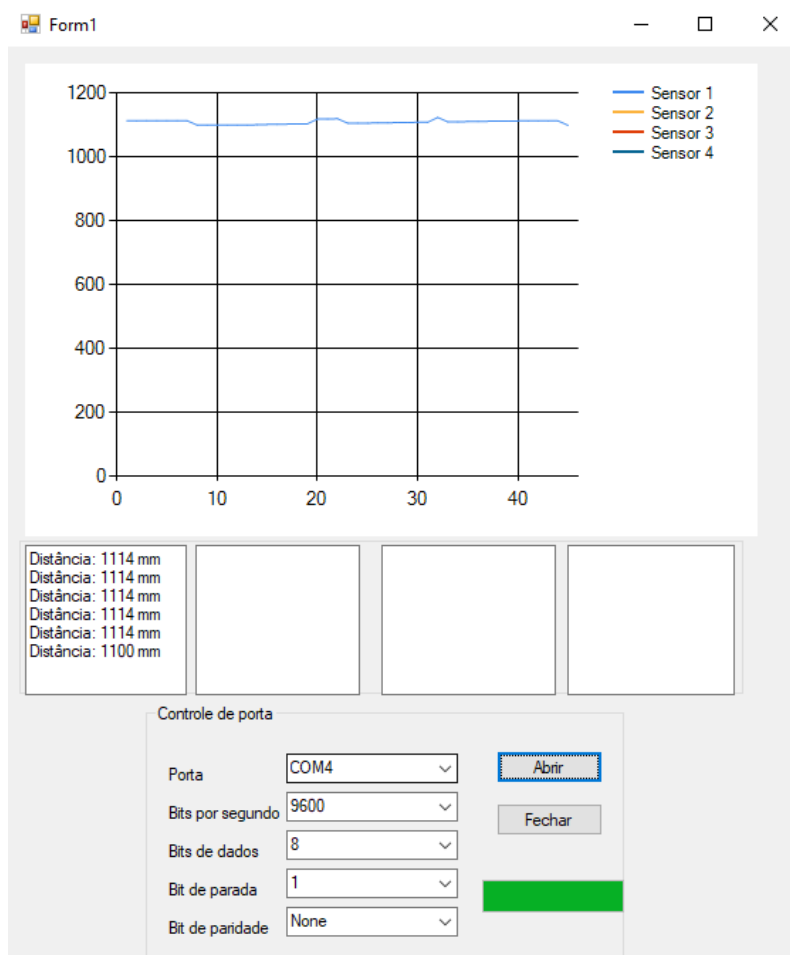
A altura correta da água no cano é de aproximadamente 1,14 metros. No gráfico, observa-se um valor aproximado, o que leva a um erro médio de aproximadamente 3 cm.

Figura 41 – Distribuição dos valores nos vetores



Fonte: Autor, 2019.

Figura 42 – Distância medida com um transdutor

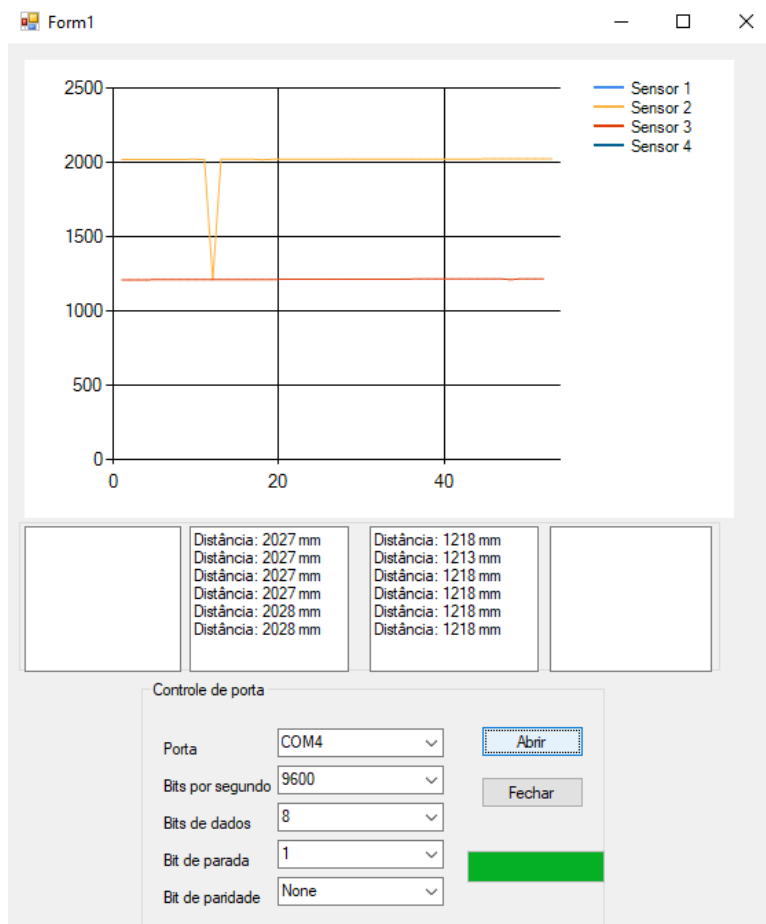


Fonte: Autor, 2019.

Como mencionado na subseção 3.2.3, o sistema foi projetado de modo que opere com mais de um transdutor. Assim, foram feitas medições com mais de um transdutor conectado ao circuito como apresentado na Figura 17.

Para o caso com dois transdutores, as medições foram feitas no tubo de 2 metros de altura, que estava preenchido até a marca de 1,97 metros, e no tubo de 1,20 metros de altura.

Figura 43 – Distância medida com dois transdutores



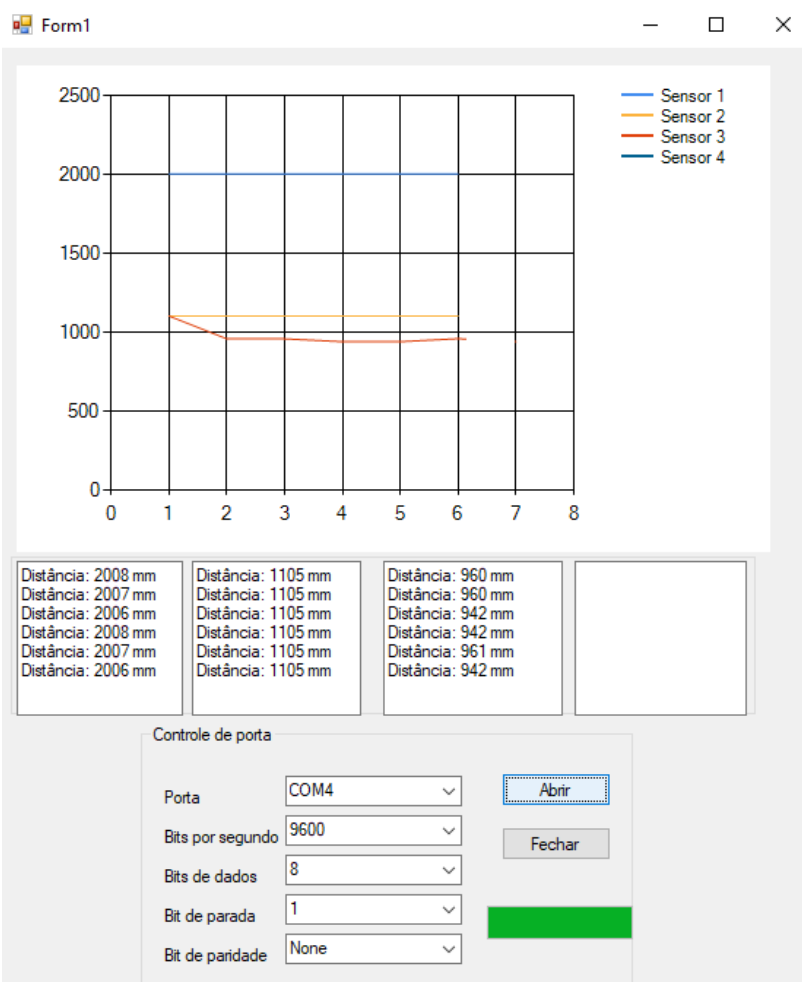
Fonte: Autor, 2019.

Neste caso, o erro para o tubo menor ficou em aproximadamente 7,8 cm. Este aumento pode ter sido causado por alguma movimentação do transdutor na superfície da água, a qual não estava sempre parada. Apesar disso, ainda está dentro do erro previsto pela resolução axial.

Para o outro transdutor, o erro médio foi de aproximadamente 3 cm, o que também é um erro baixo. A grande variação do valor apresentada no gráfico pode ter sido ocasionada por um eventual problema na comunicação, provavelmente ocasionado por erro de sincronização entre o computador e a FPGA, fazendo com que o valor do Sensor 2 aparecesse junto aos valores do Sensor 3. Contudo, como pode ser visto, não ocorreu mais durante a medição.

O teste final foi feito com três transdutores, nas duas tubulações e em um recipiente com as características apresentadas na Figura 25. O resultado é apresentado na Figura 44.

Figura 44 – Distância medida com três transdutores



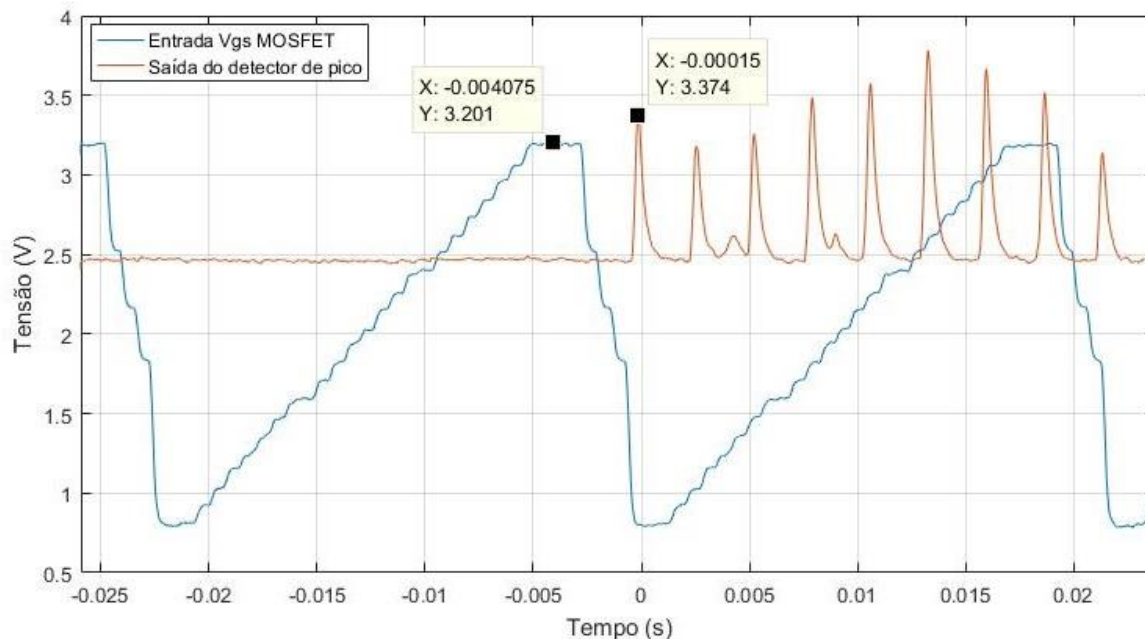
Fonte: Autor, 2019.

Neste caso, o erro nos testes com tubulação permaneceu próximo de 3 cm. No caso da bomba, que estava preenchida até a marca de 92 cm, houve algumas variações para 96,1 cm, o que leva a um erro médio de 2,5 cm.

Para verificar se o sistema é capaz de detectar ecos que percorreram uma distância próxima dos 15 metros foi feito o teste em laboratório com um transdutor utilizando o cano de 2 m de altura, preenchido até a marca de 1,97 m com água tratada. Foram transmitidos a mesma quantidade de pulsos que nos testes de medição de distância, a saída do detector de pico foi observada no osciloscópio, em conjunto com a saída do conversor DAC *Ladder R-2R* que é conectada à porta do

MOSFET, então sendo a tensão V_{GS} . O resultado da medição pode ser visto na Figura 45.

Figura 45 – Ecos medidos em laboratório



Fonte: Autor, 2019.

O primeiro pulso se trata do sinal transmitido, de $230 V_{pp}$, como mencionado na subseção 4.1. Os demais se referem aos ecos recebidos deste sinal transmitido.

Percebe-se que a energia da onda transmitida é suficiente para que esta percorra a distância de 4 m, considerando ida e volta, várias vezes, sendo detectada pelo sistema enquanto o ganho aumenta.

Se o primeiro eco equivale a distância de 2 m calculada, então o último eco apresentado equivale a 16 m. Desse modo, o alcance do sistema está dentro do esperado.

5. CONCLUSÕES

O sistema foi desenvolvido e testado em laboratório, apresentando erro baixo de medição, ficando próximo de 3 cm. Apesar de não ter sido possível realizar medições de distâncias maiores, é possível afirmar que o sistema é capaz de ter um alcance maior devido ao ganho variável, que permitirá que ecos que viagem mais longe sejam detectados.

Também foi possível observar que o circuito é capaz de trabalhar com mais de um transdutor, pois estes não irão interferir significativamente entre si, fazendo com que não aconteçam perdas de desempenho na transmissão do sinal.

De modo geral, os resultados obtidos em cada etapa do sistema foram satisfatórios, como a etapa de excitação que apresentou uma tensão de saída alta com uma relação de espiras igual a 10. Além disso, utilizando o modelo simplificado Butterworth-Van Dyke obteve-se uma boa aproximação do comportamento do transdutor, tornando possível o cálculo do indutor de compensação necessário para que o circuito tenha um desempenho máximo.

Na etapa de proteção, o circuito *T/R Switch* limitou a tensão de entrada do circuito amplificador, protegendo os componentes. Também apresentou uma Perda por Inserção (*Insertion Loss*) baixa de -0,195 dB, permitindo que ecos de baixa amplitude cheguem ao amplificador com pouca distorção.

O filtro RLC deixou o circuito de aquisição mais seletivo, aumentando a razão sinal-ruído pela eliminação dos ruídos de baixa e alta frequência. Mesmo com as tolerâncias dos componentes utilizados o resultado obtido foi satisfatório, não afetando em muito o sinal na frequência desejada.

Com o ganho variável, foi possível obter um ganho máximo de 37 dB, considerando as duas etapas de amplificação, sem alterar em muito a sintonia do amplificador na frequência desejada.

Os circuitos de detecção de pico e comparador implementados permitiram a detecção da envoltória do eco, indicando à FPGA o momento do recebimento do sinal. Por ter um tempo de descarga pequeno, é possível detectar a chegada do eco logo após a transmissão dos pulsos.

A placa FPGA utilizada possui recursos para controle total do sistema, que utilizou 12 pinos de entrada e saída, bem menos que a quantidade disponível para

utilização (48, considerando VCC e *ground*), permitindo que outros sistemas possam ser implementados em conjunto sem problemas.

Por meio do software desenvolvido em *Visual Studio* foram calculadas as distâncias medidas com base nos dados enviados pela placa, com os resultados sendo apresentados em um gráfico.

De modo geral o circuito apresentou um desempenho satisfatório, eliminando a necessidade de correções ao ser implementado, futuramente, em conjunto com outros sistemas no VANT.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como esse trabalho se trata do desenvolvimento de um protótipo, ele deverá ser evoluído para um produto final. Para isso, algumas coisas podem ser feitas no próximo trabalho, como:

- Desenvolver a placa de circuito impresso de modo que possa ser encaixada na FPGA e nas demais placas de outros sistemas, caso seja necessário.
- Adequar a carcaça do VANT para receber os sensores e realizar testes em campo, como em rios ou lagos.

REFERÊNCIAS

BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas v.2**. Rio de Janeiro: LTC, p. 1-5, 378-380, 2007.

BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. São Paulo: Prentice Hall, 8ª ed, 2004.

CHOI, H.; SHUNG, K. K. **Protection Circuits for Very High Frequency Ultrasound Systems**. Los Angeles: Journal of medical systems, 2014.

CKM79C Datasheet. **SHENZEN CENKER ENTERPRISE LTD**. Disponível em: http://www.ckcoil.com/UploadFiles/Others/20160121144113_65939.pdf. Acesso em: 30 Setembro 2018.

COUTINHO, F. R.; DIETRICH, J. D. V. ; ALVES, J. A. V. ; PENDIUK, G. F. I. ; QUEIROZ, J. R. ; ROSA JÚNIOR, N. B. ; ROCHA, M. H. R. . **Sistema para medição de características topográficas e dinâmicas de cursos d'água baseado em veículos aéreos não tripulados anfíbios com multi-rotores**. 2018, Brasil. Patente: Privilégio de Inovação. Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial. Depositante: Universidade Tecnológica Federal do Paraná; Fundação Parque Tecnológico Itaipu; Fundação Araucária de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico do Paraná. Número do registro: BR10201801415. Instituição(ões) financiadora(s): Fundação Parque Tecnológico ITAIPU; Fundação Araucária. Depósito: 11/07/2018.

CURRY, T. S. et al. **Christensen's Physics of Diagnostic Radiology 4 ed**. Filadélfia: Williams & Wilkins, p. 334, 1990.

DIGILENT. **BASYS 3 FPGA BOARD REFERENCE MANUAL**. Disponível em: https://reference.digilentinc.com/_media/basys3:basys3_rm.pdf. Acesso em 12 Setembro 2018.

DUNBABIN, M.; GRINHAM, A.; UDY, J. **An Autonomous Surface Vehicle for Water Quality Monitoring**. Sydney: Australasian Conference on Robotics and Automation, 2009.

ENGELBERG, S. **Digital Signal Processing An Experimental Approach**. Londres: Verlag, p. 85, 2008.

FAIRCHILD. **NCN Epitaxial Silicon Transistor**. Disponível em: <https://www.mouser.com/ds/2/149/BC547-190204.pdf>. Acesso em: 28 Abril 2019.

FITZGERALD, A. E. et al. **Máquinas Elétricas Com introdução à eletrônica de potência**. Porto Alegre: Bookman, 2006.

GAGEIK, N.; MÜLLER, T.; MONTENEGRO, S. **Obstacle Detection And Collision Avoidance Using Ultrasonic Distance Sensor For An Autonomous Quadcopter**. Würzburg: University of Würzburg, 2012.

GETFEETWET NAVIGATION INC. **SONAR Technology for Fish Finders**. Disponível em: http://www.getfeetwet.com/whitepaper/sonar_explained.pdf. Acesso em: 08 Setembro 2018.

GUOBIN, L. **Unmanned aerial vehicle type automatic sampling system at fixed points of water surface**. China, CN 104458329. 25 mar. 2015.

HENDEE, W. R.; RITENOUR, E. R. **Medical imaging physics**. 4. ed. Nova York: John Wiley & Sons, p. 308-311, 2002.

M.C.C., 2006. **1N4728 THRU 1N4761**. Disponível em: <http://www.farnell.com/datasheets/1684833.pdf>. Acesso em: 28 Abril 2019.

MEDKEFF, R. J.; PARENT, R. J. A Diode Bridge Limiter for Use with Electronic Analogue Computers. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**. Madison: AIEE Great Lakes District Meeting, p. 910-920, 1951.

ON SEMICONDUCTOR, 2011. **Small Signal MOSFET**. Disponível em: http://www.redrok.com/MOSFET_BS108_200V_250mA_8O_Vth1.5_TO-92.PDF. Acesso em: 22 Abril 2019.

ON SEMICONDUCTOR, 2011. **Small Signal MOSFET**. Disponível em: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BS170-D.PDF>. Acesso em: 06 Maio 2019.

PUI AUDIO TRANSDUCER DATASHEET. **Ultrasonic Xmr Receiver UTR-1440K-TT-R**. Disponível em: <http://www.puiaudio.com/pdf/UTR-1440K-TT-R.pdf>. Acesso em: 13 Setembro 2018.

QUEIRÓS, R. et al. **Single-Mode Piezoelectric Ultrasonic Transducer Equivalent Circuit Parameter Calculations and Optimization Using Experimental Data**. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/260021040_Single-Mode_Piezoelectric_Ultrasonic_Transducer_Equivalent_Circuit_Parameter_Calculations_and_Optimization_Using_Experimental_Data. Acesso em: 08 Setembro 2018.

R/2R. **R/2R Ladder Networks**. Disponível em: <https://web.archive.org/web/20120227080121/http://www.irctt.com/pdf/LADDERNETWORKS.pdf>. Acesso em: 19 Setembro 2018.

RAZAVI, B. **Fundamentos de Microeletrônica**. Rio de Janeiro: LTC, 2010.

ROSA JÚNIOR, N. B. **Sistema de medição de profundidade baseado em transdutor ultrassônico**. Toledo: UTFPR, 2017.

SELFRIEDGE, A. R. **Approximate material properties in isotropic materials**. IEEE transactions on sonics and ultrasonics, v. 32, p. 381-394, 1985.

SHUNG, K. K. **Diagnostic Ultrasound Imaging and Blood Flow Measurements**. Boca Raton: CRC Press, p. 17-20, 2005.

STERGIOPOULOS, S. **Advanced Signal Processing Handbook: Theory and Implementation for Radar, Sonar and Medical Imaging Real-Time Systems**. Boca Raton: CRC Press LLC, p. 395-397, 2001.

SVILAINIS, L.; DUMBRAVA, V. **Evaluation of the ultrasonic transducer electrical matching performance**. Lituânia: "Ultragarsas" "Ultrasound", v. 62, p. 16-21, 2007.

TEXAS INSTRUMENTS, 2010. **8-Channel, Programmable T/R Switch for Ultrasound**. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tx810.pdf>. Acesso em: 02 Maio 2019.

TEXAS INSTRUMENTS. **Quad Differential Comparators**. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2901.pdf>. Acesso em: 28 Abril 2019.

TOLE, N. M., OSTENSEN, H. **Basic physics of ultrasonographic imaging**. Genebra: World Health Organization, p. 40-73, 2005.

TORO, V. D. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. Rio de Janeiro: LTC, p. 50-60, 1999.

VISHAY. **Ultrafast Plastic Rectifier**. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/88755/uf4001.pdf>. Acesso em: 28 Abril 2019.

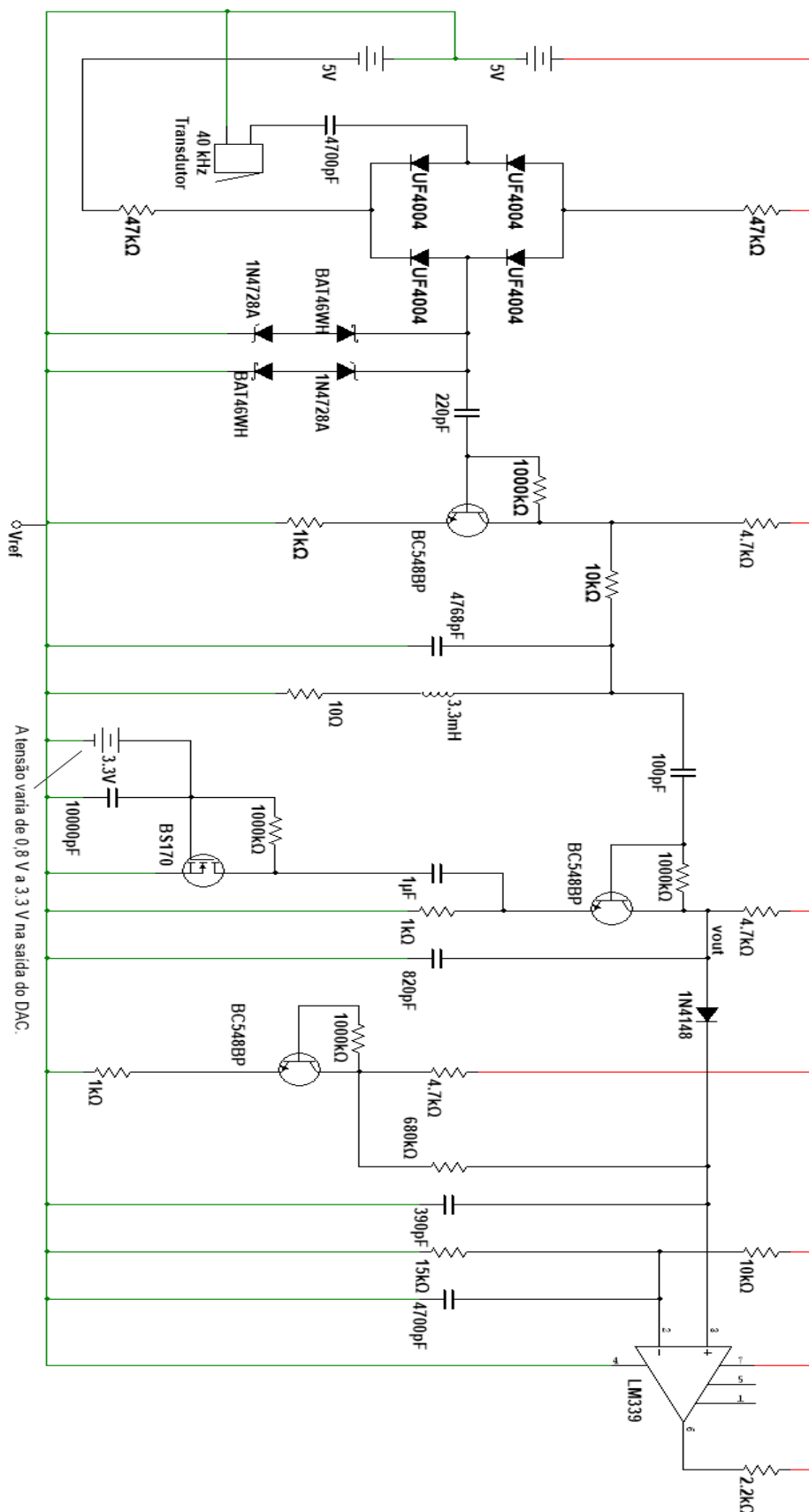
VISHAY, 2017. **Small Signal Schottky Diode**. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/85662/bat46.pdf>. Acesso em: 28 Abril 2019.

VISHAY, 2017. **Small Signal Fast Switching Diodes**. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/81857/1n4148.pdf>. Acesso em: 22 Abril 2019.

WILHJELM, J. E. et al. **Medical diagnostic ultrasound – physical principles and imaging**. Kongens Lyngby: Technical University of Denmark, p. 9-13, 2016.

APÊNDICE A – Circuito de Aquisição Completo

Figura 1 – Esquema completo do circuito de aquisição



O esquema apresentado na Figura 1 foi utilizado para o desenvolvimento do circuito de aquisição. O esquema do circuito de excitação não será apresentado nesta seção pois já foi mostrado por completo na subseção 4.1, para um transdutor.

No diagrama pode-se observar a referência virtual, que é de aproximadamente 6 V, e as linhas de conexão a este ponto estão em verde. A partir dela pode-se observar a alimentação simétrica de +5 V e -5 V, sendo que as conexões para a alimentação positiva estão em vermelho.

Note que o transdutor está conectado na referência virtual e em um capacitor, levando a primeira etapa de proteção do *T/R Switch* composta pelos diodos UF 4004. Na Figura 1 é apresentado o caso para apenas um transdutor, na Figura XX é apresentado o esquema para mais de um transdutor.

O circuito DAC com MOSFET foi representado na Figura 1 como uma fonte DC, por ocupar muito espaço se colocado completamente.

O circuito de alimentação foi feito como apresentado na Figura 2, com um diodo zener 1N4734, um amplificador LM741 usado como buffer e reguladores LM7805 e LM7905.

Figura 2 – Esquema do circuito de alimentação

