

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO  
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

**Gustavo Santos Barban  
Vitor Merli de Azevedo**

**Determinação da Distância e da Posição de Objetos via  
Ultrassom**

**São Carlos  
2018**



**Gustavo Santos Barban  
Vitor Merli de Azevedo**

# **Determinação da Distância e da Posição de Objetos via Ultrassom**

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica com Ênfase em Eletrônica, da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Dias Maciel

**São Carlos  
2018**

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,  
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS  
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Barban, Gustavo Santos

B228d      Determinação da Distância e da Posição de Objetos  
via Ultrassom / Gustavo Santos Barban, Vitor Merli de  
Azevedo; orientador Carlos Dias Maciel. São Carlos,  
2018.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com  
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São  
Carlos da Universidade de São Paulo, 2018.

1. Determinação de distância. 2. Determinação de  
posição. 3. Sensores de ultrassom. 4. Computação  
ubíqua. I. Título.

# FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Gustavo Santos Barban

Título: "Determinação da distância e da posição de objetos via ultrassom"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado  
em 29 / 06 / 2018,

com NOTA 7,5 (sete, meio), pela Comissão Julgadora:

*Prof. Associado Carlos Dias Maciel - Orientador - SEL/EESC/USP*

*Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro - SEL/EESC/USP*

*Mestre Tadeu Junior Gross - Doutorando - SEL/EESC/USP*

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:  
Prof. Associado Rogério Andrade Flauzino



# FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Vitor Merli de Azevedo

Título: “Determinação da distância e da posição de objetos via ultrassom”

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado  
em 29/06/2018,

com NOTA 7,5 (sete, cinco), pela Comissão Julgadora:

*Prof. Associado Carlos Dias Maciel - Orientador - SEL/EESC/USP*

*Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro - SEL/EESC/USP*

*Mestre Tadeu Junior Gross - Doutorando - SEL/EESC/USP*

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:  
Prof. Associado Rogério Andrade Flauzino



*Dedicamos este trabalho a nossos pais.*



## **AGRADECIMENTOS**

Agradecemos ao Prof. Dr. Carlos Dias Maciel, pela oportunidade de desenvolver este trabalho, bem como por toda orientação e aconselhamento que nos passou esses últimos anos.



*"Our greatest weakness lies in giving up.  
The most certain way to succeed is always to try just one more time."  
Thomas A. Edison*



## RESUMO

BARBAN, Gustavo; AZEVEDO, Vitor **Determinação da Distância e da Posição de Objetos via Ultrassom**. 2018. 161p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

O conhecimento sobre a localização de um determinado dispositivo, bem como sobre o que está ao seu redor, é de extrema importância dentro do contexto emergente de "computação ubíqua". Segundo este conceito, para um melhor funcionamento dos dispositivos que compõem um sistema, é necessário que diversos parâmetros do ambiente em que se encontram sejam monitorados. Dentre esses parâmetros, o reconhecimento sobre posição, em tempo real, é um dos mais essenciais. Desse modo, o presente trabalho realiza um estudo sobre a determinação da distância e da posição de objetos, utilizando, para isso, sensores ultrassônicos de filme piezoelétrico. O sistema desenvolvido foi implementado com auxílio de um microcontrolador PIC, que processa os sinais advindos dos sensores, retornando a distância entre eles. O método abordado revelou-se ser uma medida viável, de baixo custo e de fácil acesso para a solução desse problema, apresentando resultados satisfatórios e condizentes com o esperado teoricamente.

**Palavras-chave:** Determinação de distância. Determinação de posição. Sensores de ultrassom. Computação ubíqua.



## ABSTRACT

BARBAN, Gustavo; AZEVEDO, Vitor **Spatial Position and Distance Determination using Ultrasound**. 2018. 161p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

The knowledge about the location of a particular device, as well as what surrounds it, is of paramount importance within the emerging context of "ubiquitous computing". According to this concept, for a better functioning of the devices that make up a system, it is necessary that several parameters of the environment in which they are monitored. Among these parameters, position recognition, in real time, is one of the most essentials. Thus, the present work carries out a study on the distance and position determination of objects, using, for this, piezoelectric film ultrasonic sensors. The developed system was implemented with the aid of a PIC microcontroller, which processes the signals coming from the sensors, returning the distance between them. The method presented proved to be a viable, low-cost and easily accessible measure for solving this problem, presenting satisfactory and theoretically expected results.

**Keywords:** Distance determination. Position determination. Ultrasonic sensors. Ubiquitous computing.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Disposição dos sensores no sistema "Bat" . . . . .	38
Figura 2 – Implementação do sistema "Cricket" . . . . .	40
Figura 3 – Implementação do sistema "Dolphin" . . . . .	42
Figura 4 – Classificação do som em relação à sua frequência. . . . .	45
Figura 5 – Detecção de obstáculos a partir do eco gerado pelo ultrassom. . . . .	48
Figura 6 – Transmissão e recepção do sinal de ultrassom . . . . .	49
Figura 7 – Determinação do fator Q. . . . .	51
Figura 8 – Janela de Bartlett no domínio do tempo e no domínio da frequência. . . . .	53
Figura 9 – Amostragem por trem de impulsos . . . . .	54
Figura 10 – Espectro do sinal amostrado . . . . .	55
Figura 11 – Ocorrência de Aliasing . . . . .	55
Figura 12 – Princípio de multilateração para um espaço tridimensional . . . . .	56
Figura 13 – Determinação da orientação de um objeto . . . . .	57
Figura 14 – Princípio de multilateração para um espaço bidimensional . . . . .	58
Figura 15 – Posições possíveis com uma distância . . . . .	58
Figura 16 – Posições possíveis com duas distância . . . . .	58
Figura 17 – Representação do transmissor de 40kHz. . . . .	61
Figura 18 – Representação do receptor de 40kHz. . . . .	61
Figura 19 – Representação do driver eletrônico do transmissor. . . . .	62
Figura 20 – Transmissor de 40kHz. . . . .	62
Figura 21 – Receptor de 40kHz. . . . .	62
Figura 22 – Driver eletrônico do transmissor. . . . .	63
Figura 23 – Diagrama do circuito de pré-amplificação do receptor, conforme indicado no datasheet . . . . .	65
Figura 24 – Circuito de pré-amplificação implementado do receptor, conforme indicado no datasheet . . . . .	65
Figura 25 – Diagrama do circuito de pré-amplificação do receptor, implementado com o amplificador OPA2356 . . . . .	66
Figura 26 – Circuito de pré-amplificação do receptor implementado com o OPA2356, parte de cima. . . . .	67
Figura 27 – Circuito de pré-amplificação do receptor implementado com o OPA2356, parte de baixo. . . . .	67
Figura 28 – Diagrama do circuito de amplificação e comparador de tensão do receptor . . . . .	67
Figura 29 – Circuito implementado dos estágios de amplificação e comparador de tensão do receptor . . . . .	68
Figura 30 – Microcontrolador PIC16F616 . . . . .	69

Figura 31 – Kit de desenvolvedor da empresa ACEPIC . . . . .	70
Figura 32 – Esquemático do circuito implementado . . . . .	71
Figura 33 – Display de LCD 16x2 . . . . .	72
Figura 34 – Circuito implementado do microcontrolador PIC16F616 . . . . .	73
Figura 35 – Porcentagem das memórias RAM e ROM utilizadas . . . . .	77
Figura 36 – Disposição dos transmissores . . . . .	78
Figura 37 – Diagrama do circuito de simulação, utilizando o OPA355. . . . .	80
Figura 38 – Formas de onda do circuito de pré-amplificação com OPA355, simuladas pelo software LTspice IV. . . . .	80
Figura 39 – Diagrama do circuito de amplificação e do comparador de tensão . . . . .	81
Figura 40 – Formas de onda na saída do comparador de tensão, em verde, na saída do estágio de amplificação, em vermelho, e na entrada do circuito, em azul . . . . .	82
Figura 41 – Esquemático utilizado para simular o microcontrolador PIC16F616, com o código desenvolvido no Apêndice A . . . . .	83
Figura 42 – Formas de onda do transmissor, em amarelo, e do receptor, em azul, com atraso de 500 $\mu$ s . . . . .	84
Figura 43 – Tempo decorrido e distância calculada para um tempo decorrido de 500 $\mu$ s . . . . .	84
Figura 44 – Cálculo de posição realizado pelo algoritmo presente no Apêndice B . . . . .	85
Figura 45 – Sinal de excitação do transmissor com 2 pulsos . . . . .	87
Figura 46 – Sinal de excitação do transmissor com 1 pulso . . . . .	88
Figura 47 – Sinal de excitação do transmissor com 20 pulsos . . . . .	88
Figura 48 – Sinal de excitação do transmissor de maior resolução, com 3 Pulsos . . . . .	89
Figura 49 – Sinal de excitação do transmissor com 3 pulsos, obtido pelo MATLAB . . . . .	90
Figura 50 – Espectro de frequência do sinal de excitação do transmissor com 3 pulsos, obtido pelo MATLAB . . . . .	90
Figura 51 – Forma de onda no pino "TP1" (amarelo), em comparação com o sinal usado para a excitação do transdutor (roxo) . . . . .	91
Figura 52 – Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o circuito indicado no datasheet . . . . .	91
Figura 53 – Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o circuito indicado no datasheet (verde), em comparação com o transmissor (roxo) . . . . .	92
Figura 54 – Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o circuito indicado no datasheet, em alta resolução . . . . .	92
Figura 55 – Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o circuito indicado no datasheet, obtido pelo MATLAB . . . . .	93
Figura 56 – Espectro de frequência da resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o circuito indicado no datasheet, obtido pelo MATLAB . . . . .	94

Figura 57 – Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o dispositivo OPA2356 . . . . .	94
Figura 58 – Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o dispositivo OPA2356 (verde), em comparação com o transmissor (roxo) . . . . .	95
Figura 59 – Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o dispositivo OPA2356, em alta resolução . . . . .	95
Figura 60 – Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o dispositivo OPA2356, obtido pelo MATLAB . . . . .	96
Figura 61 – Espectro de frequência da resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o dispositivo OPA2356, obtido pelo MATLAB . . . . .	96
Figura 62 – Sinal de saída do estágio de amplificação e do comparador de tensão, em verde, em comparação ao sinal de entrada, em amarelo . . . . .	97
Figura 63 – Sinal de saída do estágio de amplificação e do comparador de tensão, em verde, sinal de saída do circuito de pré-amplificação, em amarelo, e sinal de excitação do transdutor de transmissão, em roxo . . . . .	98
Figura 64 – Disposição em que o transdutor de transmissão se manteve na posição vertical, na mesma altura que o transdutor de recepção . . . . .	99
Figura 65 – Disposição em que o transdutor de transmissão está localizado 3 cm acima do transdutor de recepção . . . . .	99
Figura 66 – Disposição em que o transdutor de transmissão se manteve a uma inclinação de 45° para frente, em relação transdutor de recepção . . . . .	100
Figura 67 – Disposição em que o transdutor de transmissão se manteve a uma inclinação de 45° para o lado, em relação transdutor de recepção . . . . .	100
Figura 68 – Sinal no receptor para a posição vertical, e na mesma altura que o transmissor . . . . .	101
Figura 69 – Sinal no transdutor de recepção, na situação em que o transdutor de transmissão está localizado 3 cm acima do transdutor de recepção . . . . .	101
Figura 70 – Sinal no receptor para a disposição em que o transdutor de transmissão se manteve a uma inclinação de 45° para frente, em relação transdutor de recepção . . . . .	102
Figura 71 – Sinal no receptor para a disposição em que o transdutor de transmissão se manteve a uma inclinação de 45° para o lado, em relação transdutor de recepção . . . . .	102
Figura 72 – Distância de 18,8 cm, medida por meio de uma régua . . . . .	103
Figura 73 – Sinal no receptor, para uma distância de 18,8 cm. O sinal do transmissor está indicado em roxo, o da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em amarelo, e o da saída do comparador de tensão do receptor, em verde . . . . .	104
Figura 74 – Distância de 26,5 cm, medida por meio de uma régua . . . . .	104

Figura 75 – Sinal no receptor, para uma distância de 26,5 cm. O sinal do transmissor está indicado em roxo, o da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em amarelo, e o da saída do comparador de tensão do receptor, em verde . . . . .	105
Figura 76 – Distância mínima entre os dois transdutores, devido às suas dimensões físicas. . . . .	105
Figura 77 – Distância de 4,3 cm, medida por meio de uma régua . . . . .	106
Figura 78 – Sinal no receptor, para uma distância de 4,3 cm. O sinal do transmissor está indicado em roxo, o da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em amarelo, e o da saída do comparador de tensão do receptor, em verde . . . . .	106
Figura 79 – Sinal no receptor, na situação em que há interferência devido ao ruído. O sinal do transmissor está indicado em roxo, o da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em amarelo, e o da saída do comparador de tensão do receptor, em verde . . . . .	107
Figura 80 – Distância de 8,5 cm, medida por meio de uma régua . . . . .	108
Figura 81 – Sinal no receptor, para uma distância de 8,5 cm. O sinal do transmissor está indicado em roxo, o da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em amarelo, e o da saída do comparador de tensão do receptor, em verde . . . . .	108
Figura 82 – Valor de distância calculado pelo microcontrolador PIC, e impresso no display LCD . . . . .	109
Figura 83 – Recepção de sinais ultrassônicos refletidos . . . . .	112
Figura 84 – Proteção do circuito do receptor utilizando folha de cobre . . . . .	113
Figura 85 – Gabinete metálico usado para proteger o circuito . . . . .	114
Figura 86 – Resposta de frequência típica do transmissor . . . . .	141
Figura 87 – Resposta de tempo típica do transmissor . . . . .	141
Figura 88 – Resposta horizontal típica do transmissor . . . . .	142
Figura 89 – Resposta vertical típica do transmissor . . . . .	142
Figura 90 – Resposta de frequência típica do receptor . . . . .	143
Figura 91 – Resposta de tempo típica do receptor . . . . .	143
Figura 92 – Resposta horizontal típica do receptor . . . . .	144
Figura 93 – Resposta vertical típica do receptor . . . . .	144
Figura 94 – Diagrama elétrico do driver eletrônico do transmissor . . . . .	145
Figura 95 – Diagrama de pinos do PIC16F616 . . . . .	149

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre os valores de distâncias medidas em laboratório com auxílio de uma régua, calculadas pelo microcontrolador PIC16F616 e indicadas pelo osciloscópio . . . . .	109
Tabela 2 – Erro entre os valores de distâncias medidas em laboratório com auxílio de uma régua e as calculadas pelo microcontrolador PIC16F616 . . . . .	110



## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Especificações e características do transmissor e do receptor . . . . .	139
Quadro 2 – Especificações do microcontrolador PIC16F616 . . . . .	147
Quadro 3 – Especificações do dispositivo 2N3819 . . . . .	151
Quadro 4 – Especificações do dispositivo BC327 . . . . .	153
Quadro 5 – Especificações do dispositivo BC337 . . . . .	155
Quadro 6 – Especificações do dispositivo OPA2356 . . . . .	157
Quadro 7 – Especificações do dispositivo CA3140 . . . . .	159
Quadro 8 – Especificações do dispositivo KA311 . . . . .	161



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

GPS	Global Positioning System
IPS	Indoor Positioning System
TOA	Time Of Arrival
AOA	Angle Of Arrival
PVDF	Fluoreto de Polivinilideno
RF	Radiofrequência
TDF	Transformada Discreta de Fourier
FFT	Fast Fourier Transform
CAD	Conversão Analógico-Digital
LCD	Liquid Crystal Display
PCB	Printed Circuit Board



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\gamma$	Coefficiente de expansão adiabática
$R$	Constante do gás
$T$	Temperatura absoluta
$\lambda$	Comprimento de onda
$Q$	Fator de qualidade
$\pi$	Constante matemática Pi
$e$	Número de Euler
$j$	Unidade imaginária
$\omega_{máx}$	Frequência máxima de um sinal
$\omega_A$	Frequência de amostragem



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>33</b>
1.1	Objetivos do Trabalho	35
1.2	Estrutura do Trabalho	35
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>37</b>
2.1	Método "Bat"	37
2.2	Método "Cricket"	40
2.3	Método "Dolphin"	42
<b>3</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>45</b>
<b>3.1</b>	<b>Ultrassom</b>	<b>45</b>
3.1.1	Velocidade do som	46
3.1.2	Comprimento de onda do som	47
3.1.3	Aplicações com o ultrassom	47
<b>3.2</b>	<b>Piezoelasticidade</b>	<b>49</b>
<b>3.3</b>	<b>Fator Q</b>	<b>50</b>
<b>3.4</b>	<b>Transformada de Fourier</b>	<b>50</b>
3.4.1	Transformada de Fourier para sinais com tempo contínuo ou discreto	50
3.4.2	Transformada Discreta de Fourier	51
3.4.3	O algoritmo FFT - Fast Fourier Transform	52
3.4.4	Janelamento de sinais - Janela Triangular-Bartlett	52
<b>3.5</b>	<b>Teorema da Amostragem</b>	<b>53</b>
3.5.1	Aliasing	55
<b>3.6</b>	<b>Princípio de Multilateração</b>	<b>56</b>
<b>4</b>	<b>DESENVOLVIMENTO</b>	<b>61</b>
<b>4.1</b>	<b>Materiais Utilizados</b>	<b>61</b>
4.1.1	Circuito do Transmissor	63
<b>4.2</b>	<b>Circuitos Implementados</b>	<b>64</b>
4.2.1	Circuito do Receptor	64
4.2.1.1	Circuitos de Pré-Amplificação	64
4.2.1.2	Circuito de Amplificação e Comparador de Tensão	66
<b>4.3</b>	<b>Microcontrolador PIC16F616</b>	<b>68</b>
<b>4.4</b>	<b>Algoritmo implementado para o cálculo da distância</b>	<b>71</b>
<b>4.5</b>	<b>Algoritmo implementado para o cálculo da posição</b>	<b>77</b>
<b>4.6</b>	<b>Simulações Realizadas</b>	<b>79</b>

4.6.1	Simulação do Circuito de Pré-Amplificação com o Amplificador OPA355. . . . .	79
4.6.2	Simulação do Circuito de Amplificação e do Comparador de Tensão . . . . .	81
4.6.3	Simulação do Circuito utilizado para o Microcontrolador PIC16F616 . . . . .	81
4.6.4	Simulação do Algoritmo de Determinação da Posição . . . . .	82
<b>4.7</b>	<b>Análise do Sinal . . . . .</b>	<b>83</b>
<b>5</b>	<b>RESULTADOS . . . . .</b>	<b>87</b>
<b>5.1</b>	<b>Análise do Sinal dos Sensores . . . . .</b>	<b>87</b>
5.1.1	Sinal de excitação do Transmissor . . . . .	87
5.1.2	Sinal obtido pelo circuito de pré-amplificação do Receptor, utilizando o circuito indicado no datasheet . . . . .	89
5.1.3	Sinal obtido pelo circuito de pré-amplificação do Receptor, utilizando o circuito com o amplificador OPA2356 . . . . .	93
<b>5.2</b>	<b>Sinal obtido após o estágio do circuito de amplificação e do com- parador de tensão . . . . .</b>	<b>97</b>
5.2.1	Considerações Sobre o Processo . . . . .	97
5.2.1.1	Disposição dos Transdutores . . . . .	97
5.2.1.2	Distâncias Máxima e Mínima do Transdutor Receptor . . . . .	103
5.2.2	Ruído . . . . .	107
<b>5.3</b>	<b>Cálculo da Distância . . . . .</b>	<b>107</b>
<b>6</b>	<b>DISCUSSÃO . . . . .</b>	<b>111</b>
<b>6.1</b>	<b>Considerações Gerais sobre os Sinais dos Transdutores . . . . .</b>	<b>111</b>
<b>6.2</b>	<b>Análise da Interferência no Sinal do Receptor . . . . .</b>	<b>112</b>
<b>6.3</b>	<b>Comportamento do Sinal Recebido para Diferentes Situações . . . . .</b>	<b>113</b>
<b>6.4</b>	<b>Processamento do Sinal . . . . .</b>	<b>115</b>
<b>6.5</b>	<b>Implementação do Algoritmo do Microcontrolador PIC16F616 . . . . .</b>	<b>115</b>
<b>6.6</b>	<b>Determinação da Distância . . . . .</b>	<b>117</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>119</b>
<b>7.1</b>	<b>Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>120</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>121</b>
	<b>APÊNDICES . . . . .</b>	<b>125</b>
	<b>APÊNDICE A – CÓDIGO EM LINGUAGEM C COMENTADO, UTI- LIZADO NA PROGRAMAÇÃO DO PIC16F616. . . . .</b>	<b>127</b>

APÊNDICE B – CÓDIGO EM LINGUAGEM C COMENTADO, UTILIZADO PARA VALIDAR O ALGORITMO DE CÁLCULO DA POSIÇÃO. . . . .	133
APÊNDICE C – CÓDIGO COMENTADO, UTILIZADO PARA SE OBTER O ESPECTRO DE FREQUÊNCIA DOS SINAIS ANALISADOS, COM AUXÍLIO DO SOFTWARE MATLAB . . . . .	135
<b>ANEXOS</b>	<b>137</b>
ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES E CARACTERÍSTICAS DO TRANSMISSOR E DO RECEPTOR . . . . .	139
ANEXO B – RESPOSTAS TÍPICAS DO TRANSDUTOR DE TRANSMISSÃO . . . . .	141
ANEXO C – RESPOSTAS TÍPICAS DO TRANSDUTOR DE RECEPÇÃO . . . . .	143
ANEXO D – DIAGRAMA ELÉTRICO DO DRIVER ELETRÔNICO DO TRANSMISSOR . . . . .	145
ANEXO E – ESPECIFICAÇÕES E CARACTERÍSTICAS DO MICROCONTROLADOR PIC16F616 . . . . .	147
ANEXO F – DIAGRAMA DE PINOS DO MICROCONTROLADOR PIC16F616 . . . . .	149
ANEXO G – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO 2N3819 . . . . .	151
ANEXO H – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO BC327 . . . . .	153
ANEXO I – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO BC337 . . . . .	155
ANEXO J – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO OPA2356 . . . . .	157
ANEXO K – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO CA3140 . . . . .	159
ANEXO L – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO KA311 . . . . .	161



## 1 INTRODUÇÃO

Sensores são a base para um melhor funcionamento e rendimento de sistemas. O ser humano possui cinco sentidos, e todos esses sentidos são captados por sensores que transmitem um sinal para ser processado no cérebro, resultando em alguma reação do corpo. A audição é um dos cinco sentidos, e a recepção do sinal no homem é dada pelo sistema auditivo, um conjunto de estruturas que tem a finalidade de transformar a vibração do som em impulsos nervosos, que percorrem por um nervo para ser processado no córtex cerebral. Para alguns animais, como morcegos e golfinhos, o som é de extrema importância para a detecção de objetos e busca por alimento.

Com essa definição, pode-se observar que sistemas sensoriais são vitais para o entendimento sobre o que está acontecendo em um meio, podendo promover segurança, vigilância, controle e comunicação. Um avanço significativo no campo da tecnologia de sensores foi o desenvolvimento de sistemas de sensores inteligentes, formados por um sensor e uma eletrônica que processa o sinal. O microcontrolador é um componente eletrônico comumente utilizado para receber o sinal do sensor e processar os dados, fornecendo uma saída determinada pelo programador (HUNTER et al., 2012).

Segundo Savvides, Han e Srivastava (2001), os recentes avanços nas tecnologias de sistemas embarcados permitiram a difusão de redes sem fio de sensores. Tais redes de sensores são implementadas em diversos ambientes, realizando diferentes tipos de monitoramento. De acordo com os autores, o reconhecimento sobre a localização dentro desses ambientes é um dos parâmetros mais essenciais para ser monitorado.

A visão defendida por Savvides, Han e Srivastava (2001), entra em conformidade com a de Weiser (1991). Tal autor considera o conceito de "computação ubíqua", relativa à ideia de que as tecnologias se tornarão tão integradas ao ambiente que elas irão "desaparecer", no sentido de que se tornarão invisíveis para a percepção dos seres humanos. De acordo com o autor, haveriam diferentes tipos de dispositivos, realizando diferentes tipos de tarefas. Para o bom funcionamento desses dispositivos, e para que eles fossem capazes de adaptar seu comportamento para diferentes situações, seria essencial que possuíssem a informação de onde então localizados e do que está ao seu redor.

Desse modo, durante os últimos anos, o reconhecimento da distância e da localização de determinados objetos se tornou muito popular e tem sido assunto de diversas pesquisas (HASHIZUME et al., 2005). Para poder interagir com um ambiente dinâmico, é necessário manter uma representação do espaço em estudo e analisar o seu comportamento ao longo do tempo. A partir desta representação, é possível detectar as mudanças de posição dos elementos contidos neste ambiente. Em diversas áreas da engenharia, é essencial que

se tenha com precisão e em tempo real as coordenadas de posição de objetos em um determinado ambiente dinâmico.

O conhecimento de localização possui uma ampla série de aplicações. Em ambientes táticos, por exemplo, esse conhecimento pode ser usado para rastrear os movimentos de um determinado alvo; já em hospitais, pode ser usado para manter o controle de equipamentos, pacientes, médicos e enfermeiros (SAVVIDES; HAN; SRIVASTAVA, 2001). Pode ser utilizado, também, para acessar a impressora ou para redirecionar ligações para o dispositivo que estiver mais próximo de um determinado usuário (JIANG; STEENKISTE, 2002); ou ainda para auxiliar uma pessoa com deficiências visuais a se orientar em um determinado edifício (PRIYANTHA et al., 2001).

Atualmente, segundo Hashizume et al. (2005), existem diferentes modelos e metodologias de sistemas de localização. O GPS (Global Positioning System) é considerado como um dos modelos mais utilizados. Ao ar livre, o GPS consegue facilmente fornecer informações sobre a posição de um determinado dispositivo. Dentro de ambientes fechados, entretanto, o seu sinal pode ser atenuado, se tornando inutilizável. Sendo assim, a estimativa da posição de dispositivos em ambientes internos se tornou um assunto recorrente.

Dentro desse cenário, diversos sistemas para localização em ambientes internos foram propostos, conhecidos como IPS (Indoor Positioning System). De acordo com Ito et al. (2008), apesar da abundância de técnicas de localização propostas, um sistema decisivamente superior ainda não foi definido. Uma das possíveis razões é escolha entre a precisão e o custo do sistema.

Alguns sistemas existentes são baseados em, por exemplo, sinais infravermelho (WANT et al., 1992), sinais de radiofrequência (RF) (BAHL; PADMANABHAN, 2000), pisos sensíveis ao peso (ADDLESSE et al., 1997) e visão computacional (BRUMITT et al., 2000). Segundo Hashizume et al. (2005), o grande problema desses sistemas é a sua precisão, isto é, a estimativa de erro pode variar de alguns centímetros para até uma dúzia de metros. Segundo esses autores, o sistema de localização que utiliza ultrassom fornece uma maior precisão do que os sistemas anteriormente citados.

Assim, os sistemas que utilizam ultrassom são um dos exemplos mais difundidos de sistema para localização de objetos em ambientes internos. Sensores de ultrassom são, de maneira geral, economicamente viáveis, apresentam um tempo de vida longo e são confiáveis para a identificação de objetos e para a medição de distâncias. Possuem a vantagem de poderem trabalhar em ambientes com poeira, fumaça, névoa, vapor ou umidade, condições que geralmente causam problemas para sensores ópticos. Além disso, os sensores de ultrassom não têm sua performance afetada pela cor do objeto, ou por sua textura. Quanto à presença de objetos transparentes, os sensores de ultrassom apresentam outra vantagem, enquanto a luz gerada pelos sensores ópticos atravessa diretamente esses objetos, os sinais do ultrassom podem detectá-los.

Além disso, uma característica desejável dos sistemas de localização por ultrassom é a de que eles têm a capacidade de serem refinados, podendo estimar a localização com um alto grau de resolução. Isso ocorre porque a velocidade do ultrassom no ar é suficientemente lenta para permitir que o tempo de propagação de um sinal seja corretamente medido (HAZAS; WARD, 2002). Em termos de comparação, tem-se que a velocidade do som é, aproximadamente, 0,000113 % da velocidade da luz.

Segundo [Ens e Reindl \(2015\)](#), a atenuação do ultrassom no ar, entretanto, aumenta quadraticamente com a frequência e, dessa maneira, os sistemas que utilizam sensores de localização por ultrassom estão restritos a baixas frequências e baixas larguras de banda. Assim, segundo os autores, há a preferência pela escolha de baixas frequências, geralmente 40 kHz, para a transmissão de dados, a fim de se reduzir a atenuação do ultrassom no ar.

De acordo, ainda, com [Ens e Reindl \(2015\)](#), o uso de sensores de ultrassom para medições de longas distâncias pode se tornar um desafio. Para uma distância de 5 m, por exemplo, sinais de ultrassom de 40 kHz podem sofrer uma atenuação de 33 dB. Em termos de comparação, um sinal de 200 kHz sofreria uma atenuação de 60 dB para essa mesma distância, segundo os autores.

Ademais, segundo [Randell e Muller \(2001\)](#), os sistemas que utilizam ultrassom tem a desvantagem de possuírem perda de sinal devido a obstruções, além de estarem sujeitos a recepção de sinais "falsos" advindos da reflexão e da interferência de sinais de alta frequência. Com relação a este último fator, [Hazas e Ward \(2002\)](#) salientam que as pessoas criam ruídos ultrassônicos em suas ações do dia-a-dia, sem notar que o fazem, uma vez que este tipo de sinal não é audível para seres humanos.

De acordo com [Ito et al. \(2008\)](#), existem dois métodos principais de localização via ultrassom: TOA (Time Of Arrival - Tempo de Chegada) e AOA (Angle Of Arrival - Ângulo de Chegada). Ambos métodos medem apenas um parâmetro por emissor (a distância ou o ângulo, respectivamente), sendo necessários três ou mais emissores espalhados pelo ambiente a fim de se localizar o alvo.

## 1.1 Objetivos do Trabalho

Assim, dentro deste contexto, o objetivo desse trabalho é estudar métodos e técnicas de determinação da distância e da posição de objetos, e usá-los como base para uma implementação prática, utilizando sensores de ultrassom.

## 1.2 Estrutura do Trabalho

Este documento está estruturado em sete capítulos, que são:

- **Introdução (Capítulo 1)**: Apresenta a contextualização do assunto e os objetivos do trabalho;
- **Revisão Bibliográfica (Capítulo 2)**: Apresenta uma revisão do conteúdo disponível em fontes de literatura sobre o assunto abordado;
- **Fundamentação Teórica (Capítulo 3)**: Apresenta uma abordagem da teoria e dos conceitos utilizados;
- **Desenvolvimento (Capítulo 4)**: Apresenta os materiais utilizados e a metodologia desenvolvida e implementada;
- **Resultados (Capítulo 5)**: Apresenta os resultados obtidos com a implementação do sistema;
- **Discussão (Capítulo 6)**: Apresenta a análise e discussão realizada com base nos resultados obtidos;
- **Conclusão (Capítulo 7)**: Apresenta as conclusões do trabalho e discussões sobre trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Essa seção tem como objetivo analisar e revisar os diferentes métodos disponíveis na literatura sobre a determinação da posição de um objeto em um determinado ambiente.

### 2.1 Método "Bat"

O modelo "Bat" é um dos exemplos típicos da literatura sobre a determinação da localização de objetos. Foi desenvolvido por [Ward, Jones e Hopper \(1997\)](#), que exploraram o conceito de tornar os computadores e dispositivos eletrônicos mais fáceis de serem usados com base em observações de quem ou o que estava ao seu redor. Para isso, os autores desenvolveram um método de determinar a localização de objetos que transmitem sinais de ultrassom.

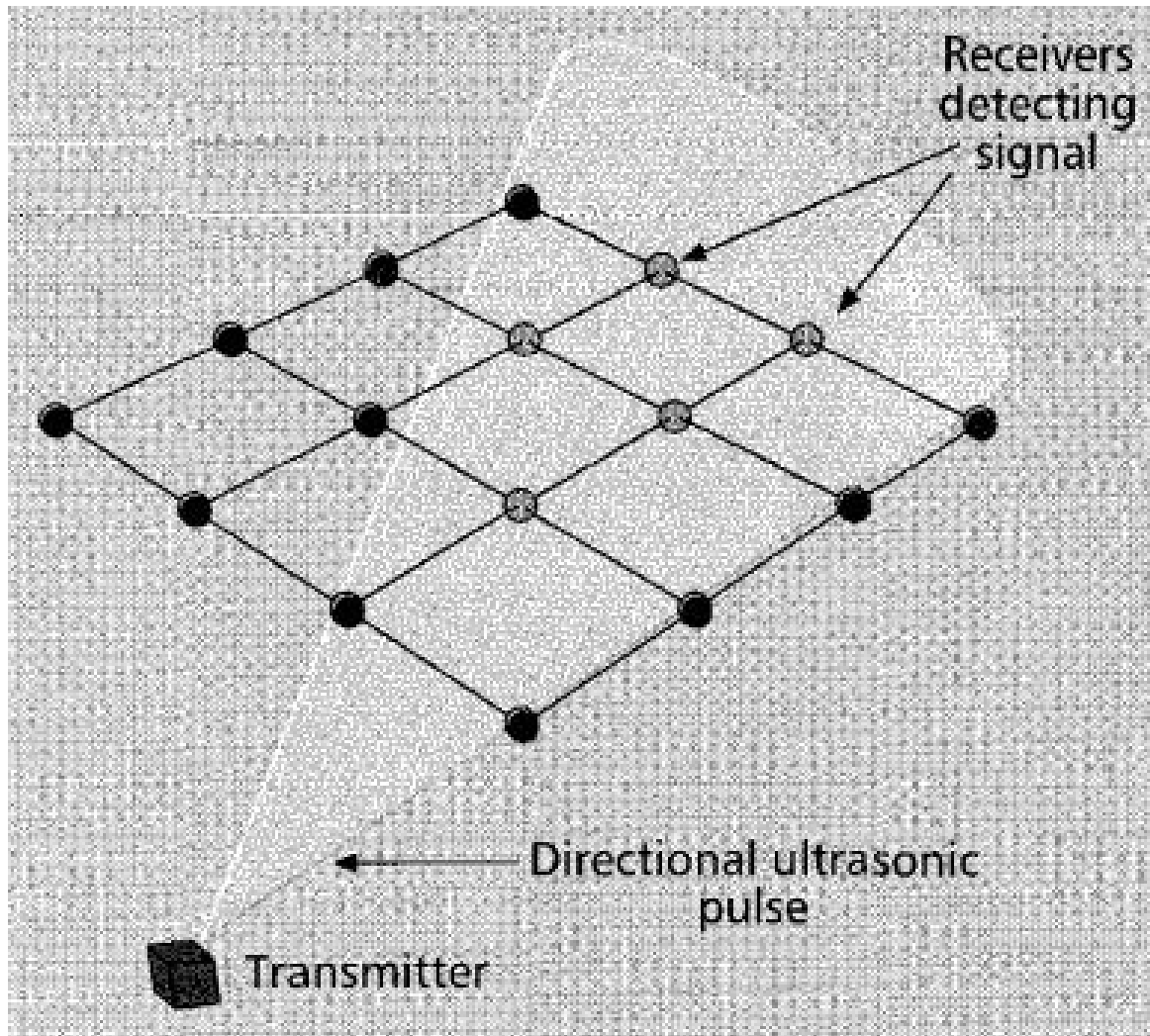
Nesse modelo, uma matriz de elementos receptores de sinais de ultrassom é montada no teto do determinado local. Tais receptores são dispostos em um determinado arranjo, com uma distância de 1,2 m de um para o outro. O protótipo desenvolvido pelos autores, ilustrado na [Figura 1](#), foi implementado com 16 receptores, numa grade quadrada 4 x 4. Cada receptor é individualmente endereçável e conectado a um computador, que realiza um controle centralizado do processo. O objeto a ser localizado possui um sistema de transmissão, composto de 5 transdutores de ultrassom. Além disso, seu sistema é capaz de receber um sinal de rádio.

O processo tem início, então, quando o sistema de controle envia um sinal de rádio a ser detectado pelo sistema de transmissão. Tal sinal é codificado com um identificador específico para cada sistema de transmissão, a fim de evitar o envio simultâneo de sinais por mais de um sistema. Com a detecção, um pulso de ultrassom é enviado pelos transdutores de transmissão do sistema. Ao mesmo tempo em que o sinal de rádio é enviado, o sistema de controle envia para os receptores um sinal de "reset". Em seguida, o sistema calcula o momento que cada receptor recebeu o pulso ultrassônico pela primeira vez, e obtém o intervalo de tempo entre o sinal de "reset" e a detecção do primeiro pulso (caso algum pulso tenha sido detectado).

Assim, obtido esse intervalo de tempo, basta subtrair dele o tempo de processamento do sistema, que pode ser empiricamente determinado, para obter o intervalo de tempo decorrente da transmissão do ultrassom. Cada distância individual é, então, calculada pelo produto deste intervalo de tempo pela velocidade do som no meio.

A posição do objeto pode ser, então, determinada pelo princípio da multilateração. Segundo tal princípio, a fim de se poder localizar a posição de um objeto em um espaço tridimensional, é necessário, no mínimo, de quatro informações sobre distância. Nesse

Figura 1: Disposição dos sensores no sistema "Bat"



Fonte: [Ward, Jones e Hopper \(1997\)](#)

método, entretanto, devido a imposição dos receptores estarem localizados no teto, e do transmissor estar abaixo do teto, a posição do transmissor pode ser determinada usando apenas três distâncias, desde que não sejam referentes a três receptores colineares, ao contrário das quatro distâncias necessárias pelo método convencional. Além disso, pode-se utilizar os dados adicionais obtidos para se refinar a estimativa da posição.

Por se tratar de uma aplicação que envolve todo o ambiente de uma sala, os autores analisaram casos nos quais pudesse haver algum obstáculo que impedisse o envio do sinal. Segundo eles, normalmente, o primeiro pico de sinal detectado por um receptor é devido ao primeiro pulso enviado pelo transmissor, o qual viaja ao longo de uma linha reta até o receptor. Este pulso chega antes de qualquer pulso que tenha sido refletido, já que estes devem percorrer caminhos mais longos. Ocasionalmente, no entanto, esse caminho direto pode ser bloqueado e o primeiro pulso recebido será proveniente de um pulso refletido. Assim, a distância medida será maior do que a distância real, acarretando em cálculo

impreciso da posição do transmissor.

Dessa maneira, os autores desenvolveram duas técnicas para identificar e eliminar essas medições de distância imprecisas. Primeiro notou-se que a diferença de duas distâncias obtidas não pode ser maior que a distância entre os receptores. Assim, se ao se comparar pares de medições for encontrado dois receptores cujos resultados não satisfazem este teste, pode-se afirmar que a maior das duas distâncias analisadas deve ser uma medida advinda de um pulso refletido. Pode-se, então, descartar esse resultado do conjunto de dados.

A segunda técnica baseia-se no uso do método conhecido como "Studentized residuals", que consiste em uma técnica de se identificar dados que estão muito fora do padrão, em relação aos outros. Por meio desse método, esses valores podem ser descartados antes de se calcular a posição do objeto.

Segundo os autores, tal sistema possui grande precisão, sendo que 95% das leituras realizadas localizavam-se a uma distância de até 14 cm da posição real. Já realizando-se uma média de dez leituras diferentes, tem-se que aproximadamente 95% dos valores obtidos localizavam-se a uma distância de até 8 cm da posição real.

O método "Bat" caracteriza-se por possuir um sistema de controle centralizado, permitindo que a informação sobre a posição de cada dispositivo pode ser acessada pelo sistema. Assim, os usuários devem ter a segurança de que essa informação será propriamente manejada.

O sistema "Constellation", desenvolvido por [Foxlin, Harrington e Pfeifer \(1998\)](#) traz uma abordagem que possui uma metodologia inversa. Nesse sistema, uma unidade móvel com vários transdutores de recepção aciona, por meio de um sinal infravermelho, uma infraestrutura composta de transdutores de transmissão. Tais transmissores estão localizados em pontos fixos e conhecidos do ambiente, e, ao receberem o sinal infravermelho, emitem um pulso ultrassônico. A partir da medição do tempo de envio do sinal infravermelho até a recepção do sinal ultrassônico, a unidade móvel pode calcular sua própria posição, com uma precisão de 5 mm.

Nota-se que ambos os métodos "Bat" e "Constellation" possuem uma característica em comum, que é a de que o dispositivo que deseja determinar a sua posição precisa enviar um sinal (no caso do sistema "Constellation", um sinal infravermelho) que será detectado por outros dispositivos. Isso compromete a privacidade do usuário que estiver utilizando determinado dispositivo.

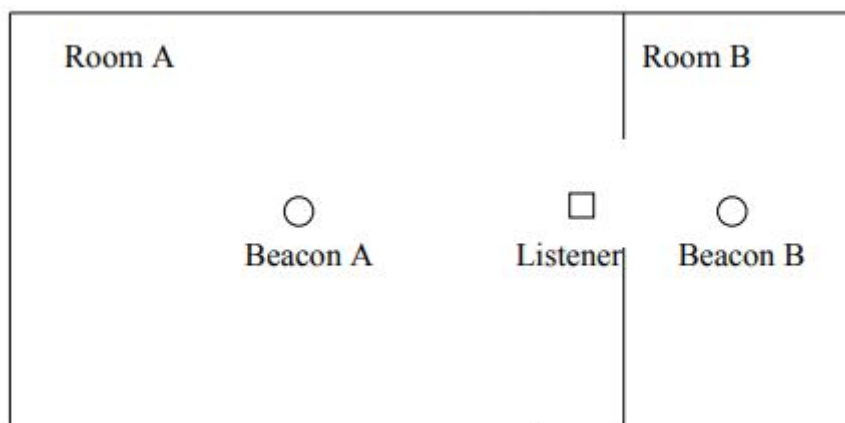
Considerando esse conceito de privacidade, o método "Cricket" foi desenvolvido, e está indicado a seguir.

## 2.2 Método "Cricket"

Seguindo o mesmo princípio de redes de conexão ubíquas, os autores [Priyantha, Chakraborty e Balakrishnan \(2000\)](#) desenvolveram uma técnica, denominada de "Cricket", cujo objetivo é fornecer um suporte sobre a localização física de determinados objetos.

Do mesmo modo que o método "Bat", tal técnica usa uma combinação de sinais de radiofrequência, RF, e de ultrassom para determinar a localização de determinados objetos. Os dispositivos transmissores são fixados em determinadas posições do espaço, de preferência locais que dificilmente serão obstruídos. Já os dispositivos receptores podem ser fixados em posições estáticas, ou podem ser móveis. O sistema que realiza o controle de cada dispositivo foi implementado pelos autores utilizando-se um microcontrolador PIC. A [Figura 2](#), a seguir, ilustra a implementação desse método em um determinado ambiente.

Figura 2: Implementação do sistema "Cricket"



Fonte: [Priyantha, Chakraborty e Balakrishnan \(2000\)](#)

Assim, nessa topologia, os dispositivos receptores podem inferir sua localização a partir do conjunto de sinais que recebem dos transmissores. O processo tem início quando o transmissor envia, simultaneamente, um sinal de radiofrequência, que contém a informação sobre a sua posição, adicionada de um identificador único; e um pulso de ultrassom. O receptor, então, obtém ambos sinais de radiofrequência e de ultrassom e correlaciona um com o outro, estimando a distância por meio da diferença entre o tempo de recepção do sinal de radiofrequência e o tempo de recepção do sinal ultrassônico.

Dessa maneira, se um dispositivo possui um transdutor receptor, ele pode constantemente atualizar a informação sobre sua posição, enquanto se move dentro de determinado edifício. Essa informação pode ser, posteriormente, enviada para um servidor, o qual atualiza as informações sobre os dispositivos dentro do edifício, em um mapa do sistema.

Enquanto a metodologia que utiliza a técnica "Bat" tem um sistema de controle central, que possui a informação da posição de todos os dispositivos do sistema, esse sistema

---

procura garantir a privacidade do usuário, uma vez que os dispositivos cuja localização deseja ser conhecida não transmitem nenhuma informação, apenas recebem. Isso implica, também, que o controle do sistema é descentralizado, uma vez que cada dispositivo calcula individualmente sua posição, podendo compartilhá-la depois, se assim desejar.

Esse método, entretanto, apresenta uma desvantagem em relação à sua coordenação. Como há o envio de sinais de ultrassom continuamente, podem ocorrer situações em que dois sinais transmitidos colidem, levando a medições erradas de distância pelos dispositivos receptores.

Para solucionar tal problema, os autores optaram por enviar os sinais em intervalos aleatórios, ao invés de manter um tempo fixo entre cada transmissão. Os sinais de radiofrequência utilizados pelos vários transmissores deveriam ser, também, comparáveis em sua intensidade, para que, caso houvesse colisão, o receptor pude-se ignorar esse evento, percebendo que o sinal recebido havia sido corrompido.

Além disso, os autores decidiram enviar um sinal de radiofrequência com tamanho de bits grande o suficiente para que o sinal de ultrassom chegasse enquanto o sinal de radiofrequência ainda estivesse sendo recebido. Desse modo, o sistema foi implementado com a espera de apenas um determinado período de tempo para a recepção do sinal de ultrassom, o que reduz a ocorrência de correlações erradas com outros sinais, ou pulsos refletidos.

De acordo com os autores, a implementação desse método é de baixo custo, além de ter um baixo consumo de energia. O sistema também apresenta um bom desempenho, embora haja uma ausência de coordenação entre os sinais de transmissão.

Uma abordagem similar foi utilizada por [Randell e Muller \(2001\)](#), que implementaram um sistema com quatro transdutores ultrassônicos colocados nos cantos do teto de uma sala, ligados a um controlador. O controlador envia um sinal de radiofrequência, e, então, cada um dos quatro transdutores ultrassônicos envia um pulso em sucessão. Por meio dessa metodologia, evita-se a colisão de sinais enviados pelos transmissores, uma vez que há um processamento central coordenando o momento adequado em que cada sinal deve ser enviado. Segundo os autores, o receptor estimava sua localização com precisão entre 10 a 25 cm.

Uma desvantagem da metodologia "Cricket", apontada por [Hazas e Ward \(2003\)](#), é a que esse sistema possui uma taxa de atualização mais lenta em relação à metodologia "Bat". Isso ocorre porque, na metodologia "Cricket", o número de atualizações possíveis em um determinado intervalo de tempo é limitado. Já que o sinal enviado por cada transmissor não pode colidir com o sinal enviado pelos outros, é necessário que o envio aconteça em tempos diferentes, o que compromete o desempenho deste sistema.

Dessa maneira, a fim de melhorar o desempenho do sistema, tais autores propõem o

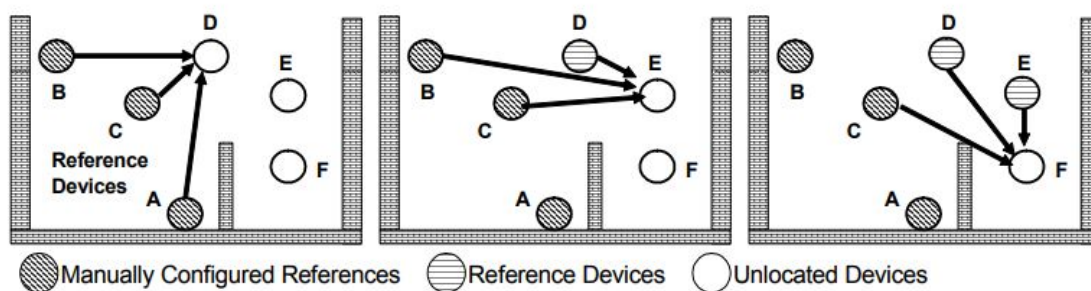
uso de um sistema no qual todos os transmissores são ativados simultaneamente. Assim, o sinal enviado por cada um deve estar codificado, para que os receptores possam diferenciar um transmissor do outro. Isso é realizado por meio da utilização de "Gold codes", para modular a frequência da portadora, e espalhar o espectro do sinal de transmissão. Assim, cada transmissor recebe um "Gold code" único, permitindo que os dispositivos de recepção possam distinguir um do outro. Essa metodologia, entretanto, por causar um espalhamento do espectro de frequência, requer que sejam utilizados transdutores de ultrassom de alta largura de banda. De acordo com os autores, em 95% dos casos, o sistema implementado possuía erro de até 5 cm em relação à posição real.

### 2.3 Método "Dolphin"

A partir dos métodos "Bat" e "Cricket", descritos anteriormente, [Minami et al. \(2004\)](#) desenvolveram um novo método de localização, denominado de "Dolphin", cujo objetivo é apresentar um sistema que realize a determinação das posições de dispositivos com um custo reduzido, em relação aos demais métodos existentes. Segundo os autores, tais métodos possuíam alto custo de implementação, sendo inviáveis em ambientes extensos.

Assim, os autores usaram o conceito de multilateração iterativa, no qual um determinado dispositivo, que pode estimar sua posição, se torna uma nova referência para outros dispositivos. Dessa maneira, vários objetos podem ser localizados, usando um menor número de referências pré-configuradas. A [Figura 3](#), a seguir, ilustra o método Dolphin seguindo o princípio da multilateração iterativa.

Figura 3: Implementação do sistema "Dolphin"



Fonte: [Minami et al. \(2004\)](#)

O método Dolphin, portanto, utiliza dispositivos que possuem transdutores de ultrassom bidirecionais, que realizam tanto as tarefas de enviar quanto de receber os sinais de ultrassom. Sinais de radiofrequência são novamente usados, a fim de se identificar qual é o dispositivo que está enviando a mensagem, e de se possibilitar o cálculo da distância.

Analisando a [Figura 3](#), tem-se que, no estado inicial, os dispositivos A, B e C possuem a informação de sua posição. O dispositivo D, recebendo sinais dos dispositivos

A, B e C, pode estimar a sua posição, e se tornar uma nova referência. Isso permite que o dispositivo E possa, também, calcular sua posição. Anteriormente, por possuir um obstáculo entre o caminho dos dispositivos A e E, essa estimação não era possível. Entretanto, a partir do momento em que D se torna uma referência, o dispositivo E pode receber um sinal advindo de B, C e D, o que torna possível o cálculo de sua posição. O mesmo vale para o dispositivo F, que calcula sua posição a partir dos sinais recebido por C, D e E.

Esse método, no entanto, possui a desvantagem de acumular erro. Como há certa imprecisão na estimação de cada posição, há uma propagação de erro no cálculo de posições que foram baseadas em outras estimativas. Além disso tal sistema foi implementado com a premissa de que todos os dispositivos são estáticos. O uso de dispositivos dinâmicos será, segundo os autores, tema para o trabalho futuro.



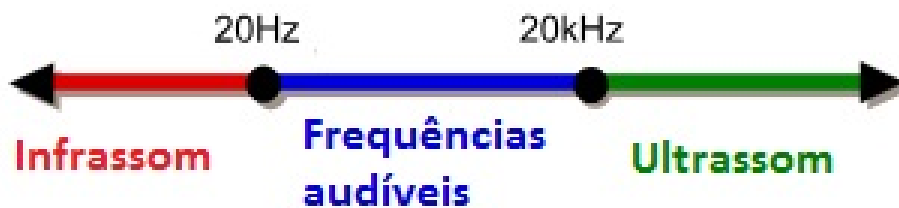
### 3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A seguir serão abordados alguns conceitos utilizados durante a realização deste trabalho.

#### 3.1 Ultrassom

O ultrassom consiste de uma onda sonora cujas frequências são maiores do que a do limite superior audível pelos seres humanos. Ele não é diferente do som audível quanto às suas propriedades físicas, exceto pelo fato de os humanos não conseguirem ouvi-lo. Esse limite varia de indivíduo para indivíduo, sendo de aproximadamente 20 kHz em jovens saudáveis. Assim, os dispositivos de ultrassom operam em frequências a partir de 20 kHz, até vários gigahertz (TEACH ENGINEERING, 2018). A Figura 4, a seguir, ilustra a classificação do som em relação à sua frequência.

Figura 4: Classificação do som em relação à sua frequência.



Fonte: Elaborada pelos autores

Segundo Hazas e Ward (2002), as pessoas criam sinais ultrassônicos por meio de suas ações cotidianas, embora raramente tenham consciência disso, já que o ultrassom é inaudível para seres humanos. Alguns exemplos incluem o tilintar de um lápis caindo sobre uma mesa, o barulho de alguém digitando no teclado de um computador ou o barulho de um saco de batatas fritas sendo aberto. Esses tipos de sons ocorrem com frequência em ambientes internos.

O ultrassom é usado em diferentes campos. Dispositivos ultrassônicos são usados, por exemplo, para detectar objetos e medir distâncias. Podem ser usados, também, em testes de produtos e estruturas, a fim de detectar falhas que são imperceptíveis por outros meios. Além disso, o ultrassom é usado para limpeza, mistura e aceleração de processos químicos.

Dessa maneira, dispositivos ultrassônicos foram amplamente utilizados para fins militares, como por exemplo a implementação de sonares. Os sonares detectam objetos

sob a água, como submarinos, e também medem a profundidade dos mares.

A ultrassonografia é frequentemente usada, também, em medicina. O diagnóstico por meio do ultrassom é mais seguro do que a radiação ionizante, como os raios-x. Dessa forma, é preferível em determinados tipos de exames, tais como os exames pré-natais.

Ademais, animais, como morcegos, golfinhos e mariposas, usam sinais de ultrassom que eles próprios emitem para auxiliar na sua locomoção e para localizar presas e obstáculos ([TEACH ENGINEERING, 2018](#)).

Conforme discutido na [Introdução](#), os sinais de ultrassom podem se propagar em ambientes com poeira, fumaça, névoa, vapor ou umidade, e a sua reflexão não depende da textura ou da cor do objeto, inclusive se o objeto for transparente.

### 3.1.1 Velocidade do som

A velocidade do som varia de substância para substância. O som é uma onda longitudinal, e sua propagação se dá pela compressão e expansão das moléculas do sistema, transferindo a energia acústica para as moléculas vizinhas, e assim por diante. Sendo assim, a velocidade do som consiste da velocidade de transmissão de uma perturbação através de um meio, e depende do estado físico do meio e de sua temperatura ([NASA, 2018](#)). De modo geral, o som viaja mais lentamente em gases, mais rapidamente em líquidos e mais rapidamente ainda em sólidos. Sendo o ultrassom um sinal utilizado em diferentes meios (a depender da aplicação), torna-se importante saber, com exatidão, sua velocidade de propagação para as diferentes substâncias em que o sensor pode se encontrar.

Com relação à temperatura, tem-se que, conforme há um aumento de temperatura, há, também, um aumento no grau de agitação das moléculas no meio, o que implica numa propagação mais rápida do som. Dessa maneira, tem-se que quanto maior a temperatura do meio, maior será a velocidade do som.

A propagação do som em meios gasosos se dá a partir da transmissão de distúrbios decorrentes das colisões entre as moléculas que se movem aleatoriamente nesse meio gasoso. A transmissão de uma pequena perturbação através de um gás consiste de um processo isentrópico (processo termodinâmico idealizado, caracterizado por ser adiabático e reversível), assim, as condições no gás são as mesmas antes e depois da perturbação passar. Como a velocidade da transmissão depende de colisões moleculares, a velocidade do som depende do estado do gás. A velocidade do som é uma constante para cada gás, e o valor dessa constante depende do tipo de gás (ar, oxigênio puro, dióxido de carbono, entre outros) e da temperatura do gás. Uma análise baseada na conservação de massa e momento mostra que a velocidade do som,  $v$ , é igual à raiz quadrada do coeficiente de expansão adiabática  $\gamma$  vezes a constante do gás,  $R$ , vezes a temperatura absoluta do meio,

T. A [Equação 3.1](#), a seguir, revela essa relação.

$$v = \sqrt{\gamma \cdot R \cdot T} \quad (3.1)$$

Sendo o coeficiente de expansão adiabático  $\gamma$  igual a 1,4 para o ar, a uma temperatura de 25° C; a constante do gás R igual a 286 m<sup>2</sup>/s<sup>2</sup>/K, para o ar; e a temperatura do meio igual a 25° C, equivalente a 298,15 K, tem-se que a velocidade do som v, para o ar, a uma temperatura de 25° C, é aproximadamente igual a 345,51 m/s.

A velocidade do som no ar pode ser influenciada, também, por sua umidade. Segundo [Brennan \(2018\)](#), a densidade do ar muda conforme a sua umidade. As moléculas de água são menos massivas do que as de oxigênio, nitrogênio ou de dióxido de carbono, o que implica que, com o aumento da concentração de água, há uma diminuição da densidade do ar. Dessa maneira, de acordo o autor, o som se propaga mais rapidamente em ambientes mais úmidos. A variação é, porém, pequena. O autor afirma que a velocidade do som é, aproximadamente, 0,35% mais rápida no ar com 100% de umidade, em relação ao ar com 0% de umidade.

Assim, vale ressaltar que efeitos de variação de temperatura e umidade, como a incidência de luz solar em uma determinada seção do ambiente, a presença de aquecedores e condicionadores de ar, ou o uso de umidificadores, são fatores que influenciam na velocidade do som ([PRIYANTHA; CHAKRABORTY; BALAKRISHNAN, 2000](#)).

### 3.1.2 Comprimento de onda do som

O comprimento de uma onda,  $\lambda$ , é definido como o período espacial de uma onda periódica, sendo assim, é a distância sobre a qual a forma da onda se repete. O comprimento de uma onda varia conforme o meio percorrido pela onda, e pode ser definido como a razão entre a velocidade da onda no meio e sua frequência, de acordo com o indicado na [Equação 3.2](#), a seguir.

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (3.2)$$

Sendo assim, considerando o meio que a onda de ultrassom percorre sendo o ar, tem-se que a sua velocidade de propagação, v, é igual a 345,51 m/s, e considerando que a sua frequência é de 40kHz, tem que o comprimento de onda,  $\lambda$ , é aproximadamente igual a 8,64 mm.

### 3.1.3 Aplicações com o ultrassom

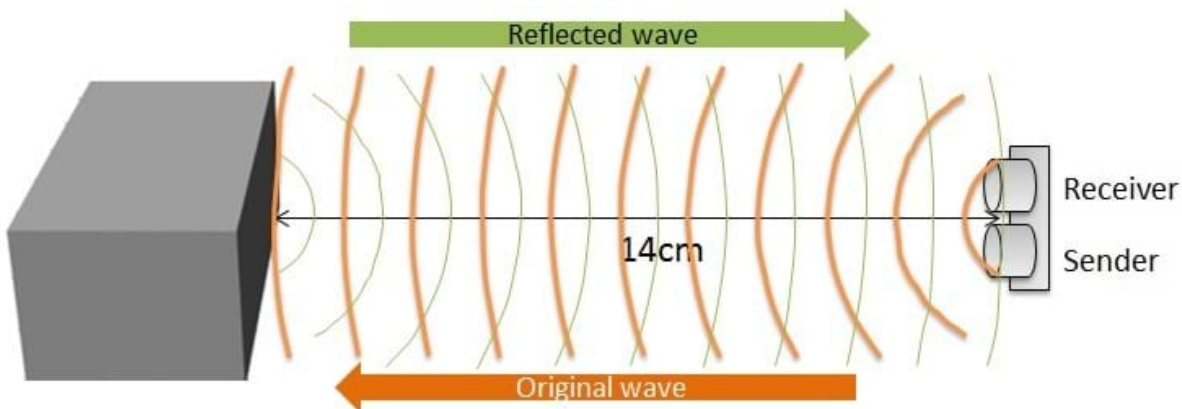
Para a detecção de objetos, os sensores de ultrassom são largamente utilizados a partir da recepção do eco gerado pela onda de transmissão. Tem-se o sensor que realiza a

transmissão, enviando o sinal de ultrassom, o qual reflete em uma determinada superfície e ecoa, podendo ser captado pelo sensor de recepção. Nesse modelo de aplicação, pode-se calcular a distância de determinado objeto a partir da metade do produto entre a velocidade do som e o tempo decorrido entre a transmissão e a recepção, uma vez que o som percorre essa distância duas vezes. A [Equação 3.3](#), a seguir, ilustra essa relação.

$$d = \frac{v_{som} \cdot t}{2} \quad (3.3)$$

Assim, para essas aplicações, o sensor de transmissão geralmente trabalha com baixos ângulos de transmissão do sinal, o que implica que o ultrassom é enviado para uma direção específica. O sensor de recepção também possui um ângulo de medição pequeno, recebendo apenas o sinal ecoado referente ao sinal transmitido, uma vez que ambos os sensores estão voltados para uma mesma direção. A [Figura 5](#), a seguir, ilustra um exemplo de sistema que utiliza essa aplicação.

Figura 5: Detecção de obstáculos a partir do eco gerado pelo ultrassom.



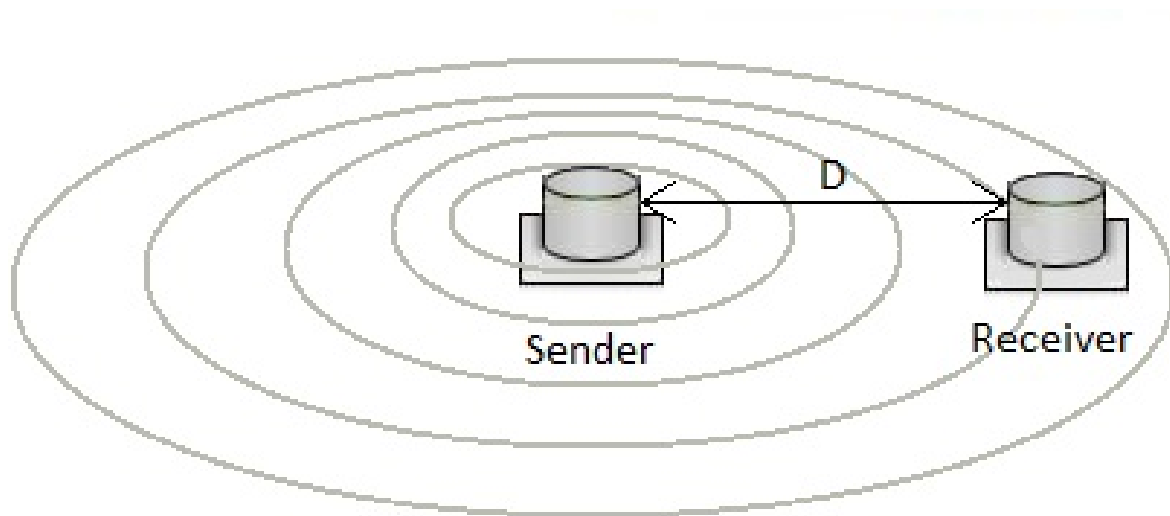
Fonte: [Teach Engineering \(2018\)](#)

Há, também, aplicações na qual o sensor de transmissão envia o sinal em um plano horizontal, com grande ângulo de direção, o qual é captado diretamente pelo sensor de recepção, que possui, também, um grande ângulo de recepção. Aplicações desse modelo tem como objetivo determinar a distância entre o ponto de transmissão e o ponto de recepção, a qual é determinada pelo produto entre a velocidade do som e o tempo decorrido entre a transmissão e a recepção, de acordo com o indicado na [Equação 3.4](#) a seguir.

$$d = v_{som} \cdot t \quad (3.4)$$

A [Figura 6](#), a seguir, ilustra um exemplo de sistema que utiliza essa aplicação.

Figura 6: Transmissão e recepção do sinal de ultrassom



Fonte: Elaborada pelos autores

### 3.2 Piezoelectricidade

A piezoelectricidade é uma característica física que alguns cristais possuem. Ela foi descoberta pelos irmãos Pierre e Jacques Curie em 1880, quando eles observaram que o quartzo mudava suas dimensões quando sujeito a um campo elétrico, e, analogamente, gerava carga elétrica quando fosse mecanicamente deformado (MSI, 2008).

Uma das primeiras aplicações práticas dessa tecnologia foi feita na década de 1920, por Langevin, que desenvolveu um transmissor e um receptor de quartzo para som subaquático, o primeiro sonar. Depois, pesquisadores descobriram que certos materiais de cerâmica poderiam produzir piezoelectricidade quando submetidos a uma alta tensão de polarização. Na década de 1960, cientistas descobriram um fraco efeito piezoelectrico no osso e no tendão de um baleia, o que deu início a uma intensa pesquisa para outros materiais orgânicos que pudessem exibir piezoelectricidade. Em 1969, Kawai descobriu atividade piezoelectrica de grande intensidade no fluoreto de polivinilideno (PVDF). Alguns outros materiais, como o nylon e o PVC, também exibem esse efeito, porém não com a mesma intensidade que o PVDF e seus polímeros. O PVDF é, também, um material piroelectrico, produzindo carga elétrica em resposta a uma mudança de temperatura. Além disso, absorve fortemente energia infravermelha nos comprimentos de onda de 7-20 $\mu\text{m}$  (MSI, 2008).

Materiais de filme piezoelectrico apresentam uma boa conversão de energia elétrica para mecânica, quando aplicados em altas frequências ultra-sônicas, como visto em projetos para transdutores de ultrassom no ar (40 - 50kHz) e em aplicações médicas de imagens ultrassônicas. Para aplicações no ar, a altura do filme piezoelectrico controla o ângulo

vertical do feixe e a curvatura e a largura controlam o padrão do feixe horizontal. Esses transdutores podem fornecer um campo de visão de até 360°, detectando, com alta resolução, objetos a alguns centímetros, até metros de distância. Para o sistema mecânico de ressonância, a estrutura irá auto-oscilar quando for aplicada uma tensão com frequência igual à frequência natural do material.

Já em relação à conversão de energia mecânica para elétrica, os materiais de piezofilme apresentam grande sensibilidade ao trabalho mecânico recebido, sendo um dos materiais que geram sinais de grande amplitude, quando excitados.

Segundo [Hazas e Ward \(2002\)](#), os transdutores de piezofilme são pequenos, possuem custo baixo, são mais robustos em relação aos transdutores eletrostáticos e têm uma ampla largura de banda. Esses transdutores, entretanto, possuem baixa sensibilidade, o que implica que, ao atuarem como transmissores, necessitam de altas tensões de alimentação, e ao atuarem como receptores, são sensíveis ao ruído.

### 3.3 Fator Q

O fator Q, ou fator de qualidade, é um parâmetro adimensional que descreve o amortecimento de um oscilador ou ressonador, caracterizando a sua largura de banda em relação à sua frequência central. O fator Q indica a perda de energia em relação à quantidade total de energia armazenada no sistema. Assim, quanto mais elevado o fator Q, menor é a taxa de perda de energia e, portanto, as oscilações se reduzem mais lentamente, ou seja, possuem um baixo nível de amortecimento, vibrando por mais tempo.

O fator Q pode ser calculado, portanto, pela razão entre a frequência central, e a largura de banda em 3dB ([ALL THINGS SENSORY, 2015](#)), de acordo com o ilustrado na [Figura 7](#) a seguir.

Dessa maneira, o fator Q é obtido conforme o indicado na [Equação 3.5](#), a seguir.

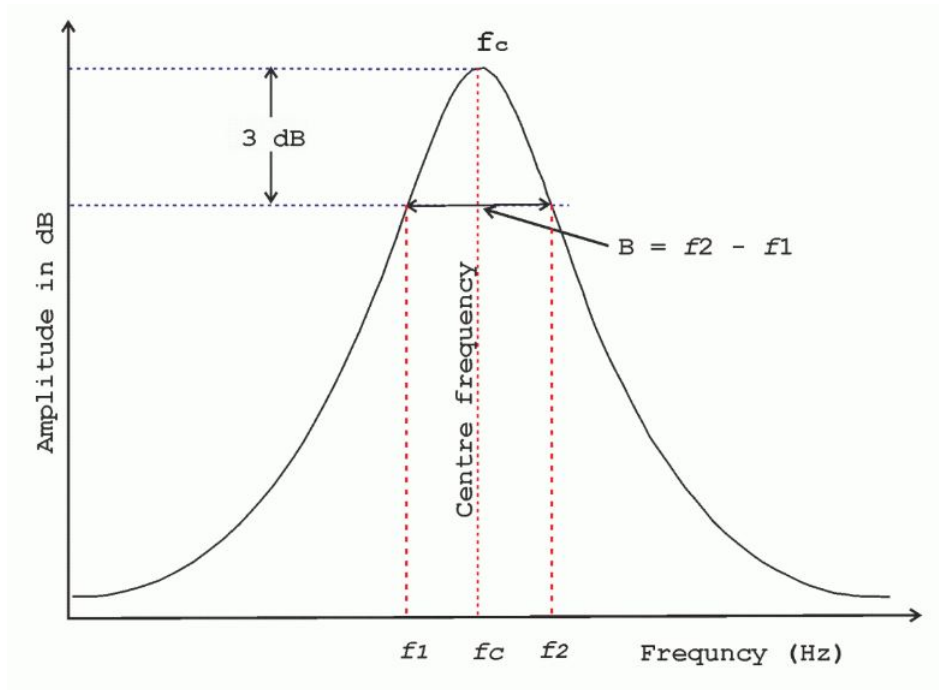
$$Q = \frac{f_c}{f_2 - f_1} \implies Q = \frac{f_c}{B} \quad (3.5)$$

### 3.4 Transformada de Fourier

#### 3.4.1 Transformada de Fourier para sinais com tempo contínuo ou discreto

A transformada de Fourier consiste dos coeficientes da série de Fourier, de um determinado sinal, na sua forma complexa, quando se considera o período da função a ser transformada tendendo a infinito (função aperiódica). Tem-se que a transformada de Fourier altera o domínio do tempo para o domínio da frequência, permitindo assim, análises alternativas do sinal a ser estudado, tais como a função de ganho de um sistema, ou o espectro de energia de uma determinada função. As [Equação 3.6](#) e [Equação 3.7](#), a

Figura 7: Determinação do fator Q.



Fonte: (ALL THINGS SENSORY, 2015)

seguir, ilustram a transformada de Fourier para uma função contínua  $x(t)$ , genérica, e a sua transformada inversa, respectivamente (OPPENHEIM; WILLSKY, 2010).

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.6)$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (3.7)$$

As Equação 3.8 e Equação 3.9, a seguir, ilustram, respectivamente, a transformada de Fourier e a transformada de Fourier inversa para um sinal discreto  $x[n]$ , genérico.

$$X_{2\pi}(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j\omega n} \quad (3.8)$$

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{(2\pi)} X_{2\pi}(e^{j\omega})e^{j\omega n} d\omega \quad (3.9)$$

Em que  $X_{2\pi}(e^{j\omega})$  indica que o espectro de  $X(e^{j\omega})$  é repetido em um período de  $2\pi$  (MACIEL, 2016).

### 3.4.2 Transformada Discreta de Fourier

A transformada discreta de Fourier, TDF, consiste da transformada de Fourier de um sinal discreto no tempo, com um comprimento finito igual a N amostras e com

frequências calculadas sobre um conjunto finito de valores, que são múltiplos inteiros de um valor de frequência fundamental, dado por  $\frac{2\pi}{N}$ . Como é adotado um conjunto discreto de frequências, tem-se a suposição de que o sinal é periódico com período correspondente ao número de amostras (MACIEL, 2016).

As Equação 3.10 e Equação 3.11, a seguir, ilustram o par de equações relativas à equação de análise e de síntese, respectivamente, da transformada discreta de Fourier para um sinal discreto  $x[n]$ , genérico.

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (3.10)$$

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k]e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (3.11)$$

### 3.4.3 O algoritmo FFT - Fast Fourier Transform

O algoritmo Cooley-Tukey foi desenvolvido em 1965 e é um dos algoritmos de FFT mais comuns. Ele re-expressa a transformada discreta de Fourier de tamanho  $N = N_1N_2$  em termos de  $N_1$  transformadas discretas de Fourier menores de tamanho  $N_2$ , recursivamente. Isso é realizado explorando as propriedades de simetria que a transformada discreta de Fourier possui, diminuindo o número de operações que seriam realizadas para  $N \log_2 N$  (COOLEY; LEWIS; WELCH, 1967).

### 3.4.4 Janelamento de sinais - Janela Triangular-Bartlett

Em aplicações envolvendo a amostragem de sinais, geralmente tem-se disponível apenas uma quantidade finita do sinal, referente a uma forma de onda truncada, a qual possui características espectrais diferentes do sinal original. Devido a essa descontinuidade, há perda da informação espectral original.

O janelamento de sinais é uma técnica simples de aumentar as características espectrais de um determinado sinal amostrado. Ao analisar uma sequência de dados finita obtidas por meio da transformada de Fourier, ou outro método de análise espectral, a aplicação do janelamento do sinal reduz as margens de transição em formas de onda truncadas, minimizando, assim, a perda espectral.

Desse modo, existem diversas razões para a utilização do janelamento de sinais, como por exemplo: a definição da duração do período de observação do sinal; a redução da perda espectral; e a separação de um sinal de pequena amplitude de um sinal de grande amplitude com frequências muito próximas uma das outras (ANDRADE; SOARES, 2000).

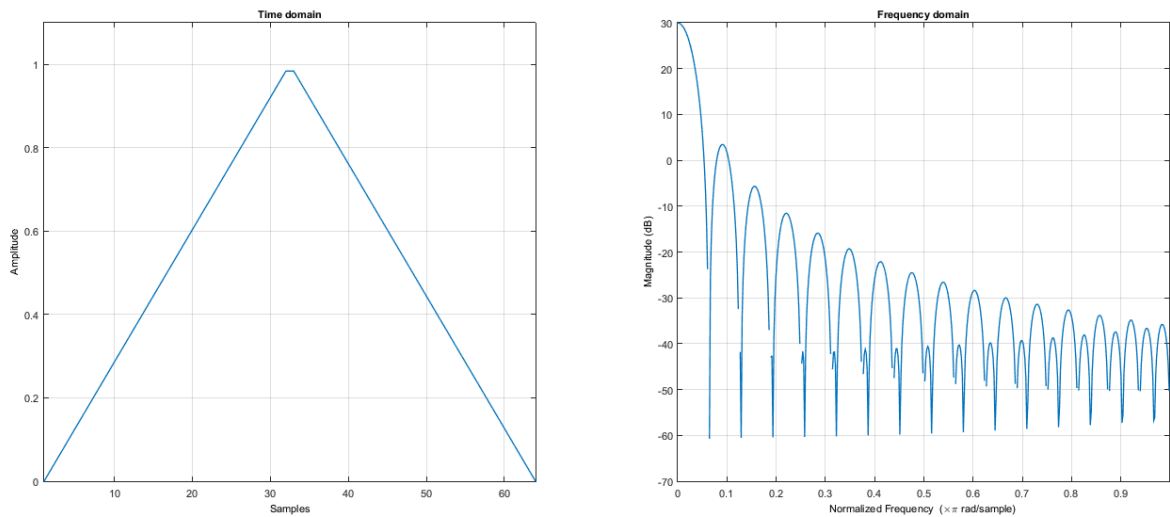
A janela triangular de Bartlett é um exemplo de janela usada nessas aplicações, e é definida segundo a [Equação 3.12](#) a seguir.

$$w(n) = \begin{cases} \frac{2n}{N}, & 0 \leq n \leq \frac{N}{2} \\ 2 - \frac{2n}{N}, & \frac{N}{2} \leq n \leq N \end{cases} \quad (3.12)$$

O comprimento da janela,  $L$ , é dado por  $L = N + 1$ .

A [Figura 8](#) a seguir ilustra uma janela de Bartlett de 64 amostras, primeiramente no domínio do tempo e, depois, no domínio da frequência.

Figura 8: Janela de Bartlett no domínio do tempo e no domínio da frequência.



Fonte: Elaborada pelos autores

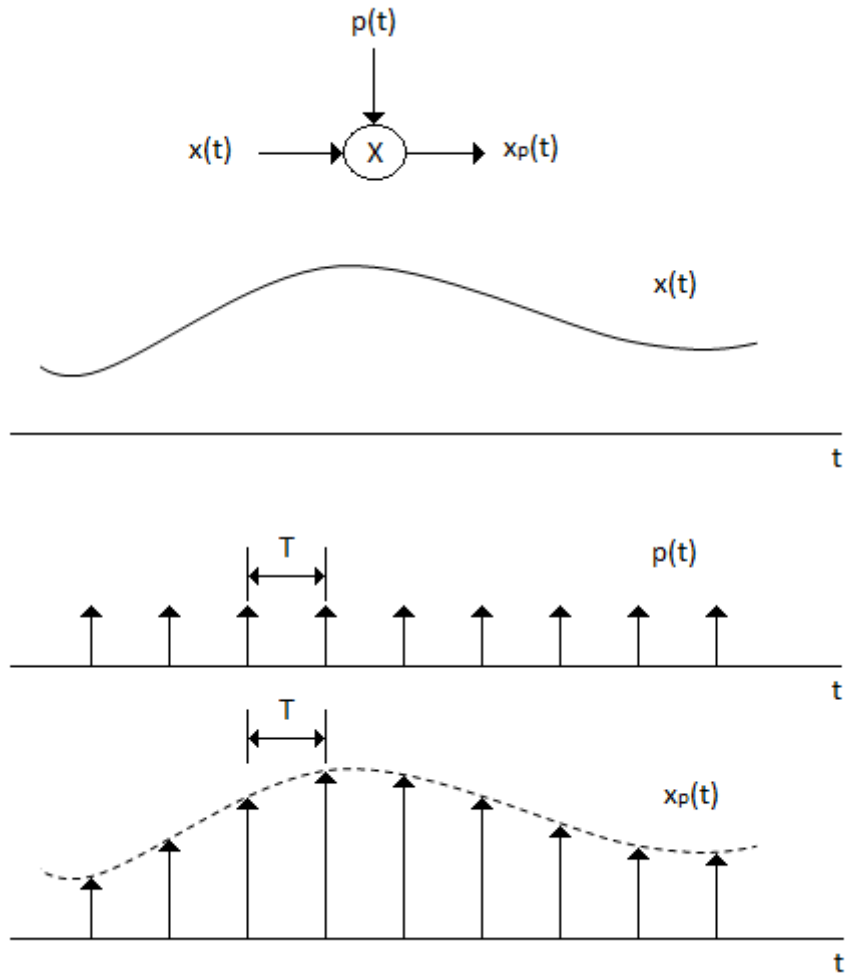
### 3.5 Teorema da Amostragem

Respeitando determinadas condições, um sinal de tempo contínuo pode ser completamente representado por amostras uniformemente espaçadas no tempo, sem que haja a perda de nenhuma informação do sinal original. Essa propriedade vem de um resultado conhecido como teorema da amostragem ([OPPENHEIM; WILLSKY, 2010](#)).

Dessa maneira, para desenvolver o teorema da amostragem, é necessário representar de forma conveniente a amostragem de um sinal de tempo contínuo em intervalos regulares. Um método para realizar isso é aplicando a amostragem por trem de impulsos. A [Figura 9](#), a seguir, ilustra esse procedimento, no qual o sinal em tempo contínuo é denotado por  $x(t)$ , o trem de impulsos por  $p(t)$ , e o sinal resultante por  $x_p(t)$ .

O espectro do sinal amostrado com uma frequência de amostragem,  $\omega_A$ , consiste de uma sobreposição de réplicas deslocadas de  $X(j\omega)$ , de acordo com o ilustrado na [Figura 10](#),

Figura 9: Amostragem por trem de impulsos



Fonte: Elaborada pelos autores

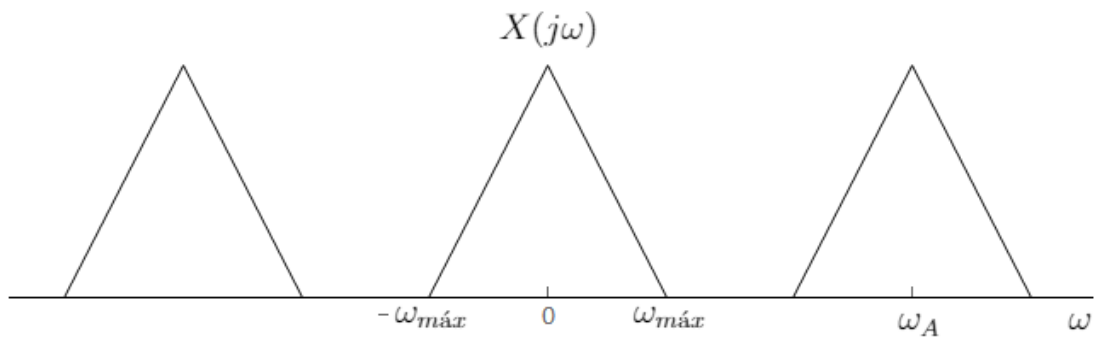
uma vez que um trem de impulsos no domínio do tempo equivale a um trem de impulsos no domínio da frequência.

O teorema da amostragem, conhecido também como teorema de Nyquist, impõe que, para realizar a amostragem de um sinal sem que nenhuma informação seja perdida, devem ser obedecidas duas imposições:

1. O sinal deve possuir banda limitada, ou seja, em seu domínio de frequência deve haver um valor de frequência máxima,  $\omega_{m\acute{a}x}$ , a partir do qual o espectro passa a ter amplitude zero.
2. A frequência de amostragem,  $\omega_A$  deve ser maior que o dobro da frequência máxima do domínio de frequência,  $\omega_{m\acute{a}x}$ ,  $\omega_A > 2 \cdot \omega_{m\acute{a}x}$ .

Se essas duas imposições forem obedecidas, um sinal contínuo no tempo pode ser

Figura 10: Espectro do sinal amostrado



Fonte: Elaborada pelos autores

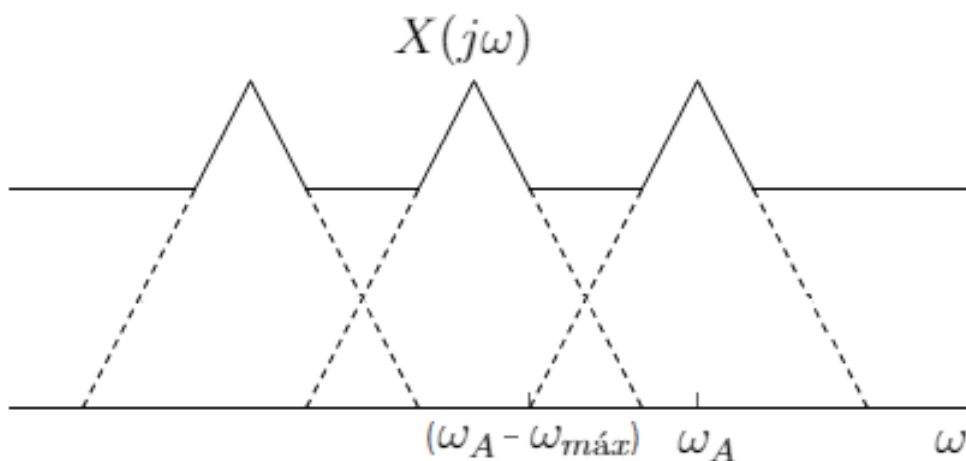
completamente recuperado a partir de uma sequência de suas amostras, ou seja, um sinal de tempo contínuo pode ser representado por um sinal de tempo discreto.

### 3.5.1 Aliasing

Caso seja feita a amostragem de um sinal, e não seja obedecido o [Item 2](#) das condições do teorema de Nyquist, ou seja, caso a frequência de amostragem  $\omega_A$  seja menor ou igual do que o dobro da frequência máxima do sinal,  $\omega_{m\acute{a}x}$ , haverá distorção do sinal original quando ele for recuperado a partir de sua discretização.

A [Figura 11](#) a seguir, ilustra porque tal fenômeno ocorre.

Figura 11: Ocorrência de Aliasing



Fonte: Elaborada pelos autores

Percebe-se que a sobreposição dos espectros no domínio da frequência acaba por

distorcer a informação do espectro original, o que impossibilita a obtenção da informação do sinal original.

### 3.6 Princípio de Multilateração

A multilateração é um método usado para determinar a posição de um objeto a partir da medição das distâncias entre esse objeto e outras referências fixas (KAPOOR et al., 2016).

Em um exemplo de aplicação, um objeto que possui uma distância genérica "d" de uma determinada referência (cuja posição é conhecida), deve estar localizado em algum lugar de uma esfera de raio "d", centrada nessa referência. Dessa maneira, em um espaço tridimensional, são necessárias, no mínimo, quatro dessas esferas, situadas em torno de quatro pontos de referências, a fim de se localizar a posição de um determinado objeto. Tais referências não podem, entretanto, estar em uma posição coplanar, e não podem ser colineares em grupos de três. Se essa condição for obedecida, as esferas vão se cruzar em um único ponto, referente à posição do objeto. A Figura 12, a seguir, ilustra esse conceito.

Figura 12: Princípio de multilateração para um espaço tridimensional



Fonte: GIS Geography (2018)

No entanto, em determinadas aplicações, como ocorre em sistemas que utilizam sinais de GPS, por exemplo, o conhecimento de que um determinado objeto não pode estar

em uma determinada posição do espaço pode simplificar o sistema. Essa simplificação ocorre em relação ao uso de um menor conjunto de pontos de referências, a fim de determinar a posição de um objeto.

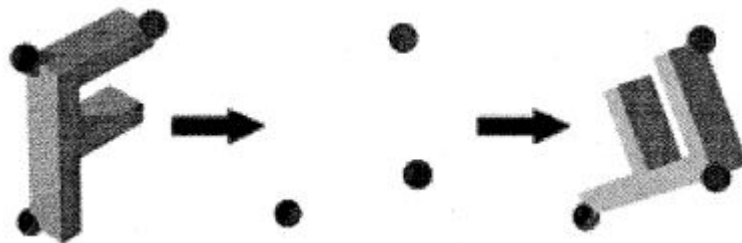
Para rastrear um determinado dispositivo, sabendo que ele localiza-se na Terra, são necessários apenas 3 satélites de GPS para determinar sua posição, num processo conhecido como trilateração. Utilizando-se apenas 3 satélites, tem-se, como retorno desse sistema, a informação de dois pontos distintos, que estão localizados em distâncias iguais em relação ao plano formado pelos 3 satélites. Sabe-se, entretanto, que o dispositivo está na Terra, portanto, um dos valores que foi calculado pode ser descartado, porque estará situado fora do planeta.

Esse mesmo conceito se repete em outras diferentes implementações, tais como o método "Bat" (WARD; JONES; HOPPER, 1997), descrito na [Revisão Bibliográfica](#).

O conceito de multilateração, entretanto, vai mais adiante. Esse processo pode utilizar a quantidade de informações de distância que sejam suficientes para se determinar com precisão uma determinada posição. Desse modo, são feitas medidas adicionais e redundantes, com o intuito de refinar o processo, e torná-lo mais preciso.

Além disso, esse método pode ser usado para se determinar a orientação de um objeto. Se três dispositivos forem instalados em um objeto, em três pontos não colineares, a partir do cálculo da posição de cada dispositivos, pode-se obter a orientação do objeto, conforme ilustrado na [Figura 13](#), a seguir.

Figura 13: Determinação da orientação de um objeto



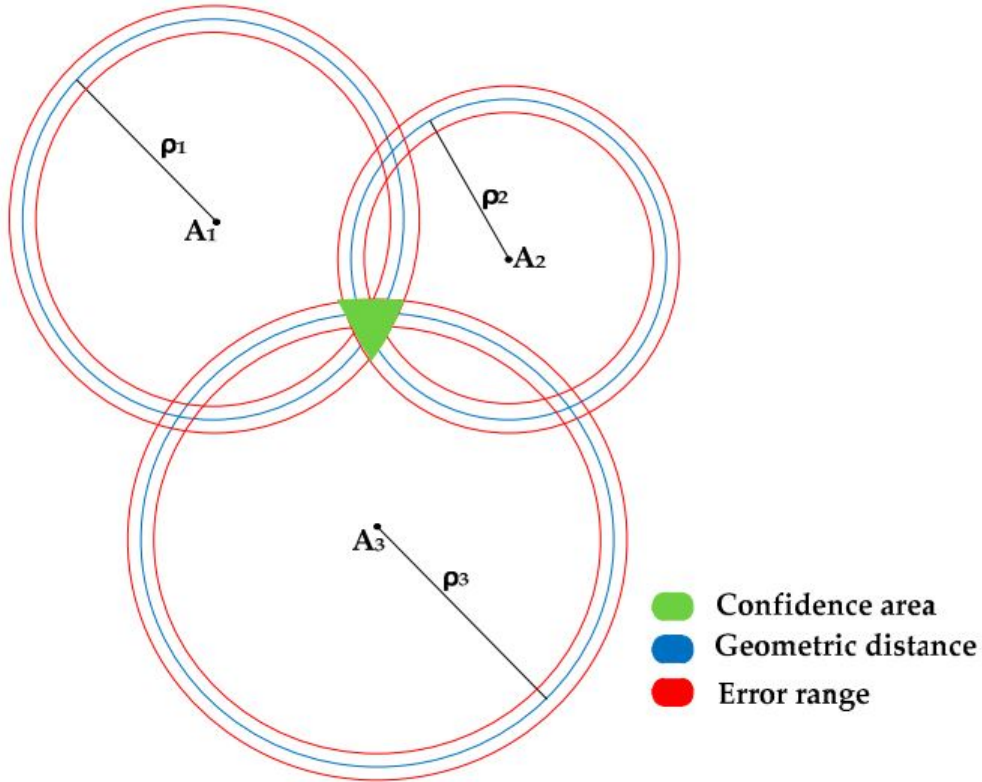
Fonte: [Ward, Jones e Hopper \(1997\)](#)

Em um espaço bidimensional, a multilateração requer pelo menos três valores de distâncias medidos entre um determinado objeto e um ponto de referência. Segundo [Kapoor et al. \(2016\)](#), esses pontos de referência não podem ser colineares e sua posição deve ser fixa e conhecida, a fim de se obter uma maior precisão.

Com a realização das medidas, a localização do objeto pode ser determinada a partir da intersecção de três circunferências, cujos centros geométricos coincidem com as posições dos pontos de referência. A distância medida entre o objeto e um determinado ponto de referência é representada pelos raios dessas circunferências. A [Figura 14](#), a seguir,

retrata esse princípio.

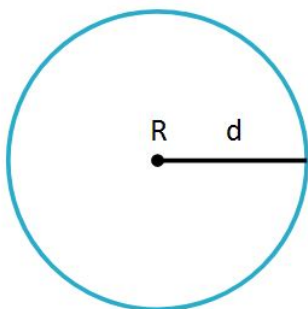
Figura 14: Princípio de multilateração para um espaço bidimensional



Fonte: Kapoor et al. (2016)

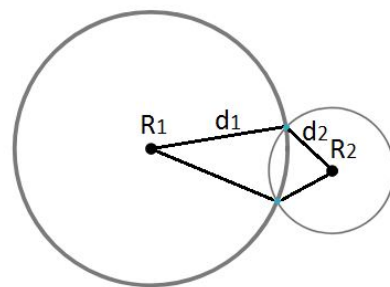
Dessa maneira, com a informação de apenas uma distância, sabe-se somente que o objeto está localizado em algum lugar da circunferência cujo centro geométrico é a posição do ponto de referência, e cujo raio é a distância em questão, de acordo com o ilustrado na [Figura 15](#). Já, com a informação de dois valores de distância, tem-se duas posições possíveis para a localização do objeto, de acordo com o ilustrado na [Figura 16](#).

Figura 15: Posições possíveis com uma distância



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 16: Posições possíveis com duas distâncias



Fonte: Elaborada pelos autores.

Já para a situação em que tem-se disponível a informação de três valores de distância, pode-se determinar a posição do objeto a partir das [Equação 3.13](#), [Equação 3.14](#) e [Equação 3.15](#), indicadas a seguir.

$$(x_o - x_{r1})^2 + (y_o - y_{r1})^2 = d_1^2 \quad (3.13)$$

$$(x_o - x_{r2})^2 + (y_o - y_{r2})^2 = d_2^2 \quad (3.14)$$

$$(x_o - x_{r3})^2 + (y_o - y_{r3})^2 = d_3^2 \quad (3.15)$$

Sendo  $x_o$  e  $y_o$  as coordenadas do objeto,  $x_{rn}$  e  $y_{rn}$  as coordenadas da referência "n" e  $d_n$  a distância entre o objeto e a referência "n".



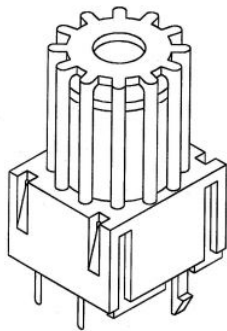
## 4 DESENVOLVIMENTO

Este capítulo tem como objetivo apresentar os dispositivos utilizados e a metodologia desenvolvida e implementada para a realização deste trabalho.

### 4.1 Materiais Utilizados

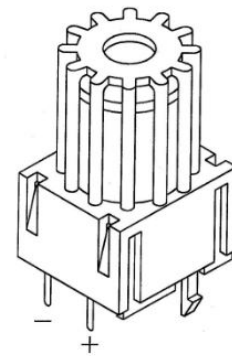
Para a implementação de um sistema que pudesse determinar a distância e a posição de objetos, utilizou-se os sensores de ultrassom da empresa Measurement Specialties, MSI. O sensor de transmissão de 40kHz, com numeração 1005853-1, modelo US40KT-01 e o sensor de recepção de 40kHz, com numeração 1005856-1, modelo US40KR-01. Além disso, utilizou-se o driver eletrônico disponível para o transmissor, produzido pela própria MSI, cuja numeração é 1005855-1, modelo USDE-01. A representação de tais componentes, obtidas pelo datasheet, está ilustrada nas [Figura 17](#), [Figura 18](#) e [Figura 19](#), respectivamente, a seguir.

Figura 17: Representação do transmissor de 40kHz.



Fonte: [MSI \(2001a\)](#).

Figura 18: Representação do receptor de 40kHz.



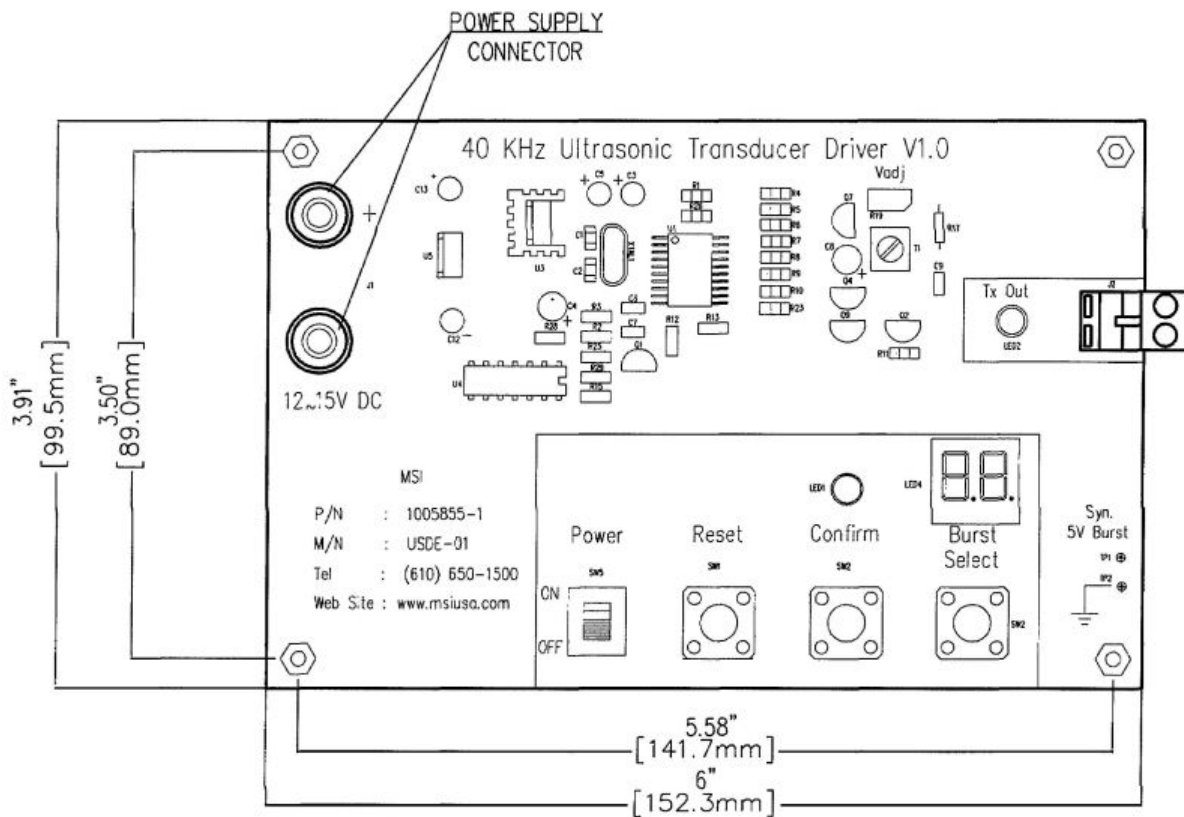
Fonte: [MSI \(2001b\)](#).

As [Figura 20](#), [Figura 21](#) e [Figura 22](#), a seguir, são dos dispositivos utilizados em laboratório.

As especificações e características do transmissor e do receptor estão indicadas no [Quadro 1](#), do [Anexo A](#).

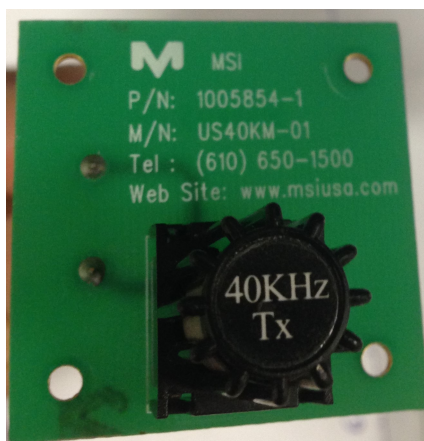
Pelo [Quadro 1](#), pode-se perceber que há a necessidade de uma alta tensão de acionamento do transmissor. Assim, torna-se necessário o uso de um transformador, para que possa haver um ganho de tensão sem a necessidade de alimentar o circuito com altos valores de tensão.

Figura 19: Representação do driver eletrônico do transmissor.



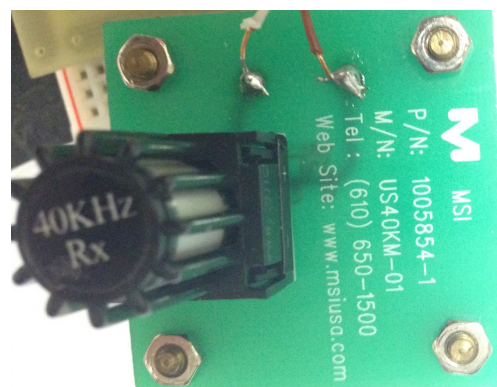
Fonte: MSI (2001a).

Figura 20: Transmissor de 40kHz.



Fonte: Elaborada pelos autores.

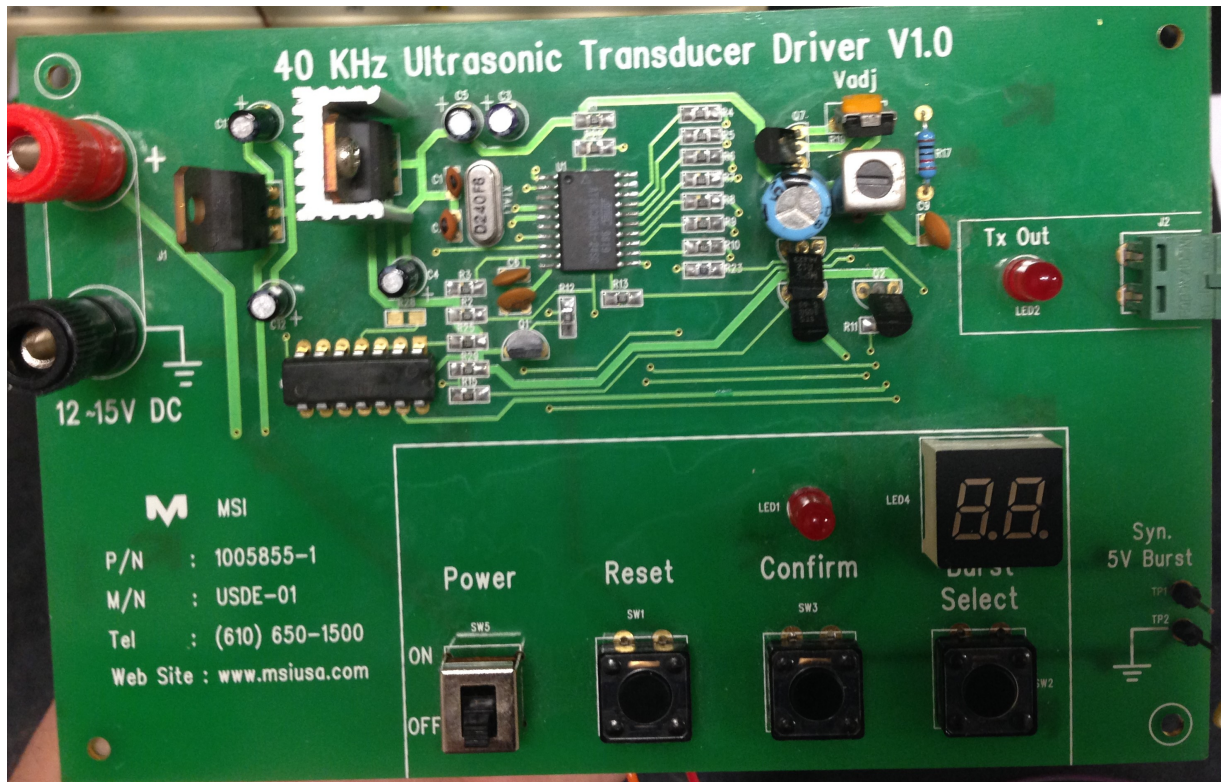
Figura 21: Receptor de 40kHz.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Além disso, nota-se o valor do fator de ressonância  $Q$  de cada transdutor, obtido pela razão entre a frequência de ressonância e a largura de banda.

Figura 22: Driver eletrônico do transmissor.



Fonte: Elaborada pelos autores.

#### 4.1.1 Circuito do Transmissor

O diagrama elétrico do driver eletrônico utilizado para a transmissão está ilustrado na [Figura 94](#), no [Anexo D](#).

Vale ressaltar que em tal diagrama há dois capacitores nomeados como "C5". Um desses capacitores, que está em paralelo com a chave "SW1 - Reset" e possui valor  $4,7\mu F / 16V$ , foi nomeado incorretamente, e corresponde ao capacitor "C3" do circuito.

Tal circuito possui um microcontrolador, AT89C2051, produzido pela Atmel, responsável por gerar formas de ondas com o intuito de excitar o transmissor. São geradas ondas quadradas, com um número de pulsos podendo variar de 1 até 20, a depender da escolha do usuário. Os pulsos são gerados com uma frequência de 40 kHz, possuindo, portanto, um período de  $25\mu s$ . Entre um conjunto de pulsos e outro, tem-se um intervalo de aproximadamente 19,6 ms, no qual o sinal mantém-se em nível baixo. O sinal é, portanto, enviado continuamente, alternando entre um período no qual são gerados os pulsos, e outro no qual o sinal possui nível baixo.

O sinal gerado pelo microcontrolador pode ser monitorado a partir do pino de saída "TP1". Tal sinal é direcionado para um circuito com transistores, a fim de excitar o transdutor de transmissão.

O driver eletrônico possui 4 diferentes botões, denominados "Power", "Reset", "Confirm" e "Burst Select". O botão "Power" é um interruptor cuja função é ligar ou desligar o sistema. Quando ligado pela primeira vez, o driver começa a funcionar, enviando um sinal com 20 pulsos como modo padrão. O número de pulsos é mostrado em um conjunto de dois displays de sete segmentos. Os demais botões são push buttons (botões de pressão). O botão "Burst Select" tem como função determinar o número de pulsos a ser enviado. Cada vez que é pressionado, aumenta-se em uma unidade a quantidade de pulsos. Caso o número atual seja de 20 pulsos, ao se pressionar o "Burst Select" a contagem volta para 1. Quando esse botão é pressionado, o sinal para de ser gerado temporariamente, até que o número desejado de pulsos seja escolhido. Deve-se, então, pressionar o botão "Confirm" a fim de que a geração de pulsos volte a ocorrer, com o número de pulsos previamente atribuído. Por fim, o botão Reset tem como função parar a geração de pulsos enquanto estiver pressionado, e selecionar o valor padrão de 20 pulsos para serem enviados, assim que não estiver sendo mais pressionado.

É possível notar a presença de um transformador, T1, responsável por aplicar um ganho de tensão, a fim de que o transmissor possa ser excitado com a magnitude de tensão necessária.

Ademais, o circuito possui reguladores de tensão de 9V e 5V, dois LEDs, um para indicar que o driver eletrônico está ligado, e outro para indicar se os pulsos estão sendo gerados, ou se o sistema está em espera.

## 4.2 Circuitos Implementados

### 4.2.1 Circuito do Receptor

Para o circuito do receptor, foram analisados dois circuitos de pré-amplificação diferentes, um implementado de acordo com um circuito disponível no datasheet do receptor, e outro com o uso do amplificador operacional OPA2356.

Após esse estágio de pré-amplificação, foi implementado um circuito de amplificação e um comparador de tensão.

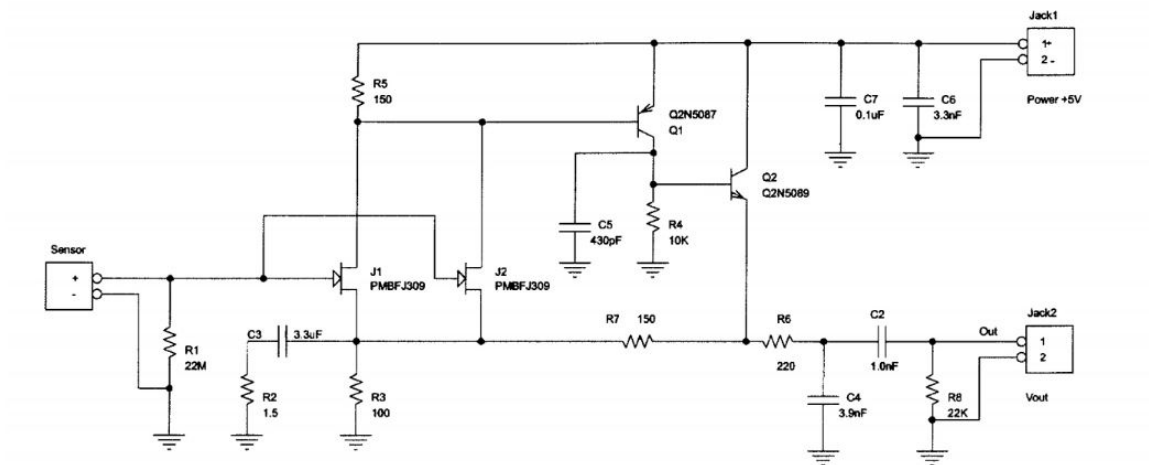
#### 4.2.1.1 Circuitos de Pré-Amplificação

O circuito implementado conforme o proposto pelo datasheet do receptor está ilustrado na [Figura 23](#) a seguir.

Segundo os dados do fabricante ([MSI, 2001b](#)), o ganho de tal circuito é de 31 dB, com impedância de entrada de 22 M $\Omega$  e impedância de saída de 22 k $\Omega$ .

Pela indisponibilidade dos transistores PMBFJ309, Q2N5087 e Q2N5089, foram analisados outros transistores equivalentes a fim de substituí-los. Assim, foram utilizados os transistores 2N3819, BC327 e BC337, respectivamente, no lugar dos citados anteriormente.

Figura 23: Diagrama do circuito de pré-amplificação do receptor, conforme indicado no datasheet

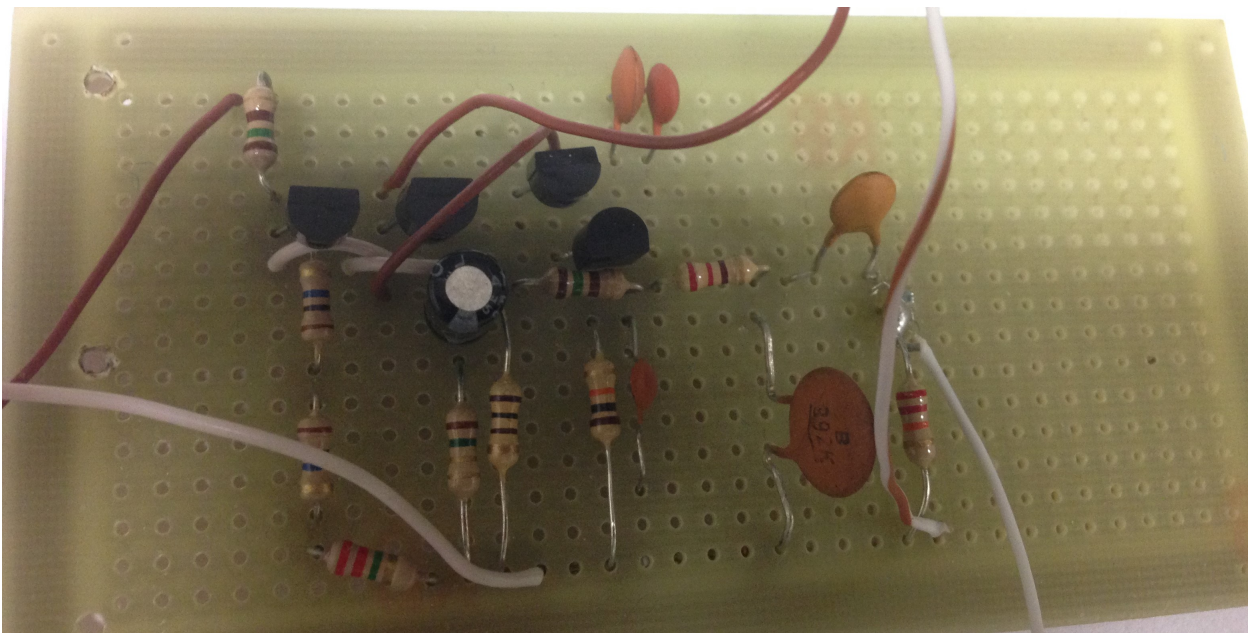


Fonte: MSI (2001b).

Os Anexo G, Anexo H e Anexo I indicam, respectivamente, as especificações desses dispositivos.

A Figura 24, a seguir, ilustra o circuito de pré-amplificação do receptor implementado em laboratório.

Figura 24: Circuito de pré-amplificação implementado do receptor, conforme indicado no datasheet



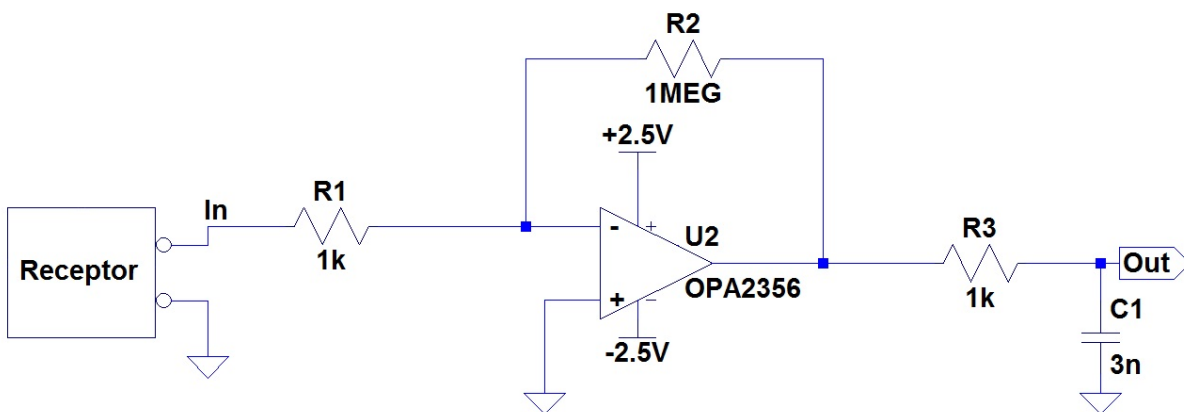
Fonte: Elaborada pelos autores.

O circuito implementado com o OPA2356 está indicado na Figura 25, a seguir. O

Anexo J indica as especificações deste dispositivo.

O dispositivo eletrônico OPA2356 consiste de um amplificador operacional CMOS, com largura de banda de 200 MHz, projetado para diferentes aplicações, entre elas as que utilizam sinais ultrassônicos (TEXAS INSTRUMENTS, 2001). Sua alimentação máxima limita-se a + 2,75 V e - 2,75 V.

Figura 25: Diagrama do circuito de pré-amplificação do receptor, implementado com o amplificador OPA2356



Fonte: Elaborada pelos autores.

Percebe-se que tal circuito consiste de um amplificador inversor, com ganho de 1000 V/V, e de um filtro passa-baixas, cuja frequência de corte é, aproximadamente, de 53 kHz. Utilizou-se um valor de ganho alto porque a tensão de saída do transdutor é de baixa amplitude. Implementou-se um filtro passa-baixas a fim de reduzir o ruído na saída, atenuando sinais cuja frequência fosse muito elevada, e distante do valor de operação do transdutor, de 40 kHz.

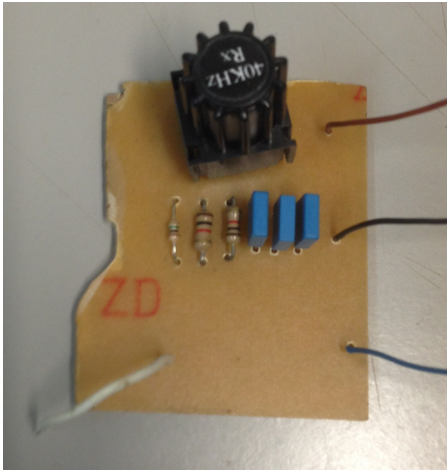
As Figura 26 e Figura 27, a seguir, ilustram o circuito com o OPA2356 implementado em laboratório. A capacitância de 3 nF foi obtida a partir da associação em paralelo de três capacitores de 1 nF.

A subseção 4.6.1 traz uma simulação realizada por meio do software LTspice IV, com o intuito de analisar o desempenho desse circuito de pré-amplificação. Para isso, foi utilizado o componente OPA355, devido à ausência do OPA2356 na biblioteca do software. Ambos componentes são, entretanto, similares.

#### 4.2.1.2 Circuito de Amplificação e Comparador de Tensão.

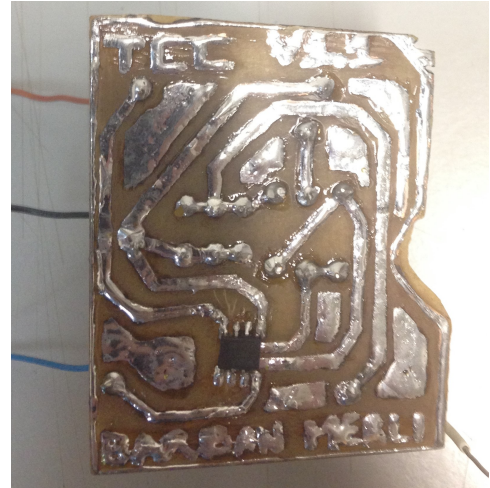
Após o estágio de pré-amplificação, foram estudados um estágio de amplificação e um estágio com comparador de tensão, a fim de adequar a saída do circuito para que esta pudesse ser lida pelo microcontrolador PIC.

Figura 26: Circuito de pré-amplificação do receptor implementado com o OPA2356, parte de cima.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 27: Circuito de pré-amplificação do receptor implementado com o OPA2356, parte de baixo.

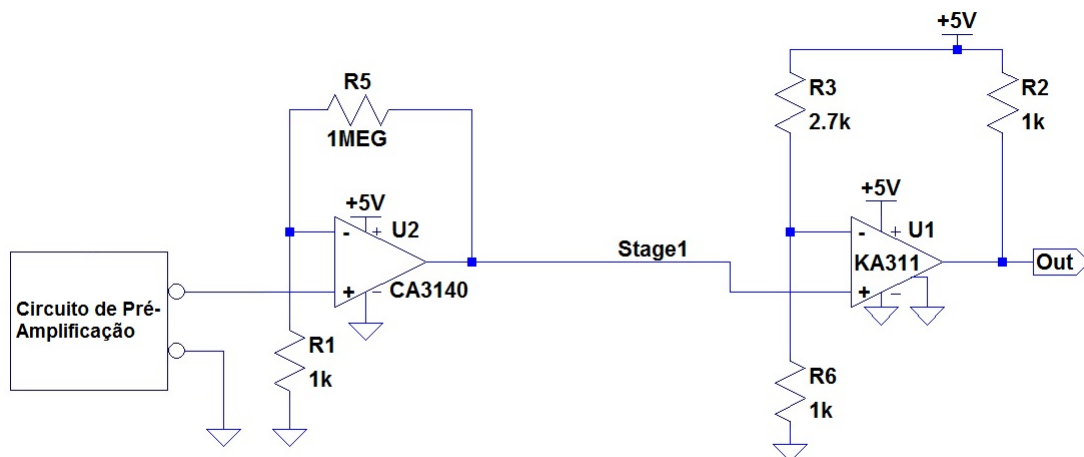


Fonte: Elaborada pelos autores.

A Figura 28, a seguir, ilustra o circuito implementado para esses dois estágios. Para o estágio de amplificação, utilizou-se o amplificador operacional CA3140, e para o estágio com comparador de tensão, o dispositivo KA311. Os Anexo K e Anexo L indicam, respectivamente, as especificações de tais dispositivos.

O dispositivo eletrônico KA311 consiste de um comparador de tensão com saída no modo "current sinking" (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INTERNATIONAL, 2000). Assim, é necessário conectar um resistor entre a saída de tal dispositivo e a alimentação.

Figura 28: Diagrama do circuito de amplificação e comparador de tensão do receptor



Fonte: Elaborada pelos autores.

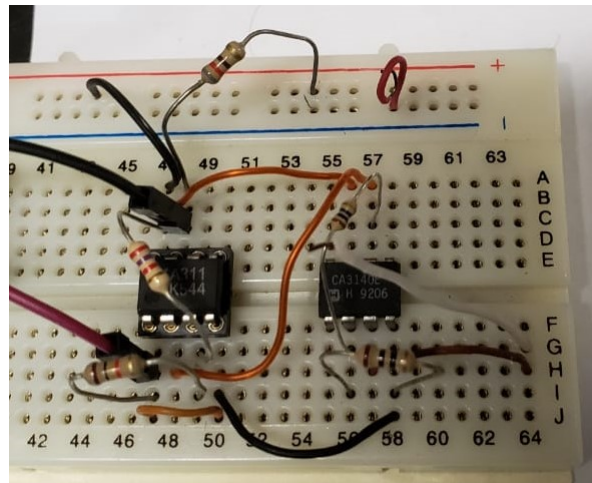
A topologia utilizada para o estágio de amplificação foi a de um amplificador não inversor, de ganho igual a 1001 V/V. O comparador de tensão foi implementado utilizando como referência a tensão de 1,35 V. Este valor de tensão foi ajustado a fim de selecionar o limiar que melhor se adequava para o circuito, com o intuito de poder diferenciar o sinal advindo do estágio de pré-amplificação e o ruído.

Quando a entrada inversora é maior do que a não inversora, a saída tem nível baixo. Já para o caso contrário, a saída se mantém em alta impedância, fazendo com que a saída do circuito tenha o valor da alimentação. Dessa maneira, para valores de entrada maiores que 1,35 V, obtém-se a tensão de 5 V na saída, e para valores menores que 1,35 V, a saída mantém-se em 0 V.

Tal circuito foi utilizado em conjunto com o circuito de pré-amplificação disponível no datasheet. Para o circuito de pré-amplificação com o OPA2356 é necessário que o estágio de amplificação tenha a topologia de um amplificador inversor, já que a saída do circuito com o OPA2356 estava invertida.

A [Figura 29](#), a seguir, ilustra o circuito implementado na prática para os dois estágios anteriormente citados.

Figura 29: Circuito implementado dos estágios de amplificação e comparador de tensão do receptor



Fonte: Elaborada pelos autores.

A [subseção 4.6.2](#) apresenta uma simulação realizada no software LTspice IV, sobre o estágio de amplificação e comparador de tensão do receptor, afim de analisar o seu desempenho.

### 4.3 Microcontrolador PIC16F616

Os microcontroladores PIC, "Programmable Interface Controller" (Controlador de Interface Programável), são microcontroladores produzidos pela empresa Microchip

Technology, e que utilizam arquitetura Harvard modificada, arquitetura que se distingue por possuir armazenamento e caminhos de sinal fisicamente separados para instruções e dados. Devido a essa arquitetura, os microcontroladores PIC possuem alta velocidade de processamento.

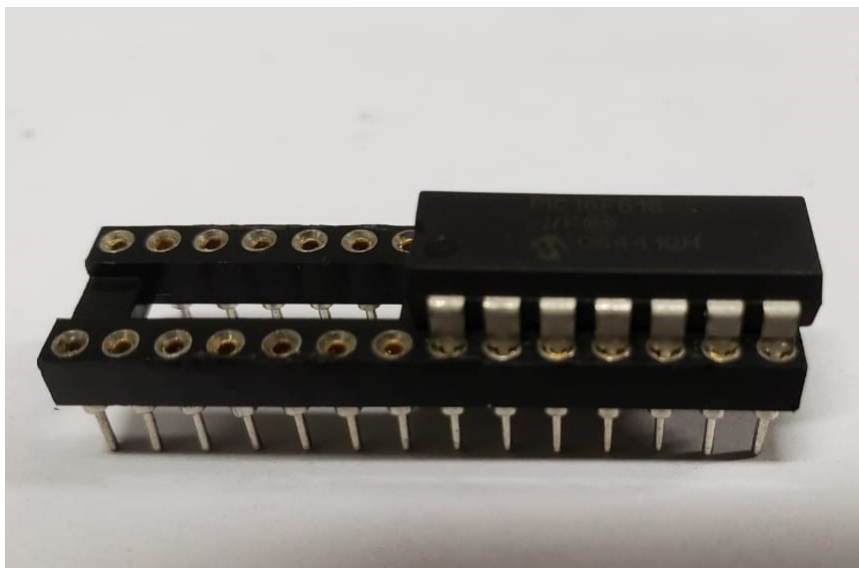
Tais microcontroladores são populares por possuírem um baixo custo de aquisição, uma vasta disponibilidade no mercado, uma grande comunidade de usuários, um amplo conjunto de informações sobre aplicações e uma grande disponibilidade de ferramentas de desenvolvimento de baixo custo ou grátis.

Neste trabalho, utilizou-se o modelo PIC16F616. O [Quadro 2](#), disponível no [Anexo E](#), traz algumas especificações referentes a esse dispositivo. Assim, tem-se que o PIC16F616 é um microcontrolador com memória de instruções de 14 bits. Além disso, o dispositivo possui 14 pinos. A [Figura 95](#), disponível no [Anexo F](#), ilustra o diagrama de pinos. Desses 14 pinos, 11 deles são de entrada e saída, e 1 é apenas de entrada (pino 4).

A [Figura 30](#), a seguir, ilustra o microcontrolador PIC16F616 utilizado.

Segundo o [Quadro 2](#), tem-se que tal microcontrolador possui um oscilador interno com frequências de 8 MHz ou 4 MHz. No entanto, a fim de obter ciclos de instruções mais rápidos, utilizou-se um cristal de oscilação externo de 20 MHz. Para a implementação, foram utilizados dois Timers disponíveis, o Timer 1 (TMR1) e o Timer 2 (TMR2). Além disso, atentou-se para as memórias de programa e de dados máximas do dispositivo, de 2048 palavras e 128 bytes, respectivamente.

Figura 30: Microcontrolador PIC16F616

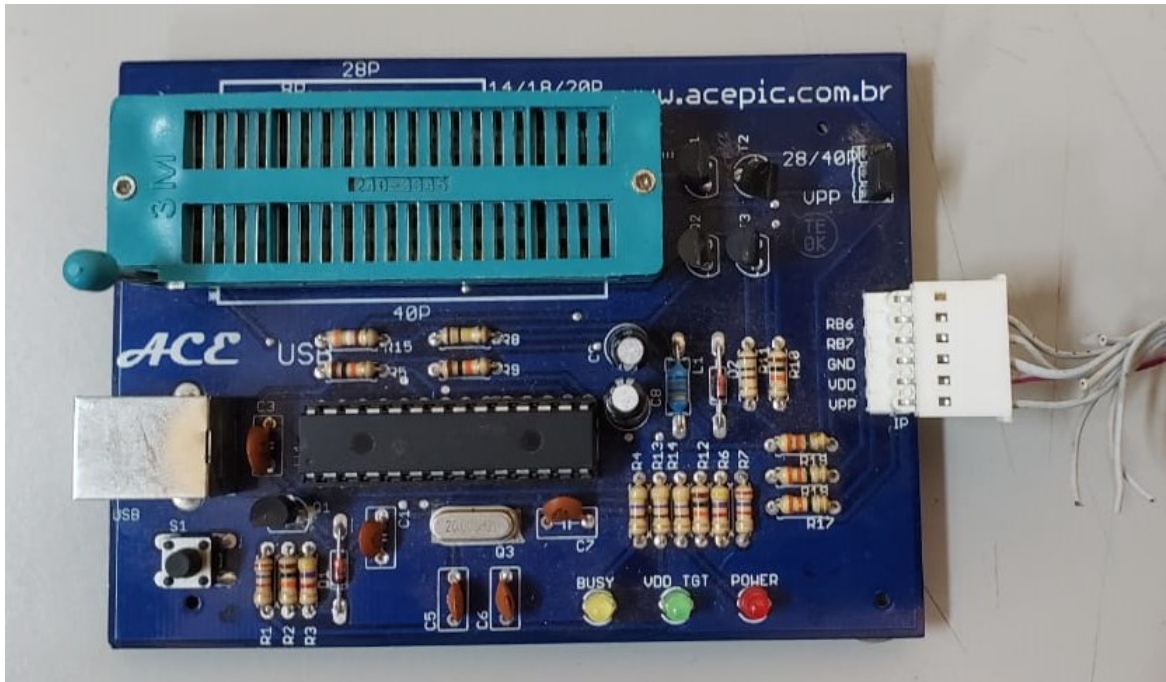


Fonte: Elaborada pelos autores.

Para programar tal microcontrolador foi utilizado o software PICkit 2, da empresa Microchip Technology. Tal software permite conferir se o microcontrolador já está

programado, possibilitando o apagamento de programas (caso haja), como também a realização de uma nova programação, a partir de arquivos com extensão hexadecimal (.hex). Em conjunto, foi utilizado o kit de desenvolvedor, da empresa ACEPIC, para colocar o microcontrolador PIC, e ligá-lo via cabo USB ao computador que possuía o software PICKIT 2, possibilitando a programação do dispositivo PIC. O kit de desenvolvedor utilizado está ilustrado na [Figura 31](#), a seguir.

Figura 31: Kit de desenvolvedor da empresa ACEPIC



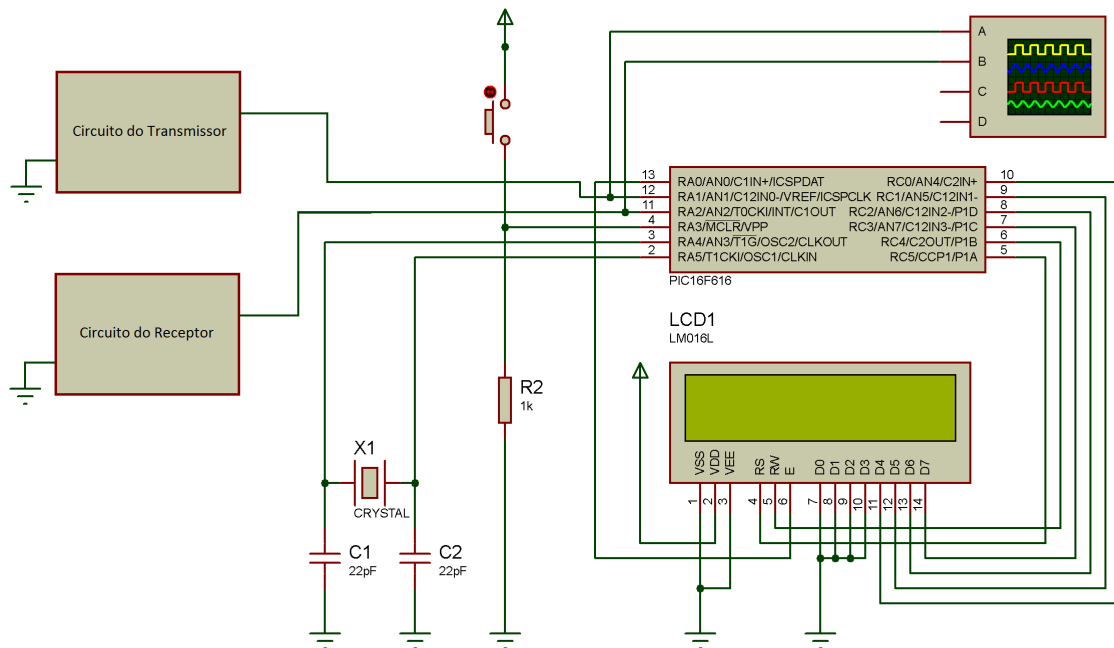
Fonte: Elaborada pelos autores.

Um esquemático sobre o circuito implementado está ilustrado na [Figura 32](#), a seguir.

Nota-se, na [Figura 32](#), a presença do microcontrolador PIC16F616, e do cristal de oscilação de 20 MHz externo utilizado, em conjunto com dois capacitores de 22 pF. Foi utilizado um display LCD 16x2, a fim de imprimir o valor de tempo decorrido entre a transmissão e a recepção do sinal, e o valor de distância entre os dois sensores. Além disso, foi implementado um botão "push button", permitindo que o usuário determina-se o início ou o fim do cálculo do tempo e da distância, que é feito constantemente, atualizando o display LCD em intervalos de 3 segundos. Em conjunto com esse botão, utilizou-se um resistor de 1 k $\Omega$ , a fim de diminuir a intensidade da corrente sobre o circuito, quando o botão fosse pressionado. Ilustrou-se, também, a utilização de um osciloscópio, a fim de se monitorar os sinais advindos do circuito do transmissor e do circuito do receptor.

O microcontrolador PIC recebe o sinal final do circuito de recepção, referente à uma onda quadrada, com amplitudes de 0 ou 5 V. Em relação ao sinal do circuito de

Figura 32: Esquemático do circuito implementado



Fonte: Elaborada pelos autores.

transmissão, o PIC recebe a onda de saída do microcontrolador AT89C2051, onda que é responsável por excitar o transdutor que enviará o sinal de ultrassom. Tal onda possui, também, amplitudes de 0 ou 5 V.

A Figura 33, a seguir, ilustra o display de LCD 16x2 utilizado, tal dispositivo apresenta 14 terminais, e um potenciômetro que permite o ajuste de contraste do visor. A Figura 34 ilustra o circuito implementado do microcontrolador PIC, referente ao esquemático da Figura 32, descrito anteriormente.

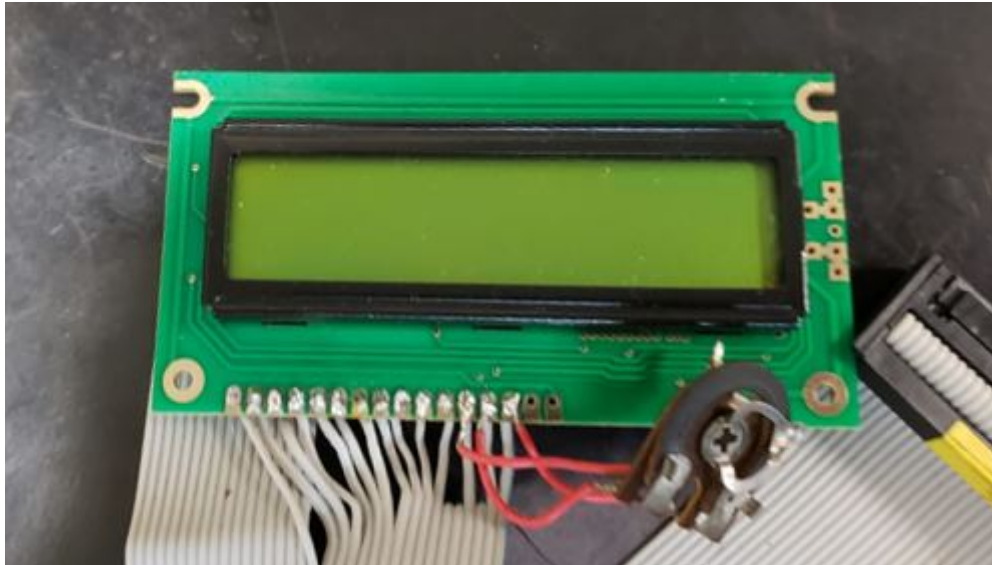
Nota-se que o PIC16F616 possui 14 pinos, e que todos os seus 14 pinos foram utilizados. O pino 1 foi utilizado para alimentação, enquanto que o 14 para o terra. Os pinos 2 e 3 foram utilizados com o cristal de oscilação externa. O pino 4 foi utilizado para detectar o acionamento do botão, enquanto que os pinos 11 e 12 foram usados para receber os sinais do circuito do receptor e do transmissor, respectivamente. Finalmente, os pinos 5, 6, 7, 8, 9, 10 e 13 foram utilizados para realizar a interface com o display LCD.

#### 4.4 Algoritmo implementado para o cálculo da distância

O algoritmo implementado para o cálculo da distância está disponível no [Apêndice A](#).

Para a implementação de tal algoritmo, utilizou-se o software CCS C Compiler, da empresa Custom Computer Services, CCS. Tal software permite a programação de

Figura 33: Display de LCD 16x2



Fonte: Elaborada pelos autores.

microcontroladores PIC em linguagem C ou C++. Possui bibliotecas próprias referentes à diferentes famílias do dispositivo PIC, tal como uma biblioteca própria para o modelo PIC16F616. Além disso, possui funções próprias que facilitam a configuração de diversos registradores do PIC, possuindo comandos que possibilitam ajustar automaticamente os Timers utilizados, a comunicação serial, as interrupções, entre outros. Além disso, possui uma biblioteca própria para impressão de valores em um display LCD, biblioteca que foi utilizada nesse algoritmo.

Como nota-se no [Apêndice A](#), para a implementação do algoritmo é necessário indicar que está se utilizando um cristal externo, bem como a frequência de tal cristal. O intervalo de tempo de cada ciclo de instrução pode ser calculado, conforme indicado pela empresa [Microchip Technology \(2009\)](#), pela [Equação 4.1](#), a seguir.

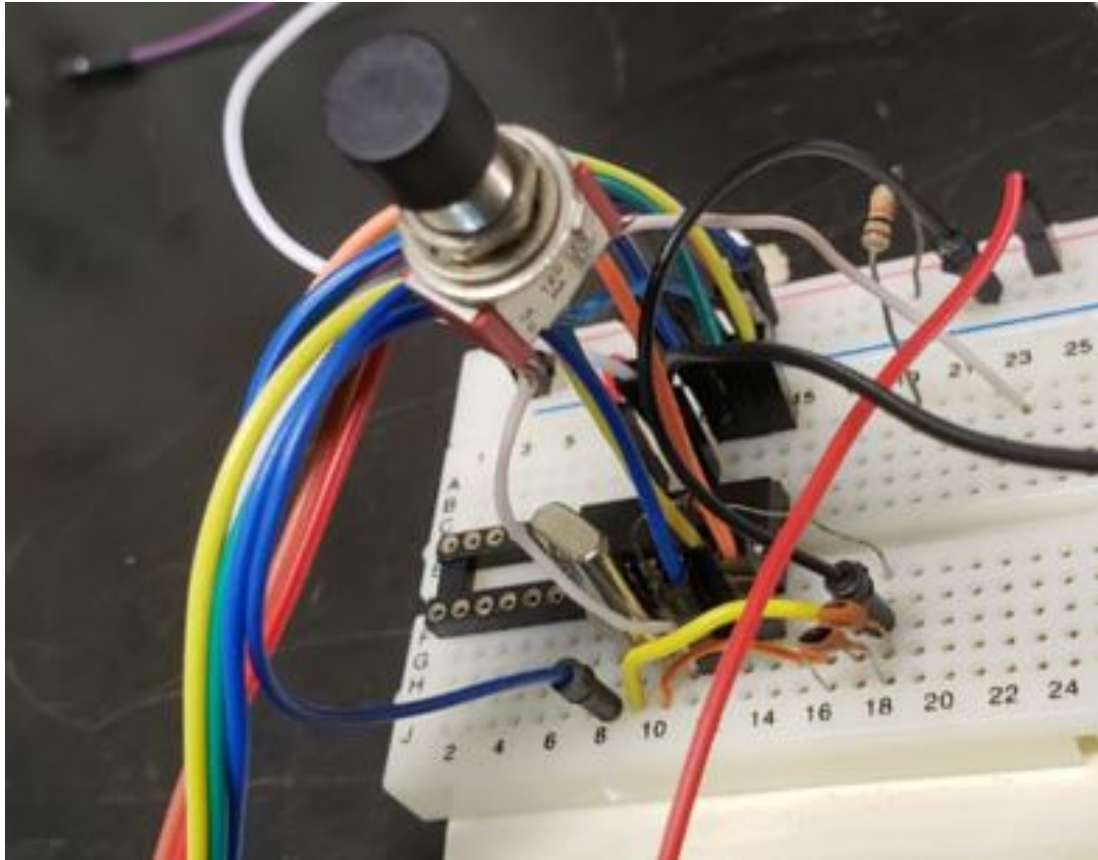
$$\text{Intervalo de tempo de instrução} = \frac{4}{\text{Frequência de oscilação}} \quad (4.1)$$

Assim, para um cristal de oscilação de 20 MHz, tem-se que cada ciclo de instrução tem um intervalo de tempo igual a 200 ns.

Além disso, é necessário endereçar no algoritmo os registradores do microcontrolador em questão, caso deseje-se alterar os seus valores manualmente. O endereçamento pode ser consultado no datasheet de tal dispositivo ([MICROCHIP TECHNOLOGY, 2009](#)).

Quanto ao display LCD, utilizou-se a biblioteca "lcd.c", que possui funções próprias para inicialização do display, e para impressão de valores e frases. É necessário realizar o endereçamento de cada terminal do LCD em relação ao terminal que foi conectado no

Figura 34: Circuito implementado do microcontrolador PIC16F616



Fonte: Elaborada pelos autores.

PIC.

O Timer 1 foi utilizado para contar o tempo entre a transmissão e a recepção. O pino "RA1" do PIC conectou-se ao pino de saída "TP1", do driver eletrônico do transmissor. Como discutido anteriormente, por meio de tal pino é possível monitorar o sinal que é utilizado para excitar o transdutor de transmissão. Assim, pode-se saber o momento em que tal sinado foi gerado, e, conseqüentemente, o momento em que o sinal de transmissão começa a ser enviado.

O Timer 2 foi utilizado para duas finalidades. A primeira foi a de gerar um intervalo de tempo de  $100 \mu s$ , logo depois que o sinal do transmissor fosse detectado. Isso foi feito para que não fossem detectados sinais advindos da influência do campo elétrico no circuito do receptor, como será melhor explicado na [Discussão](#). A outra finalidade foi a de gerar um intervalo de tempo de  $50,4 \mu s$ , depois da primeira detecção de um sinal do receptor. Isso foi feito para que o sinal advindo do transdutor de recepção não fosse confundido com um ruído, como será melhor explicado, também, na [Discussão](#).

Foram utilizadas três interrupções disponíveis para o PIC16F616, sendo elas a interrupção externa, a interrupção por estouro do Timer 1 e a interrupção por estouro do

## Timer 2.

A interrupção externa foi utilizada para detectar os sinais advindos da saída do circuito de recepção. Essa interrupção é referente ao pino "INT" do PIC16F616 e, dessa maneira, foi conectada à saída do circuito do transdutor de recepção.

A interrupção do Timer 1 foi utilizada para incrementar uma variável denominada "count", que tinha a função de gerar um intervalo de tempo de aproximadamente 3 segundos. Isso ocorria quando tal variável atingia o valor 229. O estouro do Timer 1 ocorre após ambos os registradores TMR1H e TRM1L atingirem o valor hexadecimal "FF", equivalente a um valor total de 65536 incrementos. Como cada ciclo de instrução possui um intervalo de tempo de 200 ns, o estouro do Timer 1 ocorre após 13,1072 ms. Assim, são necessários 229 estouros do Timer 1 para se ter um intervalo de aproximadamente 3 segundos.

A interrupção do Timer 2 foi utilizada para indicar que os dois intervalos de tempo que o Timer 2 deveria cronometrar, conforme discutido anteriormente, tinham terminado. Para o Timer 2 foi utilizado um pré-escalador, que fazia com que o valor do registrador TMR2 fosse incrementado a cada 4 ciclos de instruções, equivalentes a 800 ns. Assim, para se obter o intervalo de tempo de 100  $\mu$ s, ajustou-se o valor do registrador PR2 para o valor hexadecimal "7D", e para se obter o intervalo de tempo de 50,4  $\mu$ s, ajustou-se para o valor hexadecimal "3F".

Desse modo, o sistema foi implementado possuindo oito estados. Os estados eram indicados por uma variável denominada "mode".

O sistema, ao ser iniciado pelo usuário, por meio do pressionamento do botão, realizava os ciclos de 3 segundos, nos quais detectava o sinal de transmissão e, posteriormente, o de recepção. Com o intervalo de tempo entre a transmissão e a recepção, era possível calcular a distância entre os sensores. Os valores do intervalo de tempo e da distância eram, então, impressos no display LCD, até que um novo ciclo começasse. Com o início de um novo ciclo, o display LCD era atualizado, e essa atualização era realizada, portanto, continuamente, em janelas de aproximadamente 3 segundos.

Dessa maneira, o estado 0 era referente ao estado de inicialização, apenas para imprimir a frase "Pronto" no display de LCD. O estado 1 era, então, ativado, e consistia de um estado de espera, até que o usuário pressionasse o botão do sistema, para dar início ao cálculo da distância. O botão estava conectado ao pino "RA3" do microcontrolador.

Com o pressionamento do botão, o estado 2 era ativado, dando início ao estado 3, no qual o cálculo da distância se iniciava. Nesse estado, o sistema esperava a chegada do sinal do transmissor. Quando o sinal fosse detectado, os Timers 1 e 2 se iniciavam. O Timer 2 contava o intervalo de tempo de 100  $\mu$ s, permitindo, posteriormente, que o sinal de recepção pudesse ser detectado. Caso houvesse detecção, verificava-se se o valor do registrador TRM1H era maior do que o valor hexadecimal "0F", e se o valor da variável

”count” era diferente de 0. Se essa verificação fosse positiva, provavelmente foi obtido um valor errado, como será melhor explicado na [Discussão](#). Assim, o estado do sistema passava para o estado 7, estado que indica a ocorrência da detecção de um valor incorreto, e o estado referente à impressão dos valores no display LCD não é realizado. Assim que o valor máximo da variável ”count” fosse atingido, o sistema passaria do estado 7 para o 6.

Caso contrário, o valor do Timer 1 era salvo, e o Timer 2 iniciava a contagem do intervalo de tempo de 50,4  $\mu$ s. Se fosse feita uma nova detecção do sinal do receptor antes desse intervalo de tempo terminar, o sinal provavelmente era advindo do circuito do receptor, fazendo o sistema passar para o estado 4. Se essa detecção não ocorresse, o sinal era tratado como ruído e era descartado. O sistema esperava, então, por uma nova detecção, permanecendo no estado 3.

O estado 4 é quando ocorre a impressão no display LCD do intervalo de tempo decorrido entre a transmissão e a recepção, e da distância entre os dois sensores. O intervalo de tempo é obtido conforme indica a [Equação 4.2](#) a seguir.

$$\text{Tempo} = (\text{Ciclos de instrução}) * (\text{Intervalo de tempo de instrução}) - \text{Ajustador} \quad (4.2)$$

Sendo o intervalo de tempo de cada instrução igual a 200 ns, conforme discutido anteriormente. O número de ciclos de instrução pode ser obtido por meio dos valores dos registradores TMR1H e TMR1L do Timer 1. Uma variável denominada ”ajustador” é subtraída. Esse ajuste é realizado devido a um atraso na detecção do sinal e aos tempos de execução dos comandos do PIC, como será melhor explicado na [Discussão](#). Essa variável foi determinada empiricamente, adotando-se o valor de 50  $\mu$ s.

A distância é obtida conforme indica a [Equação 4.3](#) a seguir.

$$\text{Distância} = (\text{Velocidade do som no ar}) * (\text{Tempo}) \quad (4.3)$$

Sendo que a velocidade do som no ar, para a temperatura de 25°C, é de, aproximadamente, 345,51 m/s.

Após a impressão desses valores no display LCD, o sistema passa para o estado 5, estado que indica a finalização do ciclo. Quando o último estouro do Timer 1 ocorrer, e a variável ”count” atingir o valor de 229, o sistema passa para o estado 6, independente do estado que se encontrava anteriormente. Nesse estado, é conferido se o usuário pressionou o botão para finalizar os cálculos. Se tal botão tiver sido pressionado, o sistema volta para o estado 0. Caso contrário, o sistema volta para o estado 2, e o cálculo de uma nova distância se inicia.

Ademais, foram declaradas sete variáveis do tipo ”int” para a implementação desse algoritmo, sendo elas:

- Flag: Variável utilizada para desabilitar o pressionamento do botão, a fim de evitar que o mesmo pude-se ser acionado indevidamente por causa de ruídos.
- Flag2: Variável utilizada para indicar que se deseja parar os ciclos contínuos de cálculo, e deixar o sistema em estado de espera.
- Flag3: Variável utilizada para indicar que a espera de 100  $\mu$ s terminou, devido ao efeito do campo elétrico no circuito de recepção.
- Flag4: Variável utilizada para indicar que o sistema está esperando a chegada do sinal do circuito do transmissor.
- Flag5: Variável utilizada para conferir se o pulso do receptor foi seguido de outro pulso, a fim de diferenciar o sinal do receptor de ruídos.
- Count: Variável utilizada em conjunto com o Timer 1, a fim de realizar uma espera de 3 segundos antes do início de um novo ciclo.
- Mode: Variável utilizada para indicar qual o estado em que o sistema se encontra. A depender do seu valor, o sistema está em um determinado estado. O sistema possui oito estados possíveis, indicados anteriormente.

Foi declarada uma variável do tipo "*long int*", sendo ela:

- Salvatime: Variável utilizada para salvar os valores das variáveis TMR1H e TRM1L, do Timer 1. Por salvar o valor dessas duas variáveis, foi necessário que a variável "salvatime" fosse declarada como "*long int*".

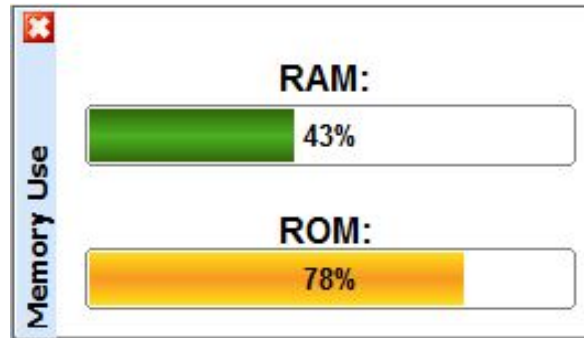
Foram declaradas duas variáveis do tipo "*double*", sendo elas:

- Tempot: Tempo calculado entre a transmissão e a recepção, referente a multiplicação do valor da variável "salvatime" pelo intervalo de tempo de cada instrução. Foi subtraído o valor 50 para compensar o atraso de detecção e o atraso decorrente do tempo de execução. A unidade dessa variável é de microssegundos.
- Distancia: Valor da distância entre os dois sensores, referente a multiplicação do valor da variável "tempot" pela velocidade do som no ar. A unidade dessa variável é de centímetros.

De acordo com a compilação do software CCS C Compiler, as variáveis do tipo "*int*" possuem o tamanho de 1 byte, as do tipo "*long int*", 2 bytes, e as do tipo "*double*", 2 bytes.

Tal software permite, também, conferir quanto de memória RAM e quanto de memória ROM do microcontrolador foi utilizada. A [Figura 35](#), a seguir, indica, em porcentagem, o quanto de cada uma das memórias foi utilizada.

Figura 35: Porcentagem das memórias RAM e ROM utilizadas



Fonte: Elaborada pelos autores.

Assim, com a utilização de 43% da memória RAM, e 78% da memória ROM, percebe-se que o dispositivo PIC16F616 é adequado para tal implementação.

A [subseção 4.6.3](#) apresenta uma simulação do código desenvolvido para o microcontrolador PIC16F616, realizada no software Protheus. Tal simulação foi realizada analisando-se a implementação de todo o circuito do microcontrolador.

#### 4.5 Algoritmo implementado para o cálculo da posição

O algoritmo implementado para o cálculo da posição está disponível no [Apêndice B](#).

Para a implementação de tal algoritmo, utilizou-se o software Code::Blocks, do desenvolvedor The Code::Blocks team. Esse software consiste de um ambiente de desenvolvimento integrado de código aberto e multiplataforma, voltado para o desenvolvimento em C, C++ e Fortran, podendo também ser usado para outras aplicações.

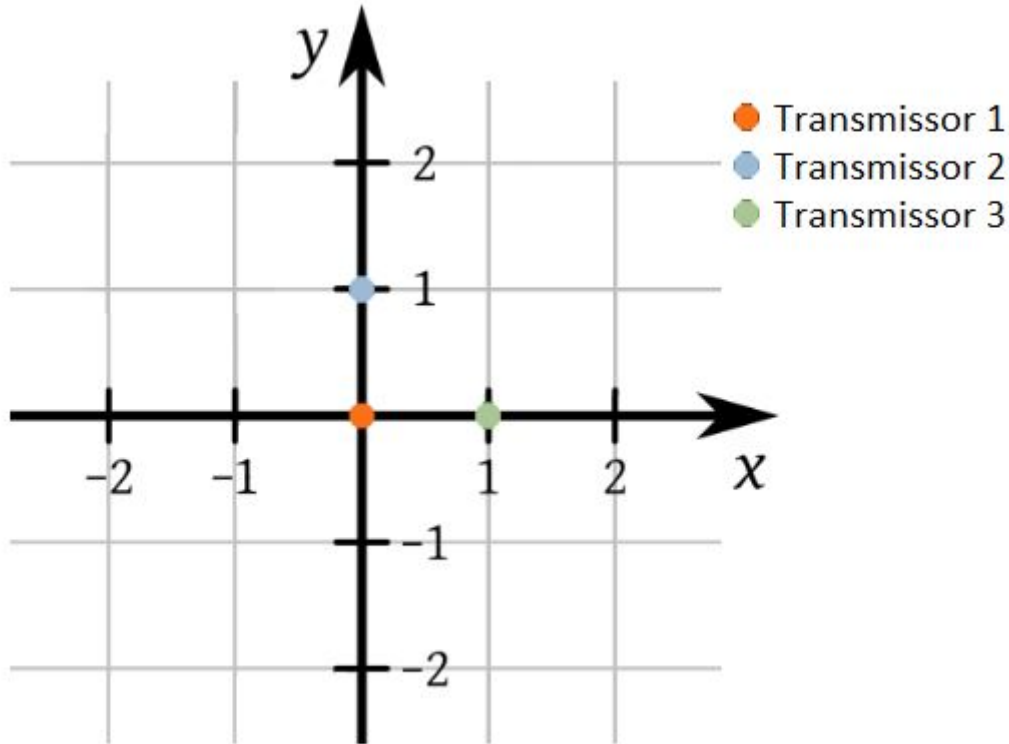
A equação para determinar a posição do receptor foi desenvolvida a partir das [Equação 3.13](#), [Equação 3.14](#) e [Equação 3.15](#), apresentadas na [seção 3.6](#), da [Fundamentação Teórica](#).

As coordenadas de cada transmissor foram impostas. A fim de facilitar os cálculos, adotou-se as seguintes coordenadas:

- Transmissor 1:  $x_{t1} = 0$ ,  $y_{t1} = 0$ ;
- Transmissor 2:  $x_{t2} = 0$ ,  $y_{t2} = 1$ ;
- Transmissor 3:  $x_{t3} = 1$ ,  $y_{t3} = 0$ ;

Dessa maneira, devido a essa imposição, cada um dos transmissores deve estar obrigatoriamente localizado nas coordenadas indicadas, para que o cálculo da posição seja efetuado de maneira correta. A [Figura 36](#), a seguir, ilustra a disposição de tais transmissores em um espaço bidimensional.

Figura 36: Disposição dos transmissores



Fonte: Elaborada pelos autores.

Assim, com os valores impostos de coordenadas de cada transmissor, e com as equações introduzidas na [seção 3.6](#), pode-se determinar as coordenadas do receptor, de acordo com o indicados nas [Equação 4.4](#) e [Equação 4.5](#), a seguir.

$$x_r = \frac{d_1^2 - d_3^2 + 1}{2} \quad (4.4)$$

$$y_r = \frac{d_1^2 - d_2^2 + 1}{2} \quad (4.5)$$

Em que  $x_r$  e  $y_r$  são as coordenadas do receptor, e  $d_1$ ,  $d_2$  e  $d_3$  são as distâncias entre o receptor e os transmissores 1, 2 e 3, respectivamente.

Para a implementação do algoritmo, foram declaradas cinco variáveis do tipo "double", sendo elas:

- d1: Valor de distância obtido referente ao transmissor 1 e ao receptor.

- d2: Valor de distância obtido referente ao transmissor 2 e ao receptor.
- d1: Valor de distância obtido referente ao transmissor 3 e ao receptor.
- xr: Valor da coordenada do receptor referente ao eixo das abscissas "x".
- yr: Valor da coordenada do receptor referente ao eixo das ordenadas "y".

Nota-se, pelo algoritmo implementado, que os valores de distância das variáveis d1, d2 e d3 foram estabelecidas no próprio código, em forma de um exemplo de aplicação. Em uma implementação, esses valores viriam da própria distância calculada entre os sensores.

Segundo resultados do software Code::Blocks, as variáveis declaradas do tipo "double" possuem tamanho de 8 bytes.

A [subseção 4.6.4](#) apresenta os resultados da simulação realizada com o algoritmo implementado, no software Code::Blocks.

## 4.6 Simulações Realizadas

A seguir, estão indicadas as simulações realizadas a fim de se analisar a implementação de cada circuito.

Para a análise dos circuitos eletrônicos que seriam usados, utilizou-se o software LTspice IV, da empresa Linear Technology. Tal software consiste de um simulador de alta performance SPICE (simulador de circuitos analógicos), no qual é possível a implementação de esquemáticos de circuitos e a visualização das formas de onda.

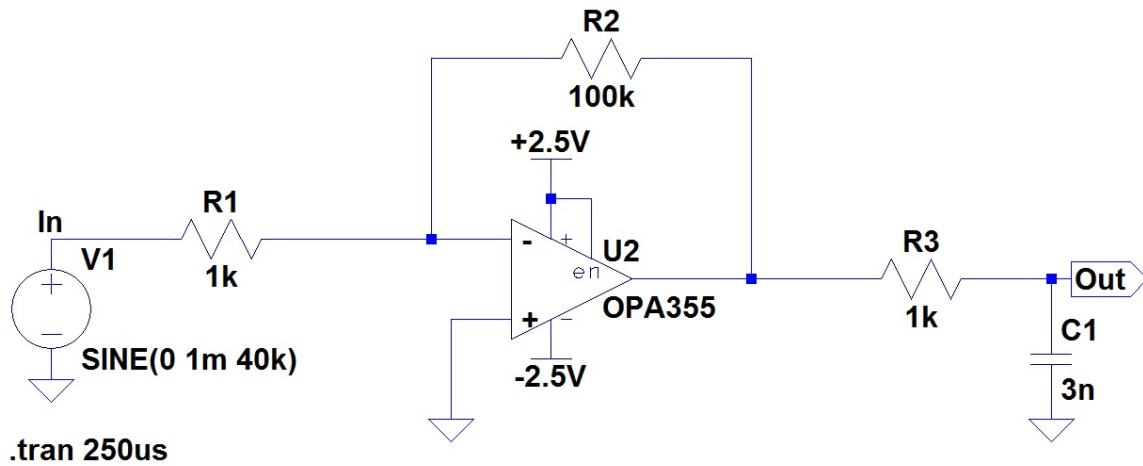
Já para a análise do microcontrolador PIC16F616, utilizou-se o software Protheus Design Suite 8 Professional, da empresa Labcenter Electronics. Esse software permite a implementação de circuitos eletrônicos, com captura esquemática, simulação e módulos de layout PCB (printed circuit board).

### 4.6.1 Simulação do Circuito de Pré-Amplificação com o Amplificador OPA355.

Realizou-se uma simulação com o software LTspice IV, a fim de se analisar o comportamento do circuito de pré-amplificação. Entretanto, pela ausência do componente OPA2356 na biblioteca de dispositivos do software, foi utilizado o OPA355, que possui comportamentos e respostas semelhantes. Além disso, estabeleceu-se, para a simulação, que o ganho do sistema seria de 100 V/V, para uma melhor visualização do sinal. Na implementação prática conferiu-se que um ganho de 1000 V/V seria mais adequado, aumentando o valor do resistor R2 para 1 M $\Omega$ . O circuito implementado está ilustrado na [Figura 37](#), a seguir.

Utilizou-se como entrada uma onda senoidal com 1 mV de amplitude e frequência de 40 kHz, a fim de simular o sinal de saída do transdutor de recepção. A [Figura 38](#), a

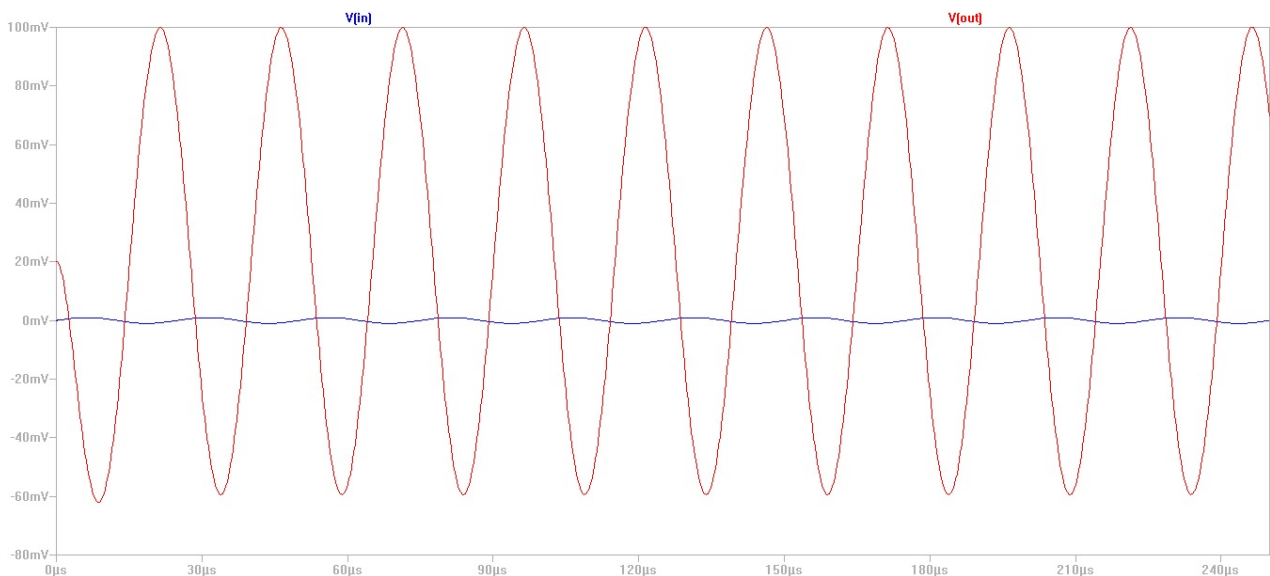
Figura 37: Diagrama do circuito de simulação, utilizando o OPA355.



Fonte: Elaborada pelos autores.

seguir, ilustra a forma de onda na saída, em vermelho, em comparação com a forma de onda na entrada, em azul.

Figura 38: Formas de onda do circuito de pré-amplificação com OPA355, simuladas pelo software LTspice IV.



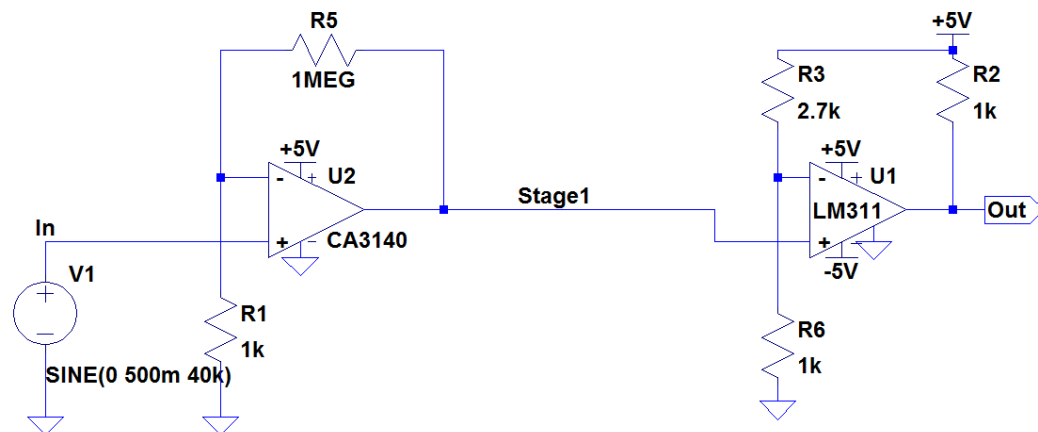
Fonte: Elaborada pelos autores.

Analisando-se a [Figura 38](#), percebe-se que o circuito comportou-se de maneira esperada, aplicando um ganho ao sinal de entrada, com uma inversão de seu sinal.

#### 4.6.2 Simulação do Circuito de Amplificação e do Comparador de Tensão

Com o intuito de se analisar o comportamento dos estágios de amplificação e do comparador de tensão, realizou-se uma simulação com o auxílio do software LTSpice IV. Devido à ausência do dispositivo KA311 na biblioteca de dispositivos do software, foi utilizado o dispositivo LM311, que consiste de um dispositivo equivalente ao utilizado na prática. O circuito implementado está ilustrado na [Figura 39](#), a seguir.

Figura 39: Diagrama do circuito de amplificação e do comparador de tensão



`.tran 1u 200u 0`

Fonte: Elaborada pelos autores.

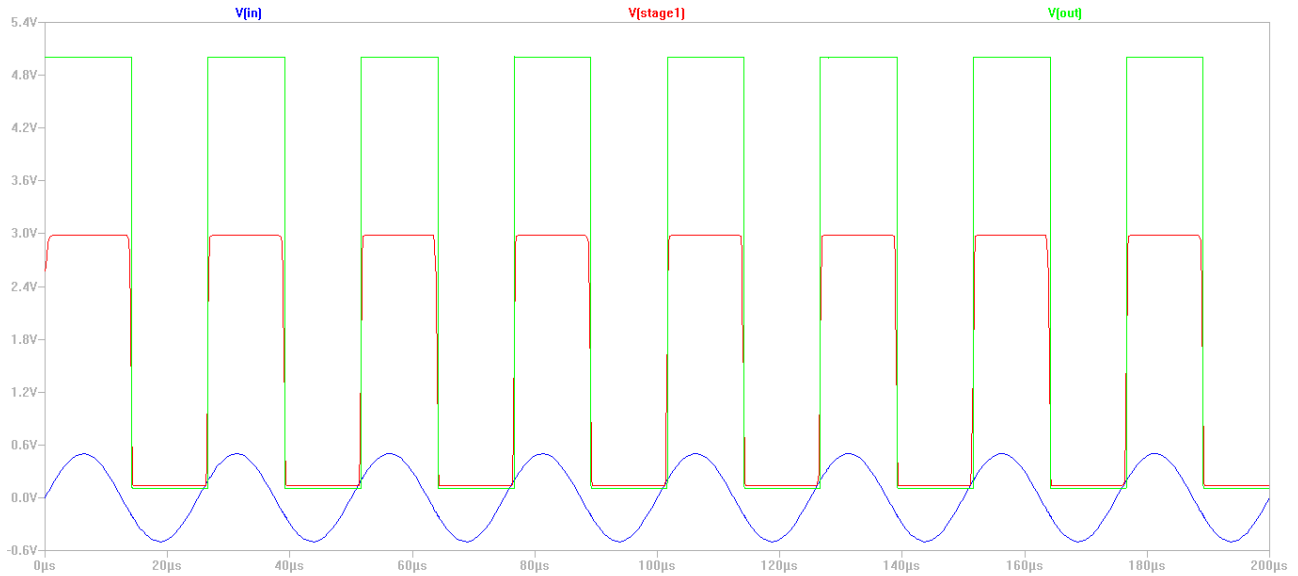
Como entrada, usou-se uma onda senoidal com 500 mV de amplitude e frequência de 40 kHz, com o intuito de simular o sinal de saída do estágio de pré-amplificação do receptor. A [Figura 40](#), a seguir, ilustra a forma de onda na saída do comparador de tensão, em verde, a forma de onda na saída do estágio de amplificação, em vermelho, e, por fim, a forma de onda na entrada do circuito, em azul.

Dessa maneira, nota-se que o intuito de transformar a onda da saída do circuito de pré-amplificação do receptor em uma onda quadrada, com valores de 0 ou 5 V, foi bem sucedida.

#### 4.6.3 Simulação do Circuito utilizado para o Microcontrolador PIC16F616

O algoritmo presente no [Apêndice A](#) foi simulado, junto do circuito do microcontrolador PIC16F616, no software Protheus Design Suite 8 Professional. A fim de se simular os sinais advindos do circuito do transmissor e do circuito do receptor, foi utilizado um outro microcontrolador PIC16F616, cuja única função era gerar os sinais advindos de tais circuitos. A [Figura 41](#), a seguir, ilustra o esquemático utilizado para realizar a simulação.

Figura 40: Formas de onda na saída do comparador de tensão, em verde, na saída do estágio de amplificação, em vermelho, e na entrada do circuito, em azul



Fonte: Elaborada pelos autores.

O PIC16F616, denominado no circuito como U2, tem, portanto, a função de gerar um pulso referente ao sinal de transmissão e, após um determinado intervalo de tempo, um outro pulso, referente ao sinal de recepção.

Para um atraso do pulso de recepção de, por exemplo,  $500 \mu s$ , em relação ao pulso de transmissão, tem-se as formas de onda do circuito do transmissor, em amarelo, e do circuito do receptor, em azul, ilustradas na Figura 42, obtidas por meio de um osciloscópio presente no próprio software.

A Figura 43, a seguir, indica o cálculo realizado pelo PIC16F616, a partir dessas duas formas de onda, que é impresso no display de LCD.

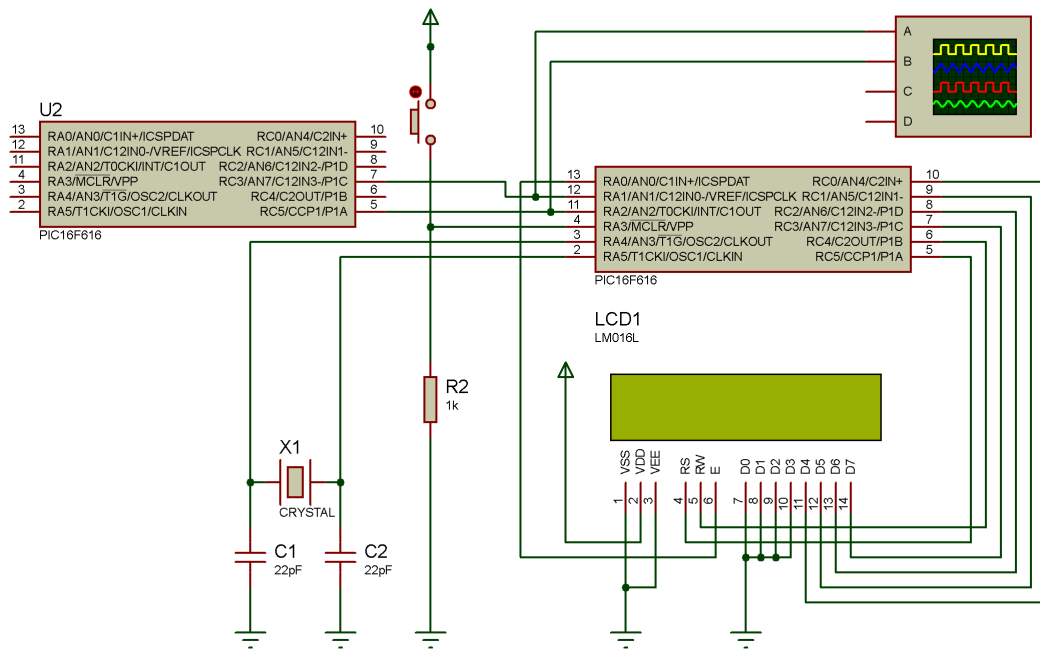
Para o tempo decorrido de  $500 \mu s$ , tem-se que os sensores estão em uma distância de, aproximadamente,  $17,2755 \text{ cm}$ . Analisando-se a Figura 43, nota-se que este cálculo está sendo realizado com grande precisão durante a simulação.

#### 4.6.4 Simulação do Algoritmo de Determinação da Posição

O algoritmo presente no Apêndice B foi simulado por meio do software Code::Blocks. Assumindo-se a realização do cálculo prévio dos três valores de distâncias, foram estabelecidos esses três valores, como o próprio código indica. Esses valores foram de  $0,76$ ,  $0,42$  e  $0,99 \text{ cm}$  para os transmissores 1, 2 e 3, respectivamente. A Figura 44, a seguir, ilustra o resultado de posição obtido com a implementação desse algoritmo.

Os valores de distância utilizados são referentes à uma posição no plano cartesiano,

Figura 41: Esquemático utilizado para simular o microcontrolador PIC16F616, com o código desenvolvido no [Apêndice A](#)



Fonte: Elaborada pelos autores.

localizada aproximadamente no ponto (0,3; 0,7). Com base nos valores obtidos na [Figura 44](#), nota-se que a estimativa está sendo realizada com grande precisão.

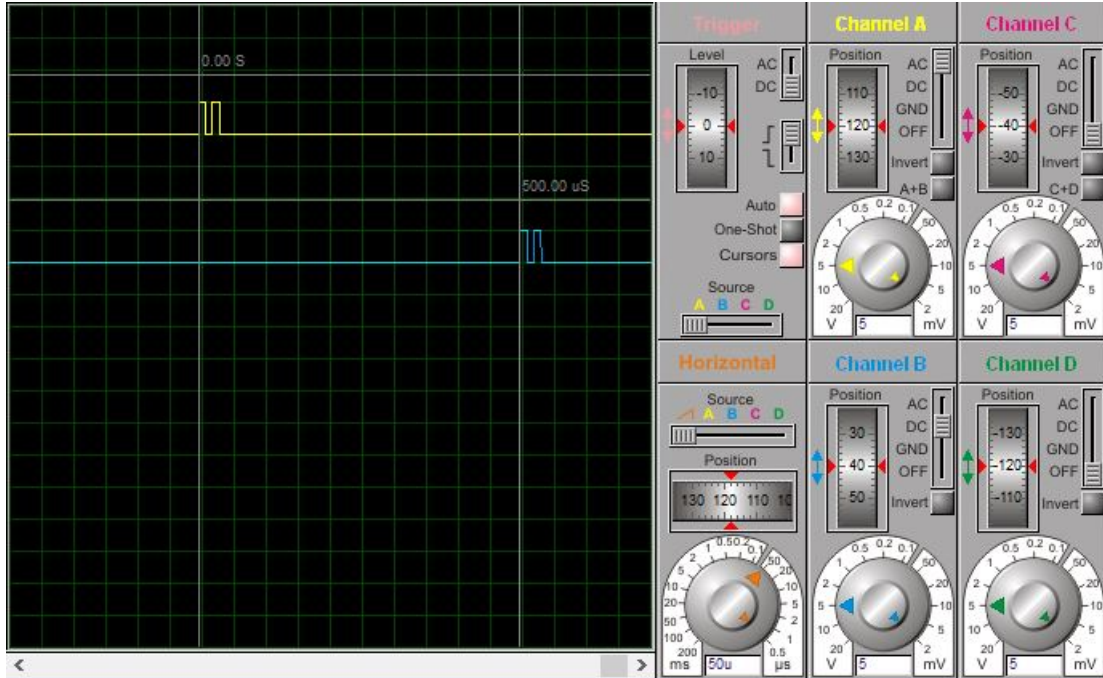
#### 4.7 Análise do Sinal

A fim de se analisar os sinais do transmissor e do receptor de ultrassom, foi utilizado o software MATLAB (MATrix LABoratory). O MATLAB consiste de um software interativo de alta performance, que é voltado para o cálculo numérico. É desenvolvido pela empresa MathWorks Inc., e integra análise numérica, cálculo com matrizes, processamento de sinais e construção de gráficos em um ambiente que procura ser intuitivo e fácil de ser usado.

Com o auxílio desse software, implementou-se o algoritmo indicado no [Apêndice C](#). Tal algoritmo foi utilizado a fim de se obter o espectro de frequência dos sinais do circuito do transmissor, a partir do sinal de excitação gerado pelo driver eletrônico ([MSI, 2001a](#)), e dos circuitos do receptor, para os casos em que se implementou um circuito de pré-amplificação de acordo com o circuito indicado no datasheet do dispositivo ([MSI, 2001b](#)) e para o caso em que o circuito de pré-amplificação foi desenvolvido utilizando uma topologia com o amplificador OPA2356.

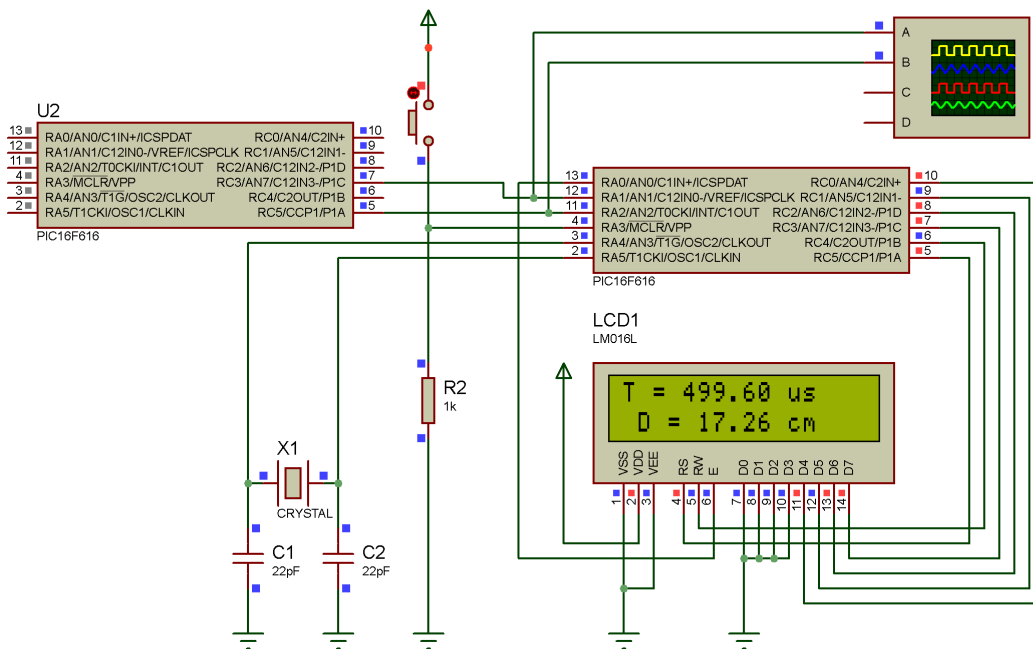
Com relação ao algoritmo desenvolvido, os dados de tensão em função do tempo, obtidos por meio do osciloscópio, foram salvos em três diferentes arquivos, que são:

Figura 42: Formas de onda do transmissor, em amarelo, e do receptor, em azul, com atraso de  $500 \mu s$



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 43: Tempo decorrido e distância calculada para um tempo decorrido de  $500 \mu s$



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 44: Cálculo de posição realizado pelo algoritmo presente no [Apêndice B](#)

```
xr = 0.2988 cm
yr = 0.7006 cm
Process returned 0 (0x0)   execution time : 0.024 s
Press any key to continue.
```

Fonte: Elaborada pelos autores.

- "receptor\_opa": Dados da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o amplificador OPA2356.
- "receptor\_datasheet": Dados da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o circuito indicado no datasheet do dispositivo.
- "transmissor": Dados do sinal de excitação do transdutor de transmissão, gerado pelo driver eletrônico.

Assim, as variáveis "CH1\_Volt" e "X\_Second" se referem, respectivamente, aos valores de tensão e de tempo de cada um dos pontos salvos desses sinais. Percebe-se que, no algoritmo implementado, se realizou um ajuste na escala do tempo dos sinais, referente à variável "X\_Second", a fim de que eles começassem a partir do tempo "0" segundo. Além disso, foram analisados 800 pontos dos 1000 pontos obtidos, como indicado no algoritmo.

Quanto à análise do espectro de frequências do sinal, foi utilizado o janelamento de Bartlett, de acordo com o explicado na [Fundamentação Teórica](#), a fim de se aumentar as características espectrais do sinal. Além disso, subtraiu-se a média do sinal, que corresponde a um valor DC, o qual resultaria em um impulso na frequência de 0 Hz ao ser realizada a transformada rápida de Fourier.

Tomadas essas medidas, realizou-se a transformada rápida de Fourier, respeitando a frequência de amostragem de cada sinal. Para o sinal do transmissor, a frequência de amostragem foi de 10 MHz, já para os sinais dos receptores, de 5 MHz.



## 5 RESULTADOS

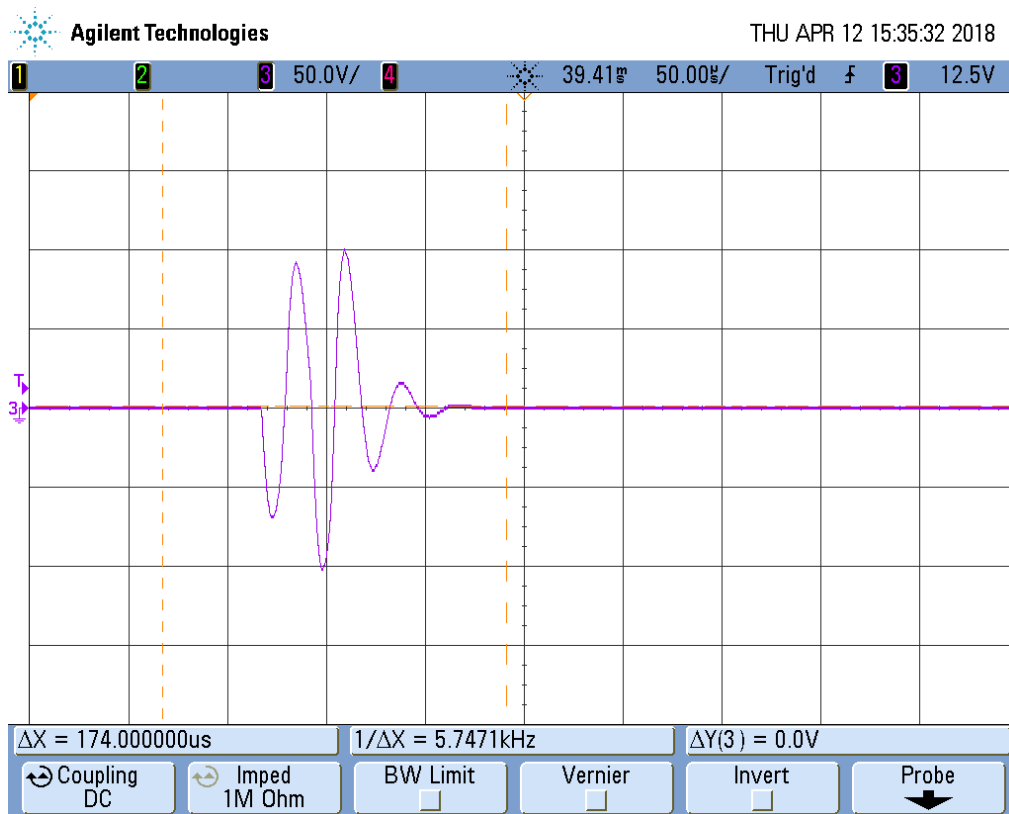
A seguir estão indicados os resultados obtidos durante a etapa de medições. As imagens foram obtidas a partir de um osciloscópio DSO5014A, da Agilent Technologies.

### 5.1 Análise do Sinal dos Sensores

#### 5.1.1 Sinal de excitação do Transmissor

A Figura 45, a seguir, ilustra o sinal de excitação aplicado ao transdutor de transmissão, a fim de que a tensão aplicada pude-se ser convertida em energia mecânica de vibração. Para a excitação foi utilizado um sinal com 2 pulsos.

Figura 45: Sinal de excitação do transmissor com 2 pulsos

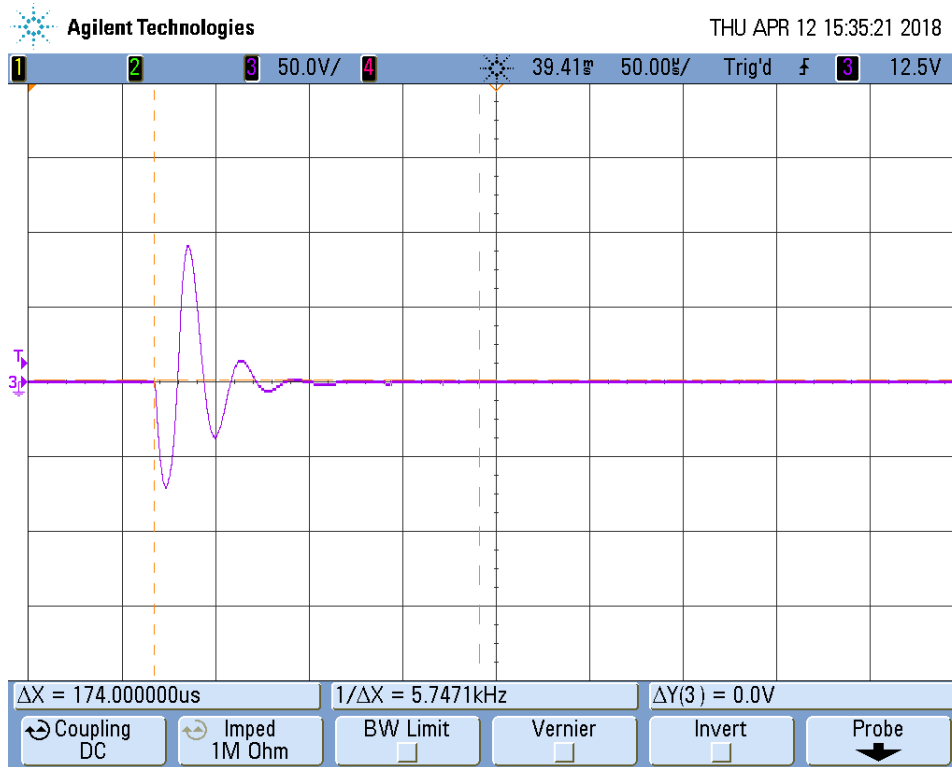


Fonte: Elaborada pelos autores.

As Figura 46 e Figura 47, a seguir, ilustram o sinal de excitação utilizando 1 pulso e 20 pulsos, respectivamente.

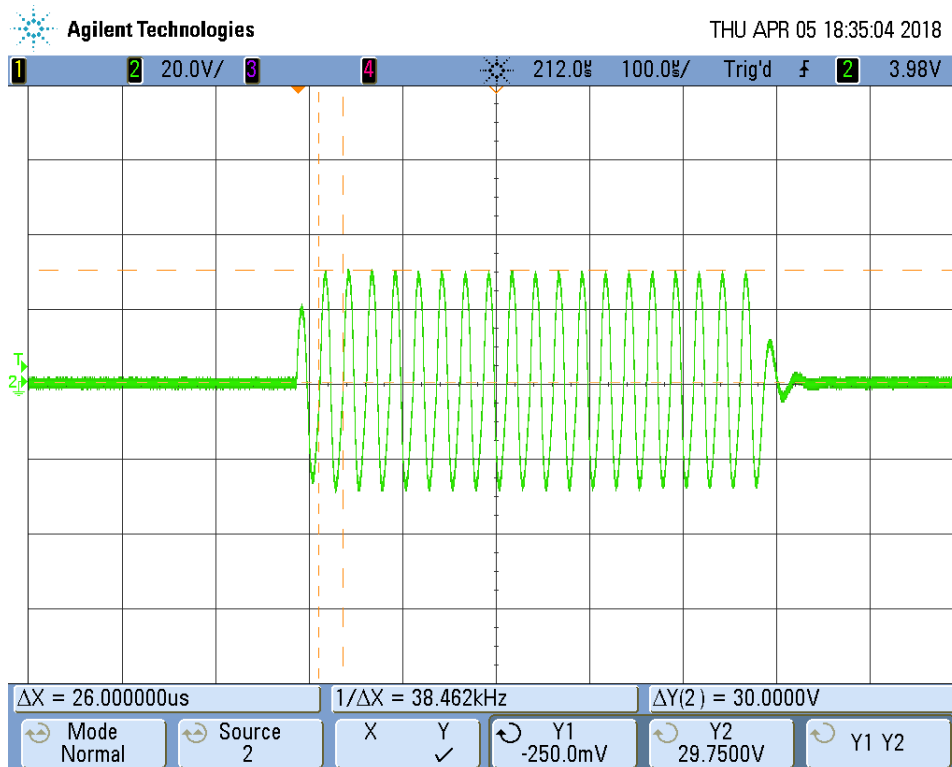
A Figura 48, a seguir, ilustra, com maior resolução, o sinal gerado com uma onda de 3 pulsos.

Figura 46: Sinal de excitação do transmissor com 1 pulso



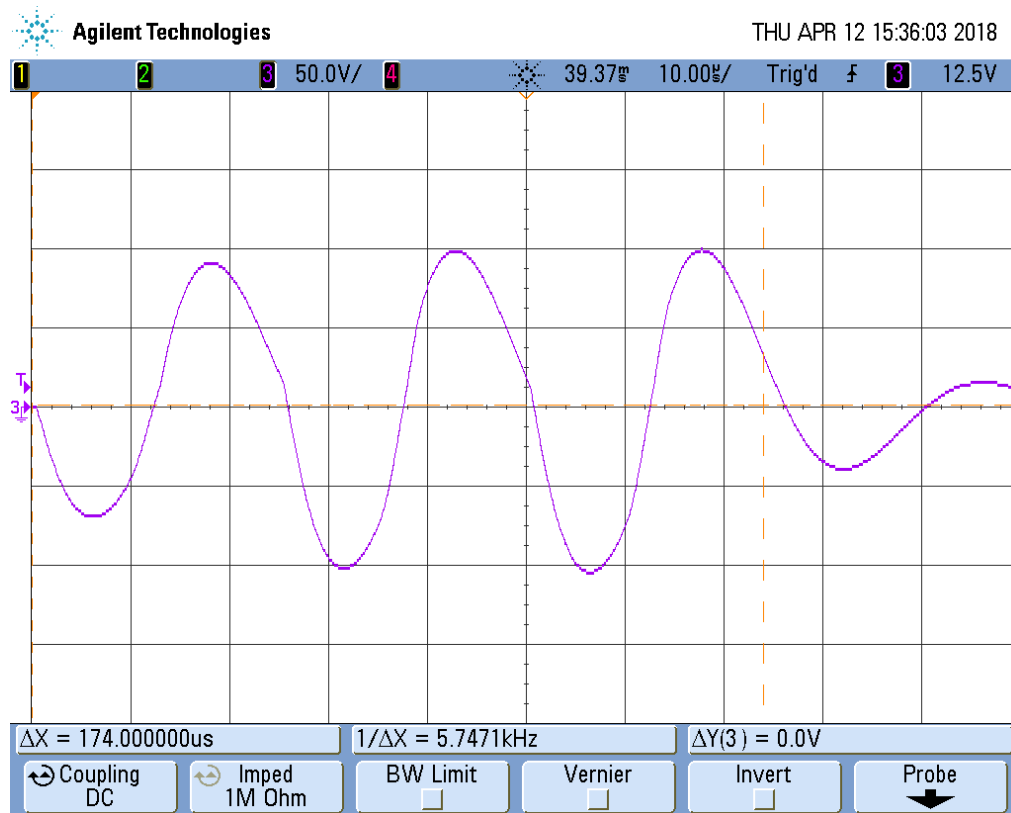
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 47: Sinal de excitação do transmissor com 20 pulsos



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 48: Sinal de excitação do transmissor de maior resolução, com 3 Pulsos



Fonte: Elaborada pelos autores.

A fim de analisar o sinal gerado, salvou-se o valor de amplitude de cada amostra em função do tempo. Por meio do software MATLAB, pode-se ver uma representação do sinal obtido, indicado na [Figura 49](#), a seguir.

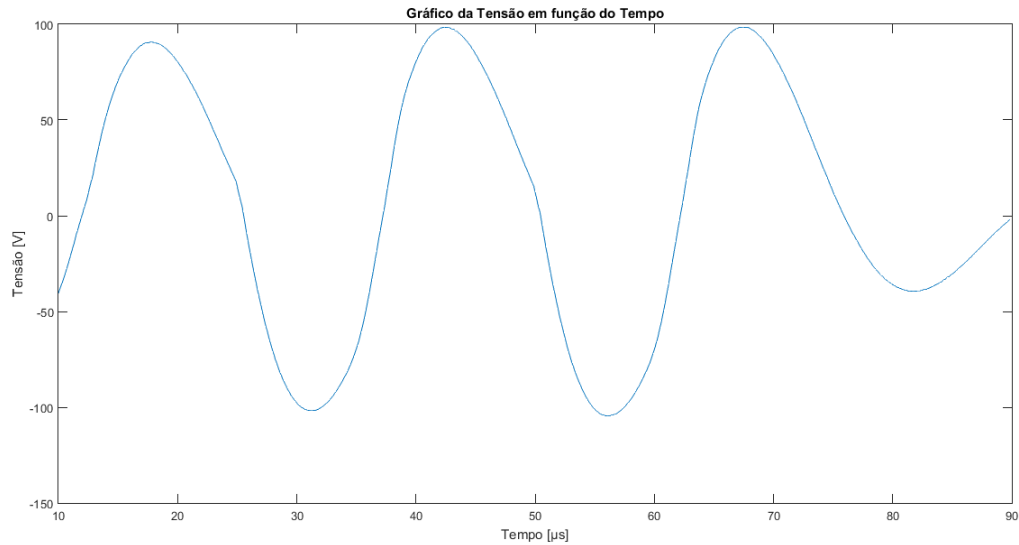
Com as amostras dos valores de amplitude em função do tempo, pode-se analisar o espectro de frequência do sinal, a partir do algoritmo implementado, disponível no [Apêndice C](#), com o auxílio do software MATLAB. A [Figura 50](#), a seguir, ilustra o espectro de frequência do sinal.

Conforme discutido na [subseção 4.1.1](#), há um pino de saída no driver eletrônico, denominado "TP1", que permite o monitoramento do sinal gerado pelo microcontrolador, e que tem como função excitar o transdutor de transmissão. A [Figura 51](#), a seguir, ilustra a forma de onda desse pino, em amarelo, em comparação com o sinal usado para a excitação do transdutor, em roxo, para um sinal com 3 pulsos.

#### 5.1.2 Sinal obtido pelo circuito de pré-amplificação do Receptor, utilizando o circuito indicado no datasheet

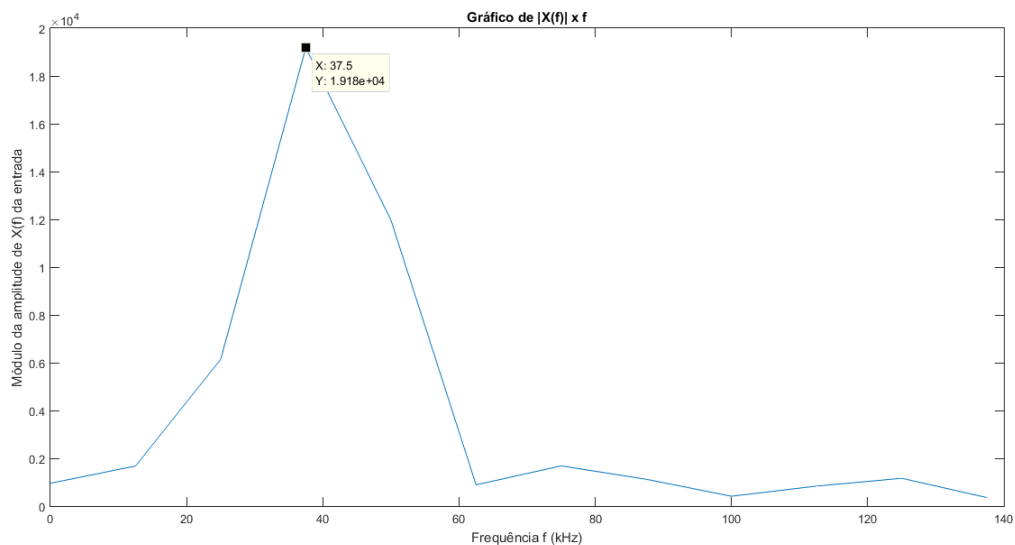
A [Figura 52](#), a seguir, ilustra a resposta obtida na saída do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o circuito indicado no datasheet. Neste caso, o sinal do transmissor estava programado para gerar dois pulsos.

Figura 49: Sinal de excitação do transmissor com 3 pulsos, obtido pelo MATLAB



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 50: Espectro de frequência do sinal de excitação do transmissor com 3 pulsos, obtido pelo MATLAB

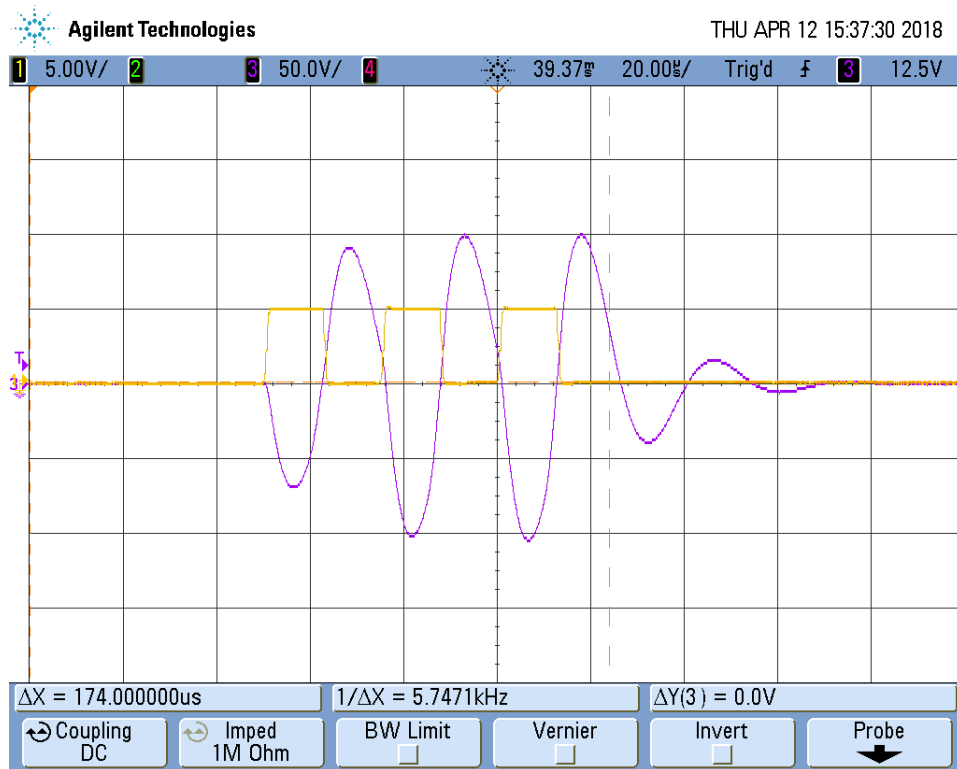


Fonte: Elaborada pelos autores.

Já a [Figura 53](#), traz uma comparação entre a resposta de saída do circuito de pré-amplificação do receptor (verde) e a forma de onda no transmissor (roxo).

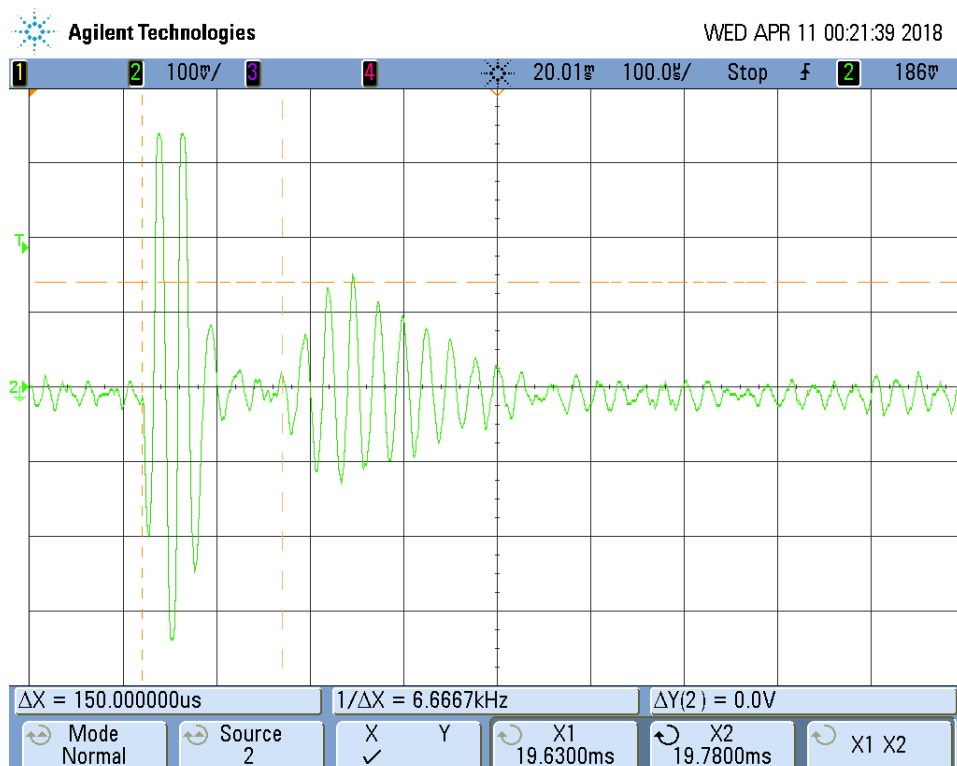
Pelas [Figura 52](#) e [Figura 53](#), nota-se que o sinal do receptor possui dois conjuntos de forma de onda em sua resposta de saída. A primeira, praticamente em fase com a excitação aplicada ao transmissor, e a segunda, defasada. A [Figura 54](#), a seguir, ilustra, com maior resolução, o sinal correspondente à segunda forma gerada na saída do circuito,

Figura 51: Forma de onda no pino "TP1" (amarelo), em comparação com o sinal usado para a excitação do transdutor (roxo)



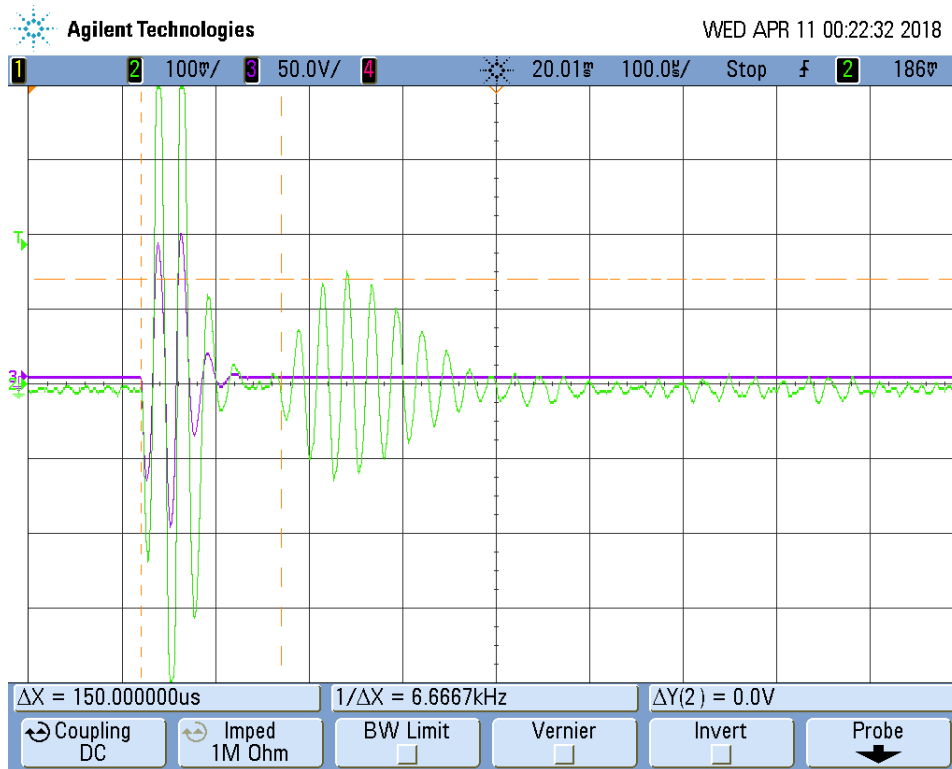
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 52: Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o circuito indicado no datasheet



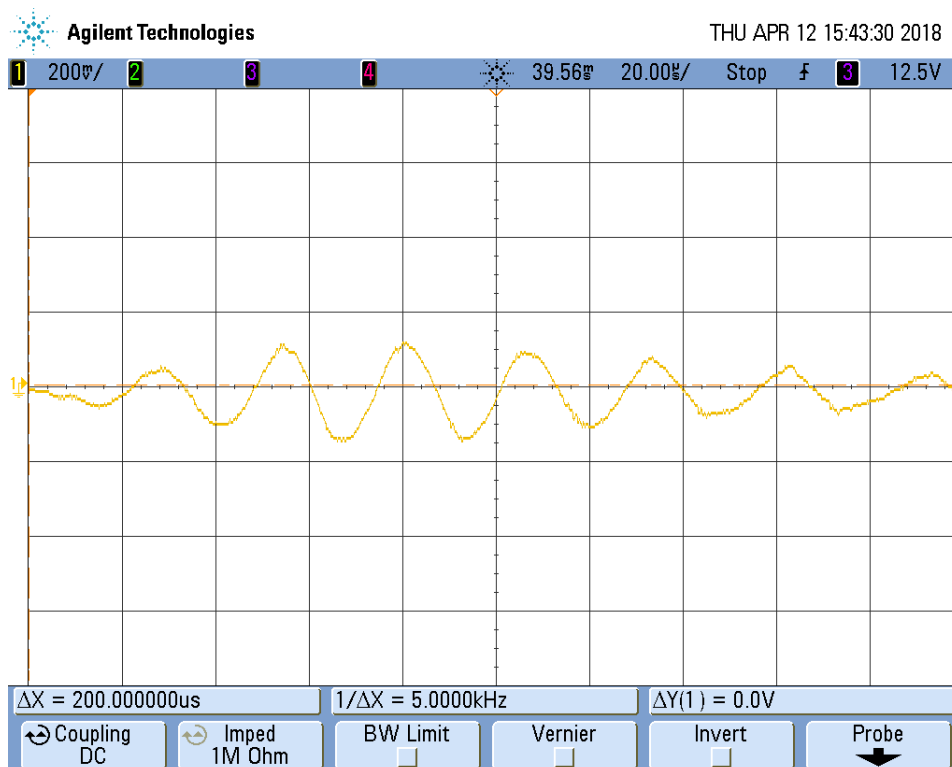
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 53: Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o circuito indicado no datasheet (verde), em comparação com o transmissor (roxo)



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 54: Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o circuito indicado no datasheet, em alta resolução

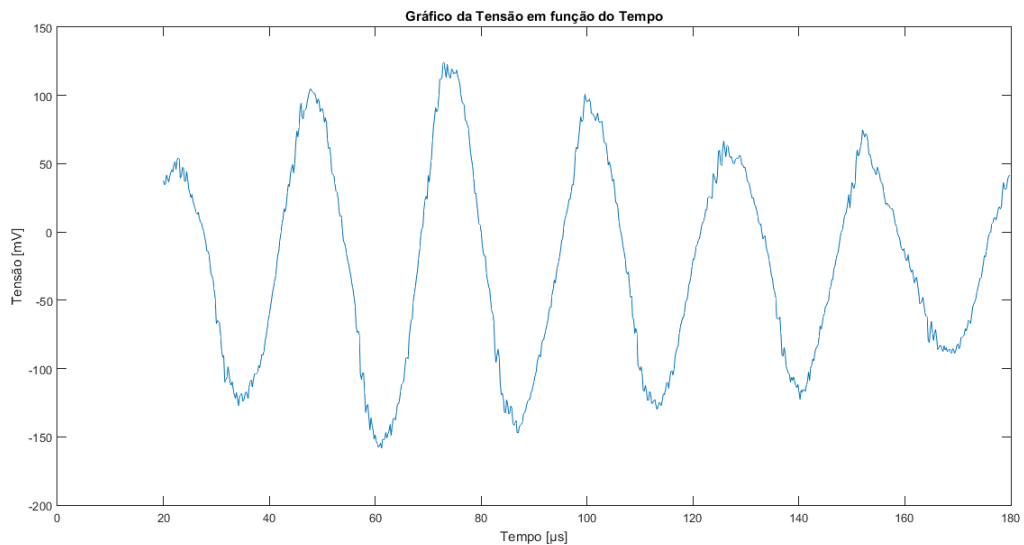


Fonte: Elaborada pelos autores.

ainda para um sinal de excitação de dois pulsos.

Analogamente à análise realizada para o sinal de transmissão, também salvou-se o valor de amplitude de cada amostra do sinal de saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em função do tempo. Por meio do software MATLAB, tem-se uma representação do sinal obtido, ilustrada na [Figura 55](#), a seguir. Além disso, pode-se analisar o espectro de frequência do sinal, ilustrado na [Figura 56](#), a seguir.

Figura 55: Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o circuito indicado no datasheet, obtido pelo MATLAB



Fonte: Elaborada pelos autores.

### 5.1.3 Sinal obtido pelo circuito de pré-amplificação do Receptor, utilizando o circuito com o amplificador OPA2356

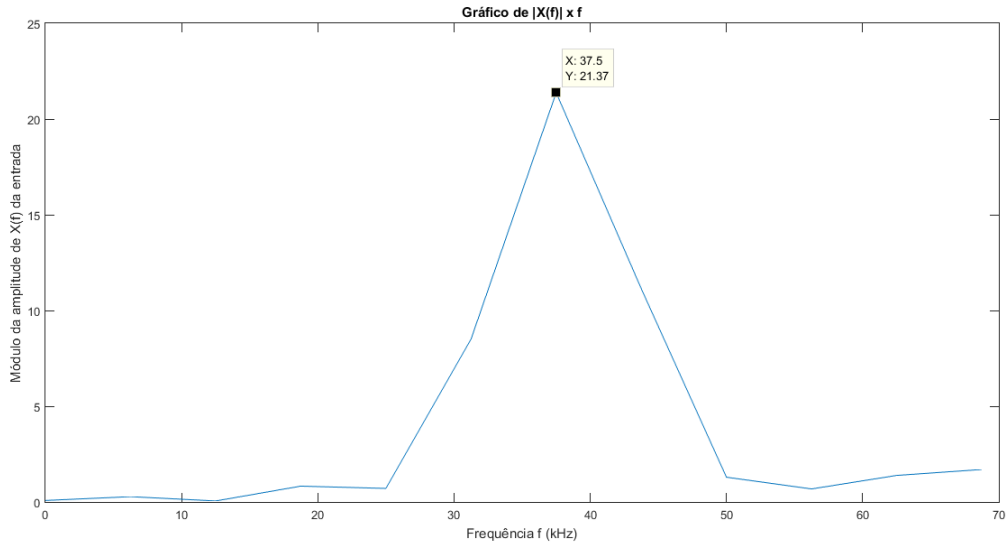
A [Figura 57](#), a seguir, ilustra a resposta obtida na saída do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o circuito com o amplificador OPA2356. O sinal de transmissão estava programado para gerar dois pulsos.

Já a [Figura 58](#) compara a resposta obtida na saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em verde, com a tensão de excitação aplicada ao transmissor, roxo. O sinal do transmissor estava programado, novamente, para gerar dois pulsos.

Nota-se, novamente, pelas [Figura 57](#) e [Figura 58](#), que o sinal do receptor possui dois conjuntos de forma de onda em sua resposta de saída. A [Figura 59](#), a seguir, ilustra, com uma maior resolução, o sinal correspondente à segunda forma de onda da saída do circuito, também para um sinal de excitação de dois pulsos.

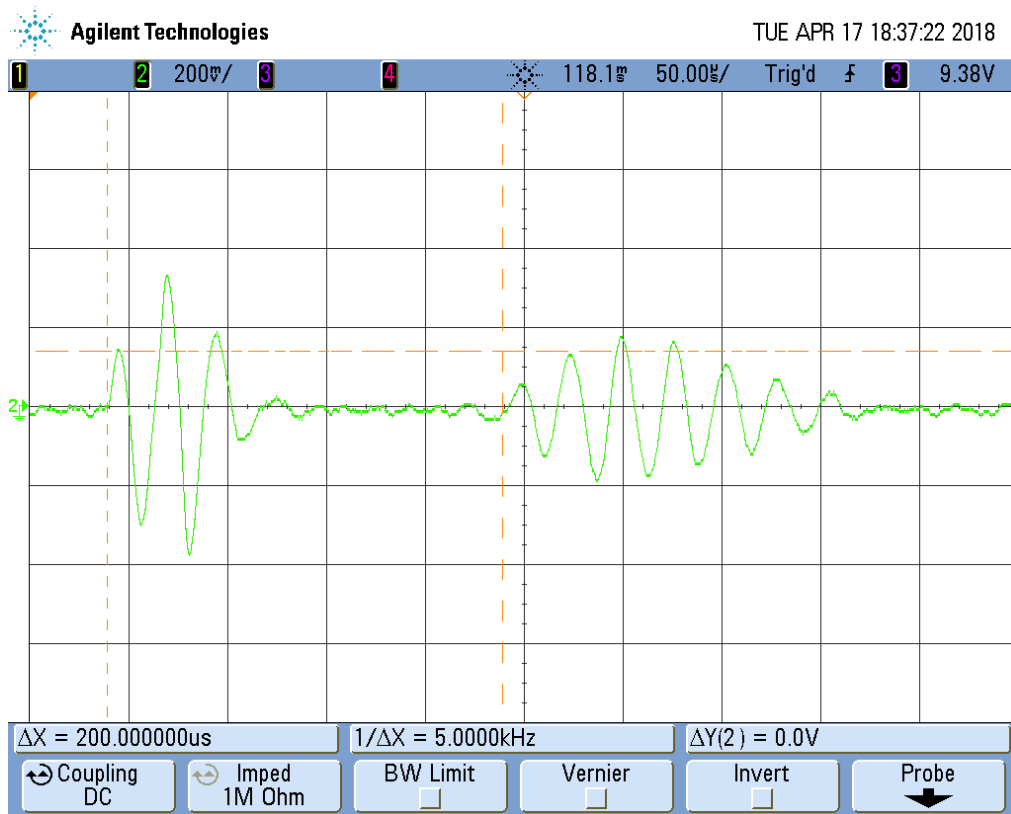
Por fim, salvou-se novamente o valor de amplitude de cada amostra do sinal de saída do circuito implementado com o OPA2356, em função do tempo. Uma representação

Figura 56: Espectro de frequência da resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o circuito indicado no datasheet, obtido pelo MATLAB



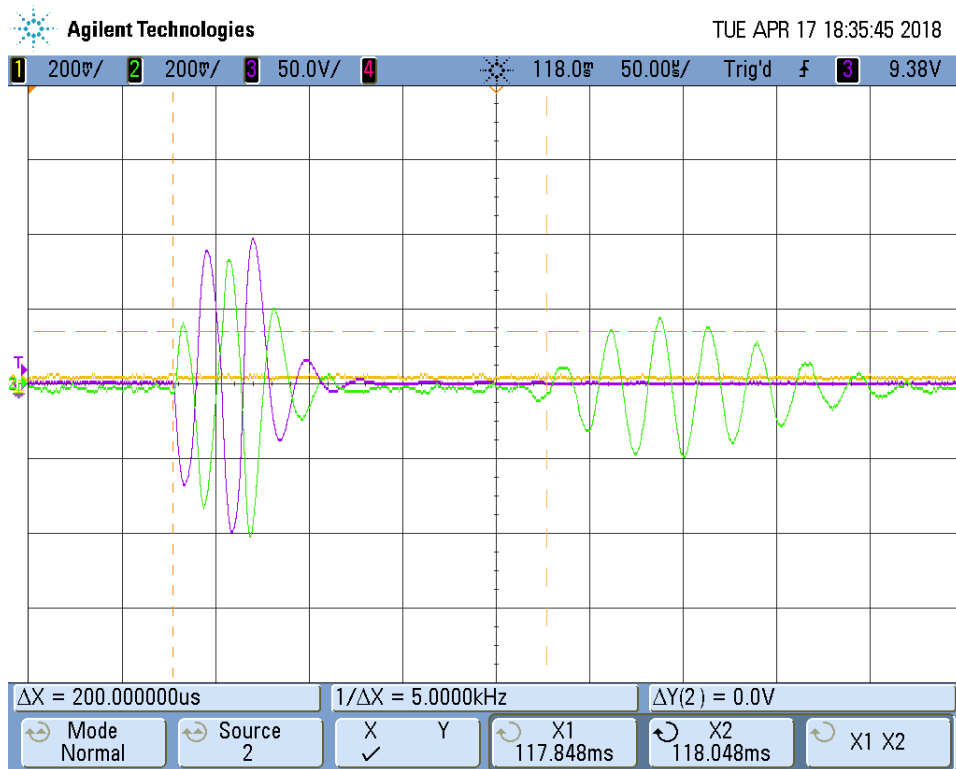
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 57: Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o dispositivo OPA2356



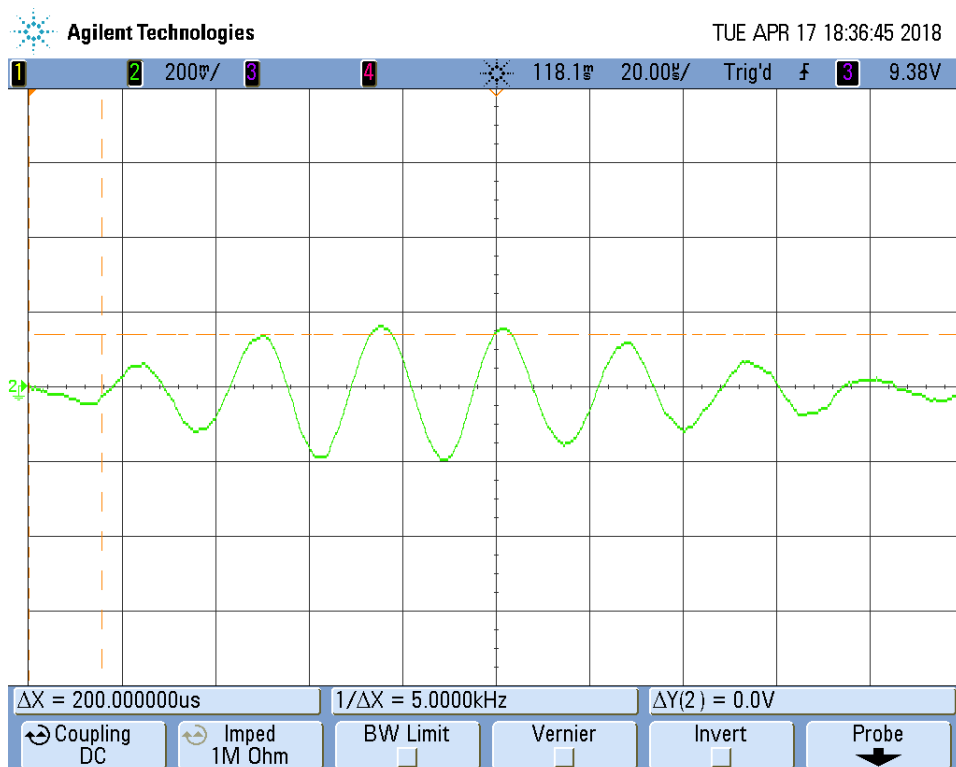
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 58: Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor, utilizando o dispositivo OPA2356 (verde), em comparação com o transmissor (roxo)



Fonte: Elaborada pelos autores.

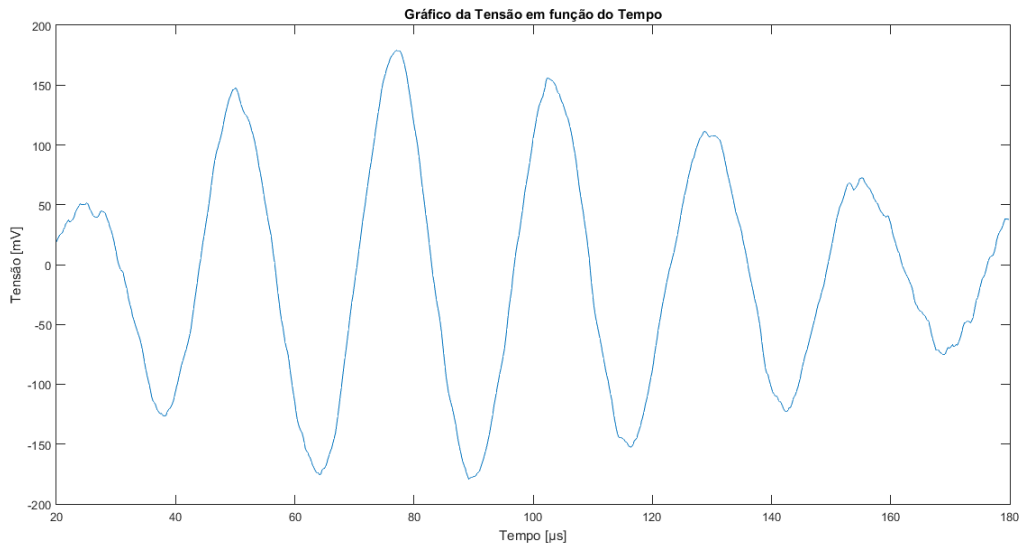
Figura 59: Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o dispositivo OPA2356, em alta resolução



Fonte: Elaborada pelos autores.

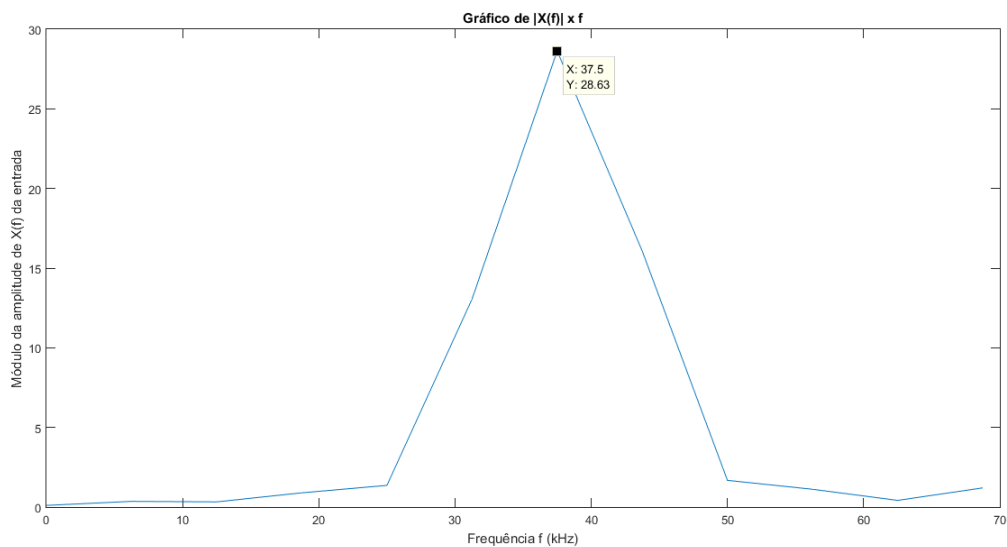
do sinal pode ser observada na [Figura 60](#), e o espectro de frequência do sinal pode ser observado na [Figura 61](#), indicadas a seguir.

Figura 60: Resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o dispositivo OPA2356, obtido pelo MATLAB



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 61: Espectro de frequência da resposta do circuito de pré-amplificação do receptor utilizando o dispositivo OPA2356, obtido pelo MATLAB

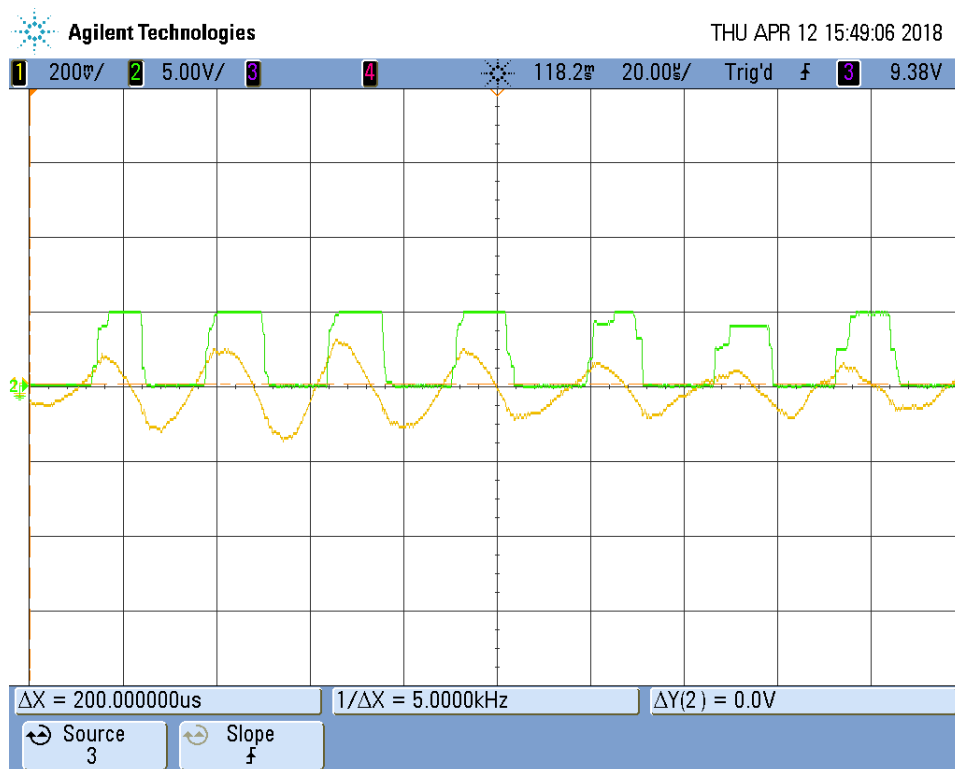


Fonte: Elaborada pelos autores.

## 5.2 Sinal obtido após o estágio do circuito de amplificação e do comparador de tensão

O estágio de amplificação e do comparador de tensão foi implementado em conjunto com o circuito de pré-amplificação indicado no datasheet do receptor. A [Figura 62](#), a seguir, ilustra a saída desse circuito, em verde, em relação ao sinal de entrada, em amarelo.

Figura 62: Sinal de saída do estágio de amplificação e do comparador de tensão, em verde, em comparação ao sinal de entrada, em amarelo



Fonte: Elaborada pelos autores.

Já a figura [Figura 63](#), além de ilustrar os dois sinais indicados na [Figura 62](#), ilustra também o sinal de excitação do transdutor de transmissão, em roxo.

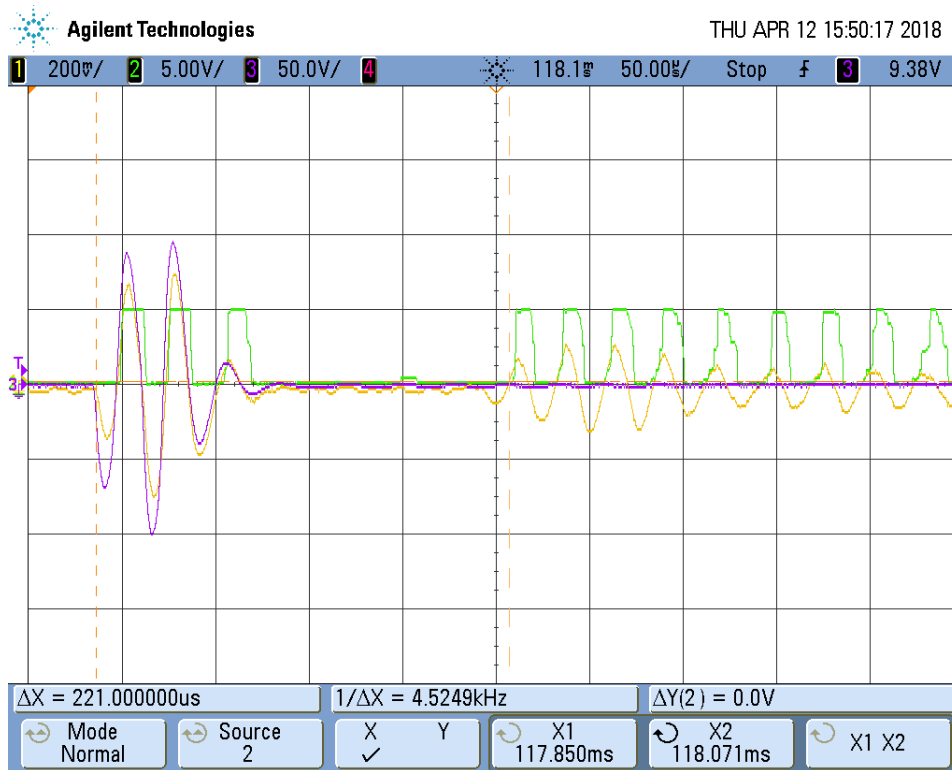
### 5.2.1 Considerações Sobre o Processo

A fim de analisar o comportamento da resposta do circuito, foram analisadas diferentes situações, que estão indicadas a seguir.

#### 5.2.1.1 Disposição dos Transdutores

Foram analisadas quatro diferentes disposições dos transdutores de ultrassom, a fim de se analisar como o sinal se comportava em cada situação. As quatro disposições analisadas são as seguintes:

Figura 63: Sinal de saída do estágio de amplificação e do comparador de tensão, em verde, sinal de saída do circuito de pré-amplificação, em amarelo, e sinal de excitação do transdutor de transmissão, em roxo

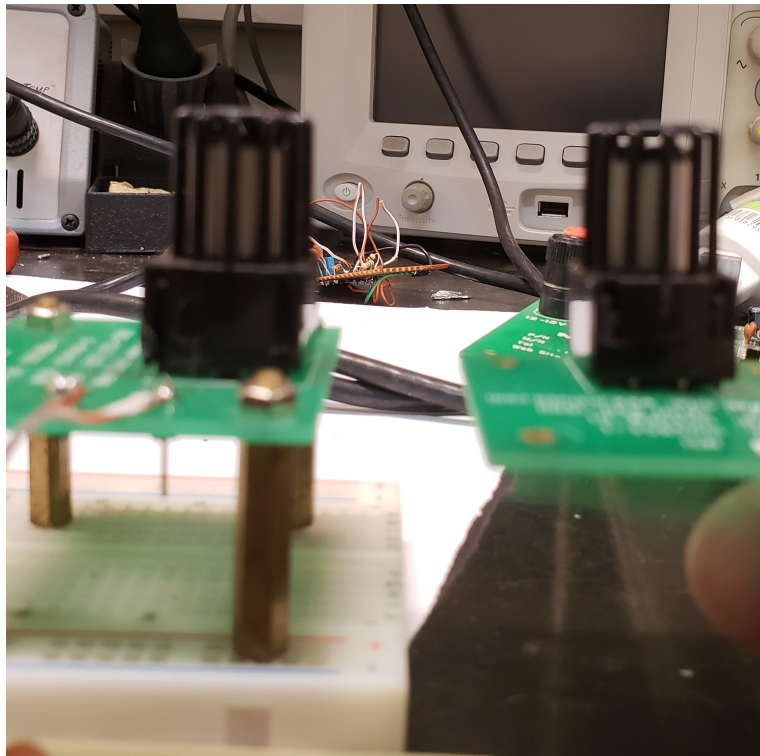


Fonte: Elaborada pelos autores.

- Primeira disposição: Na primeira disposição, o transdutor de transmissão se manteve na posição vertical, na mesma altura que o transdutor de recepção, como indica a [Figura 64](#). O intuito é servir de comparação para as três disposições seguintes.
- Segunda disposição: Na segunda disposição, o transdutor de transmissão foi colocado em uma posição 3 cm acima do transdutor de recepção, como está indicado na [Figura 65](#), a seguir.
- Terceira disposição: Na terceira disposição, o transdutor de transmissão se manteve a uma inclinação de  $45^\circ$  para frente, em relação transdutor de recepção, como está indicado na [Figura 66](#), a seguir.
- Quarta disposição: Na quarta disposição, o transdutor de transmissão se manteve a uma inclinação de  $45^\circ$  para o lado, em relação transdutor de recepção, como está indicado na [Figura 67](#), a seguir.

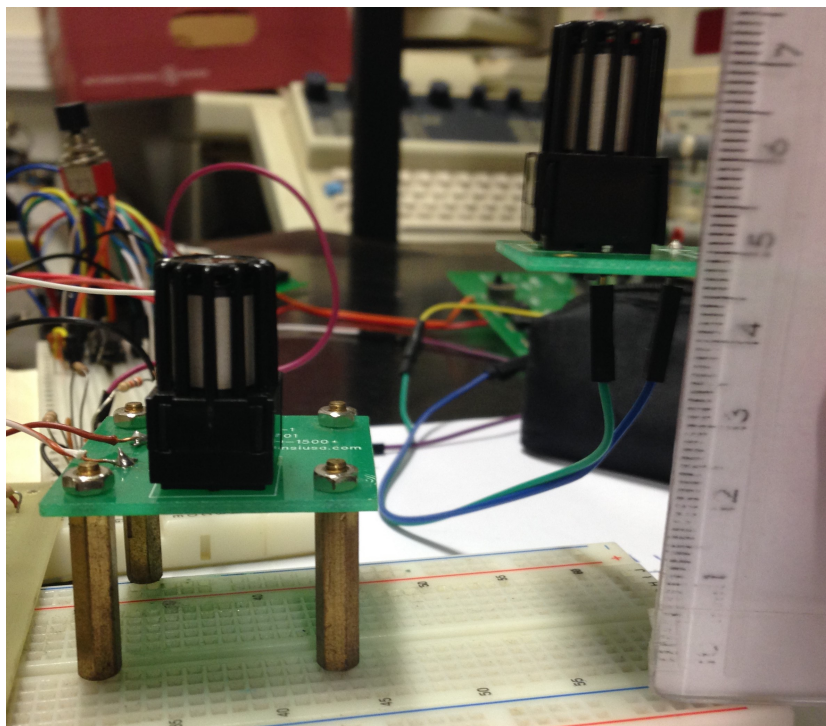
As [Figura 68](#), [Figura 69](#), [Figura 70](#) e [Figura 71](#), a seguir, ilustram a forma de onda da saída do circuito de pré-amplificação do receptor para as quatro disposições indicadas anteriormente, respectivamente.

Figura 64: Disposição em que o transdutor de transmissão se manteve na posição vertical, na mesma altura que o transdutor de recepção



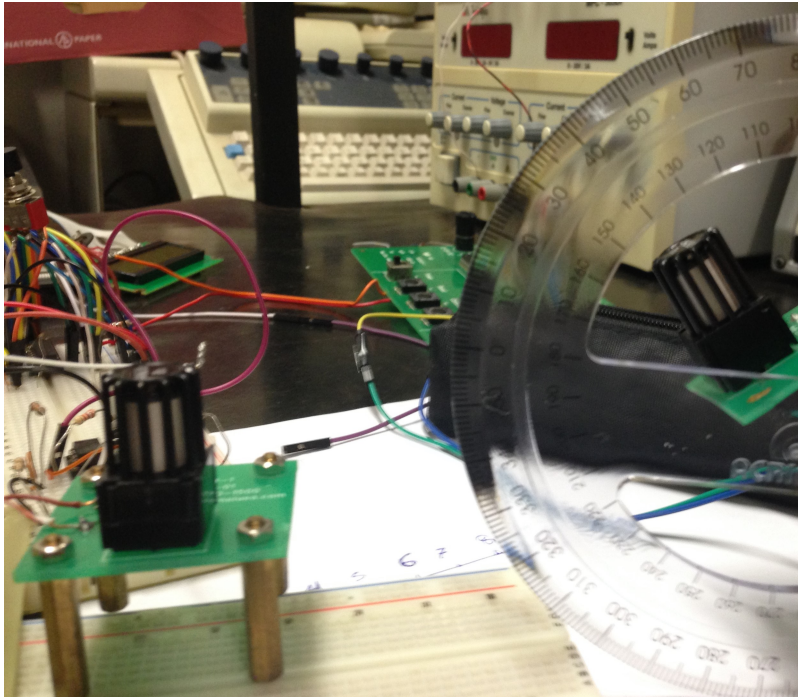
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 65: Disposição em que o transdutor de transmissão está localizado 3 cm acima do transdutor de recepção



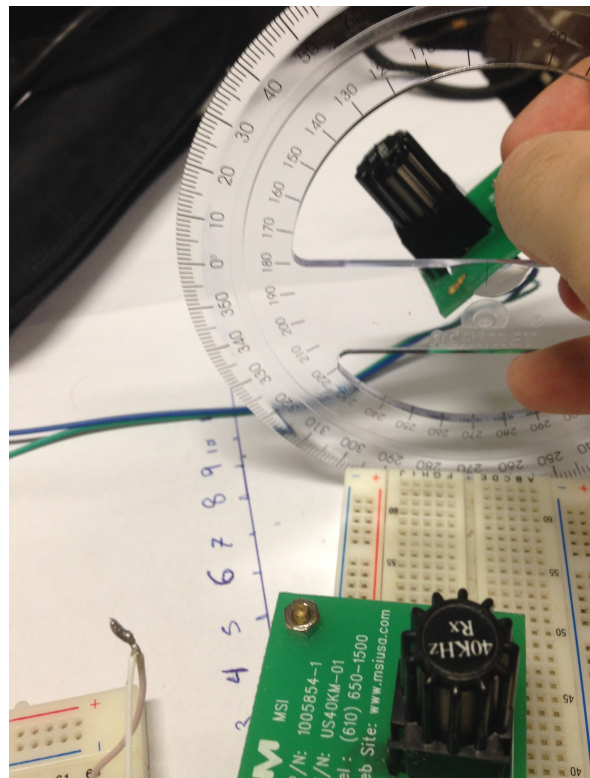
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 66: Disposição em que o transdutor de transmissão se manteve a uma inclinação de  $45^\circ$  para frente, em relação transdutor de recepção



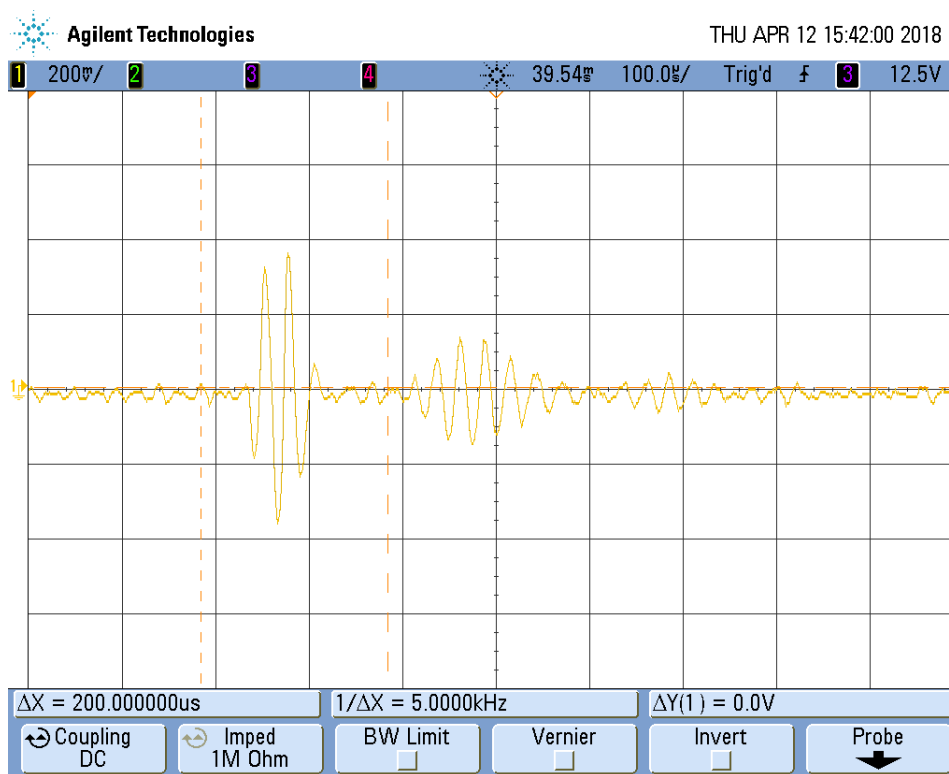
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 67: Disposição em que o transdutor de transmissão se manteve a uma inclinação de  $45^\circ$  para o lado, em relação transdutor de recepção



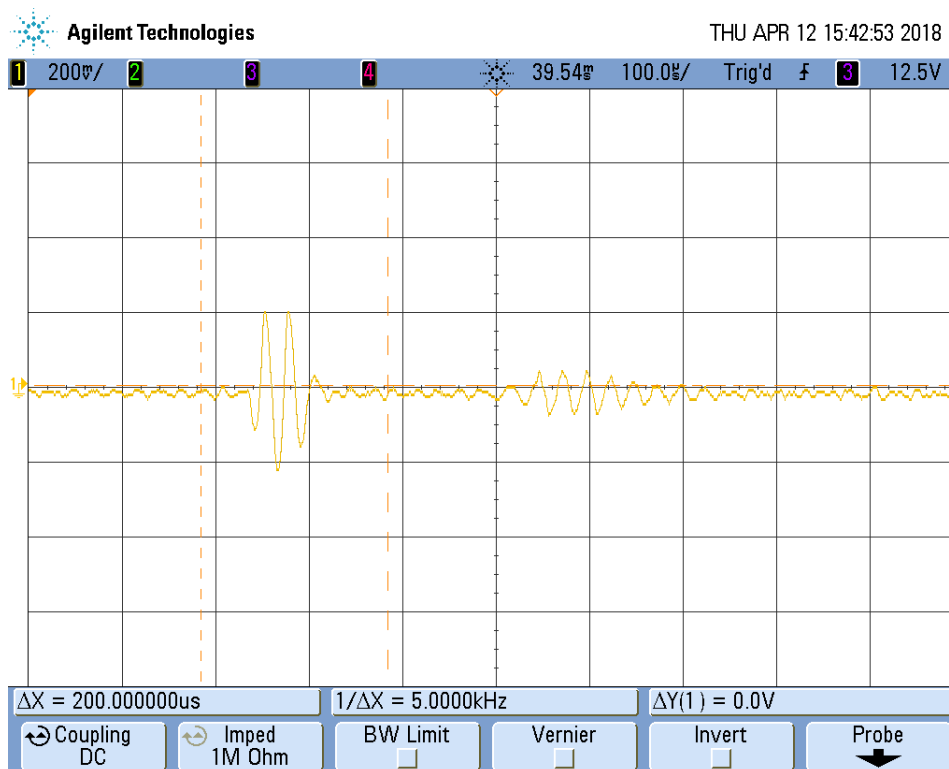
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 68: Sinal no receptor para a posição vertical, e na mesma altura que o transmissor



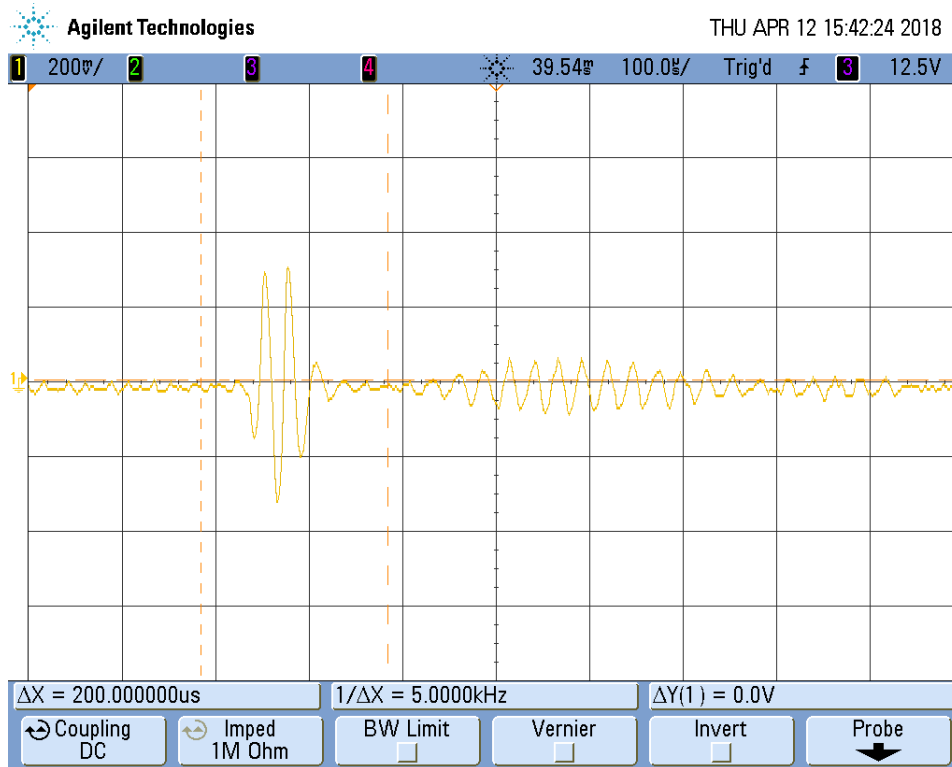
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 69: Sinal no transdutor de recepção, na situação em que o transdutor de transmissão está localizado 3 cm acima do transdutor de recepção



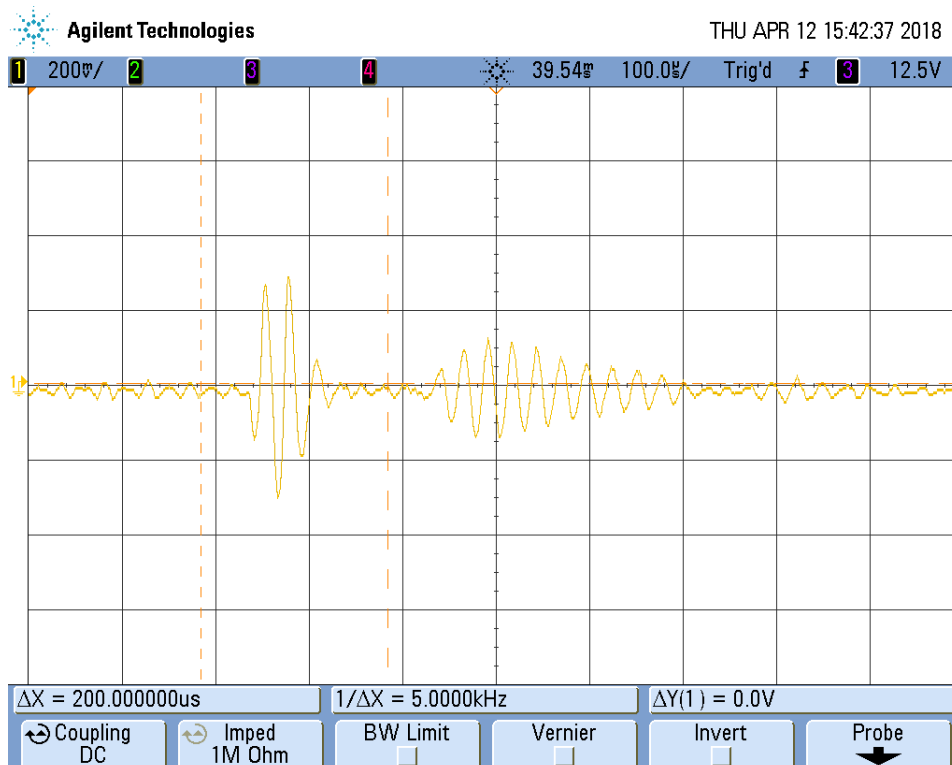
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 70: Sinal no receptor para a disposição em que o transdutor de transmissão se manteve a uma inclinação de 45° para frente, em relação transdutor de recepção



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 71: Sinal no receptor para a disposição em que o transdutor de transmissão se manteve a uma inclinação de 45° para o lado, em relação transdutor de recepção



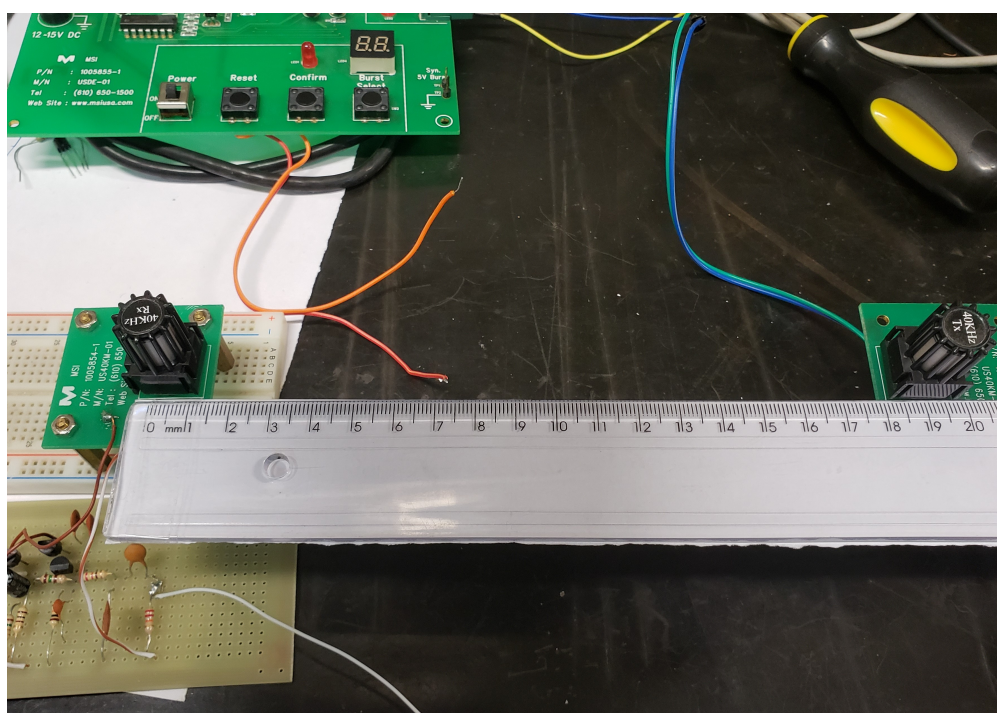
Fonte: Elaborada pelos autores.

### 5.2.1.2 Distâncias Máxima e Mínima do Transdutor Receptor

A fim de se determinar as distâncias máxima e mínima de operação do sistema, analisou-se o comportamento do sinal do receptor, em função da distância em que o transmissor se encontrava.

Dessa maneira, afastou-se o transdutor transmissor, a medida em que se analisava o sinal em cima do receptor. Notou-se uma mudança no sinal para uma distância aproximadamente de 18,8 cm, como indicam as [Figura 72](#) e [Figura 73](#), a seguir.

Figura 72: Distância de 18,8 cm, medida por meio de uma régua



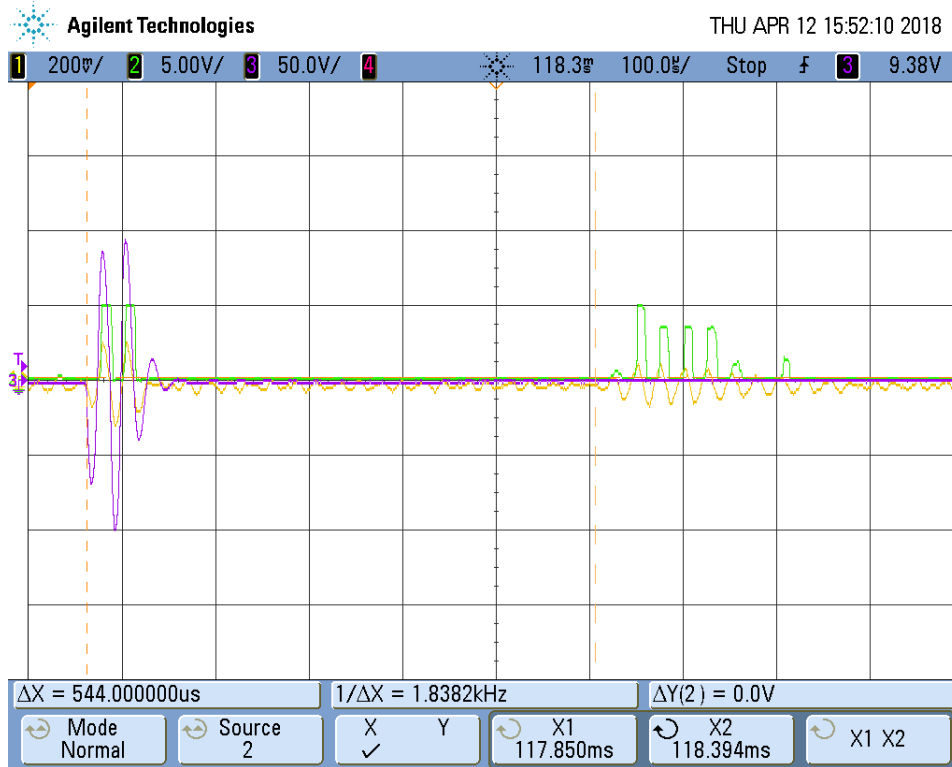
Fonte: Elaborada pelos autores.

Já para uma distância de aproximadamente de 26,5 cm, o sinal no receptor praticamente desapareceu, como indicam as [Figura 74](#) e [Figura 75](#), a seguir.

Com relação à distância mínima entre os transdutores, sabe-se que há uma distância física que deve ser respeitada, devido ao próprio dimensionamento dos transdutores, de acordo com o indicado na [Figura 76](#), a seguir. Como a figura indica, essa distância mínima é de 2 cm.

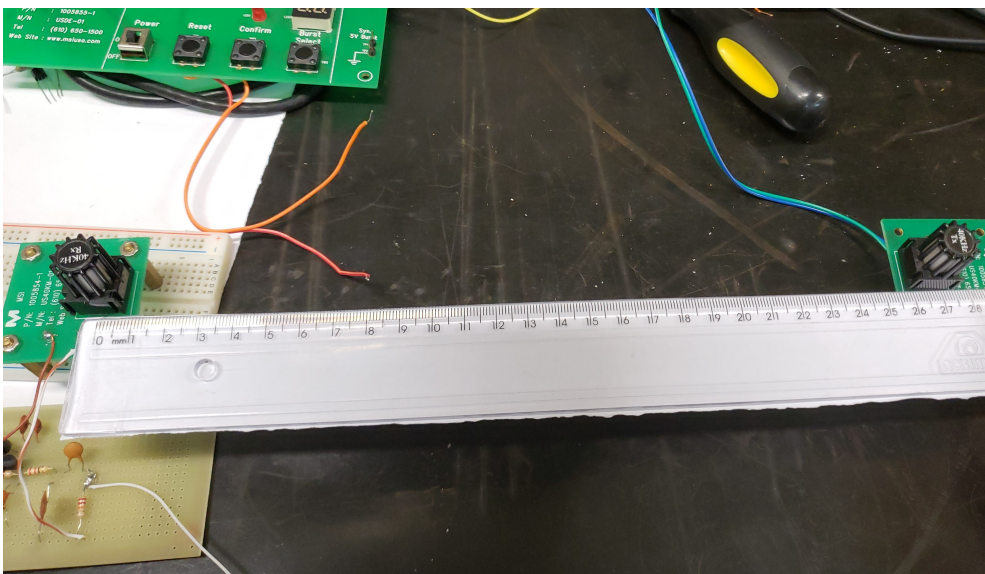
Há, entretanto, outro fator que limita essa distância mínima. Como comentado anteriormente, o sinal de recepção é composto por duas formas de ondas distintas. A depender do número de pulsos utilizados para excitar o transmissor, essas formas de onda podem se sobrepor, impossibilitando os cálculos, como indicam as [Figura 77](#) e [Figura 78](#), a seguir. A análise foi feita com um sinal de excitação no transmissor de 4 pulsos, a uma distância de 4,3 cm.

Figura 73: Sinal no receptor, para uma distância de 18,8 cm. O sinal do transmissor está indicado em roxo, o da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em amarelo, e o da saída do comparador de tensão do receptor, em verde



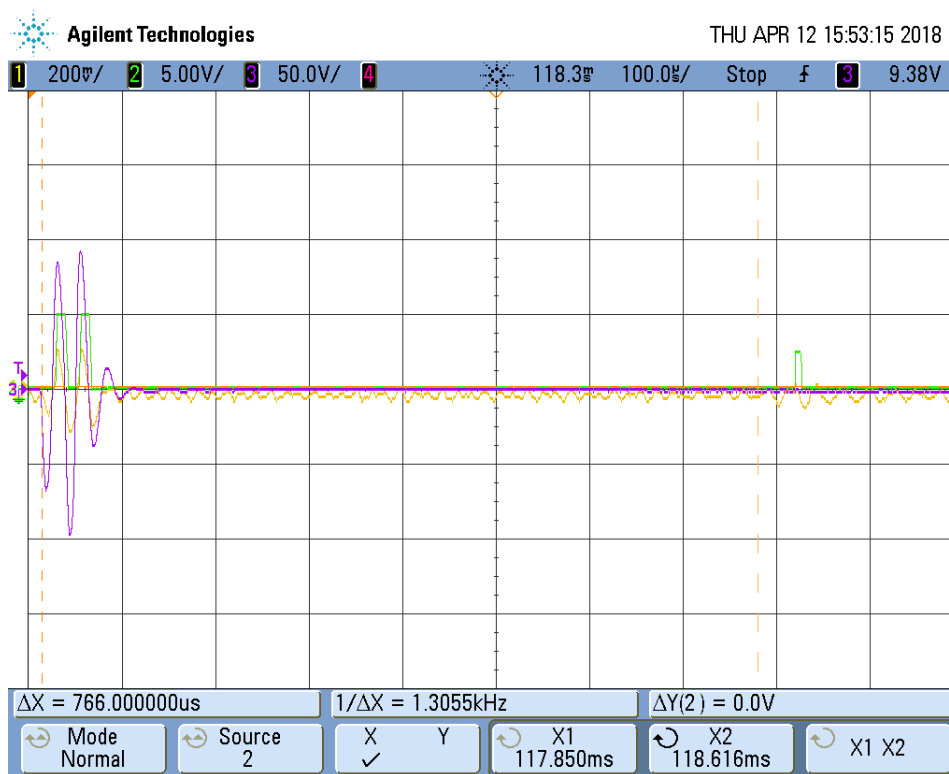
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 74: Distância de 26,5 cm, medida por meio de uma régua



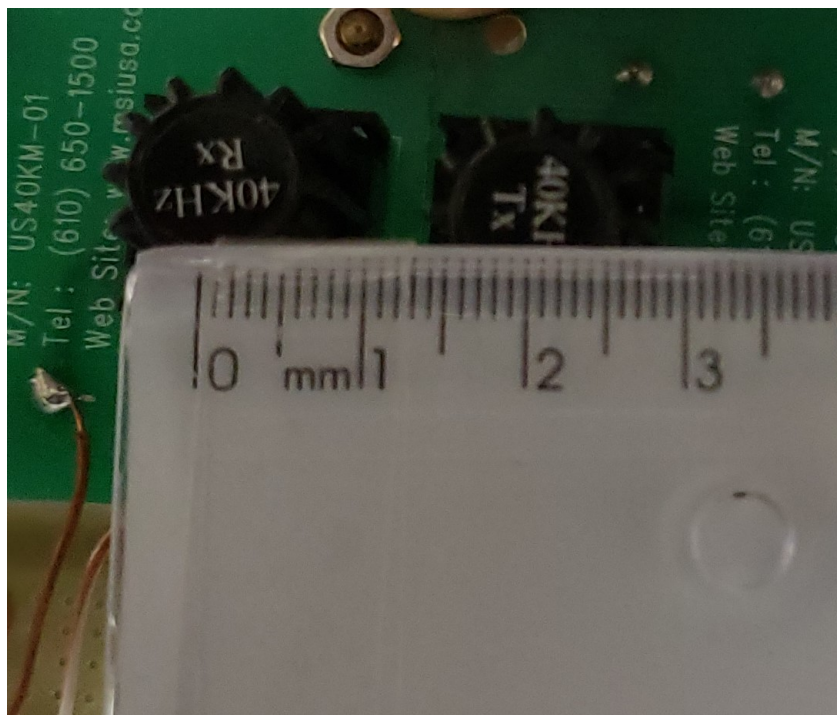
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 75: Sinal no receptor, para uma distância de 26,5 cm. O sinal do transmissor está indicado em roxo, o da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em amarelo, e o da saída do comparador de tensão do receptor, em verde



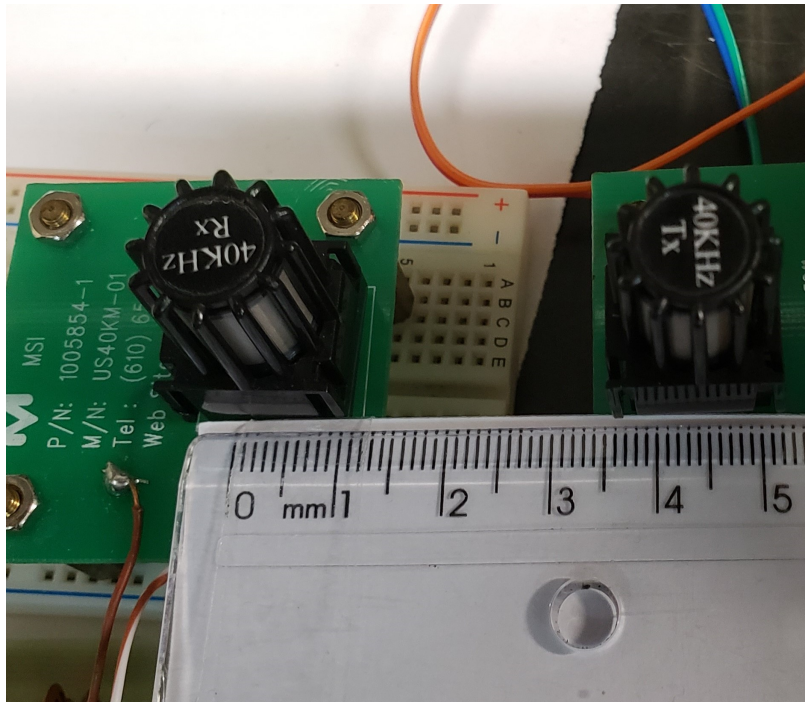
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 76: Distância mínima entre os dois transdutores, devido às suas dimensões físicas.



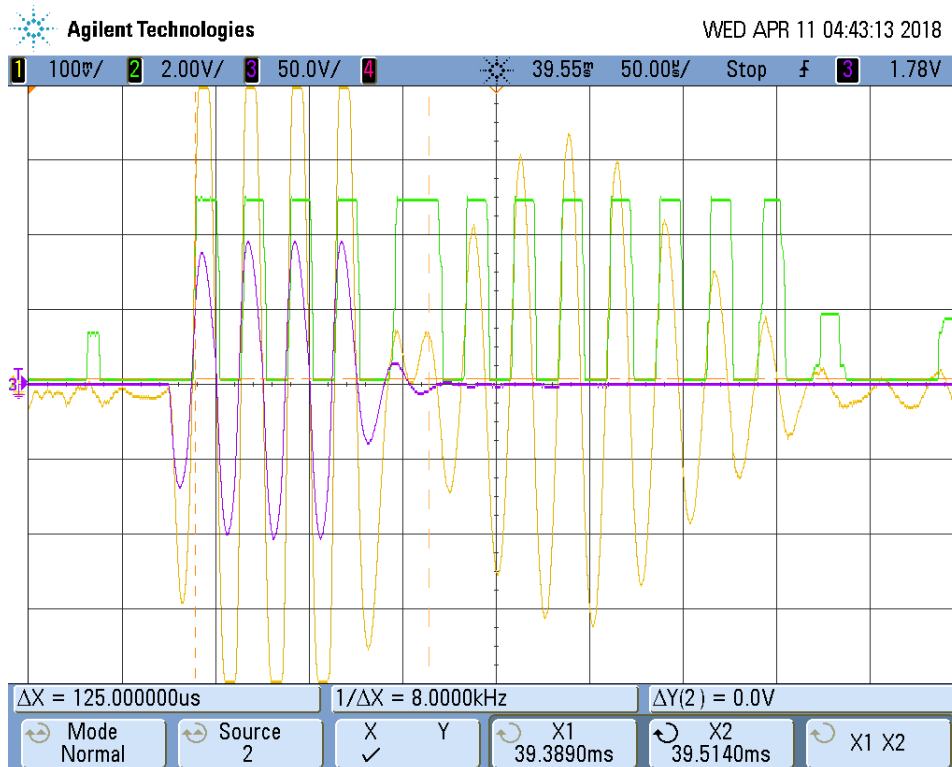
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 77: Distância de 4,3 cm, medida por meio de uma régua



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 78: Sinal no receptor, para uma distância de 4,3 cm. O sinal do transmissor está indicado em roxo, o da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em amarelo, e o da saída do comparador de tensão do receptor, em verde



Fonte: Elaborada pelos autores.

### 5.2.2 Ruído

Eventualmente, podem surgir sinais devido ao ruído, e que podem ser interpretados erroneamente pelo sistema. A [Figura 79](#), a seguir, ilustra sinais de ruído interferindo o sistema.

Figura 79: Sinal no receptor, na situação em que há interferência devido ao ruído. O sinal do transmissor está indicado em roxo, o da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em amarelo, e o da saída do comparador de tensão do receptor, em verde



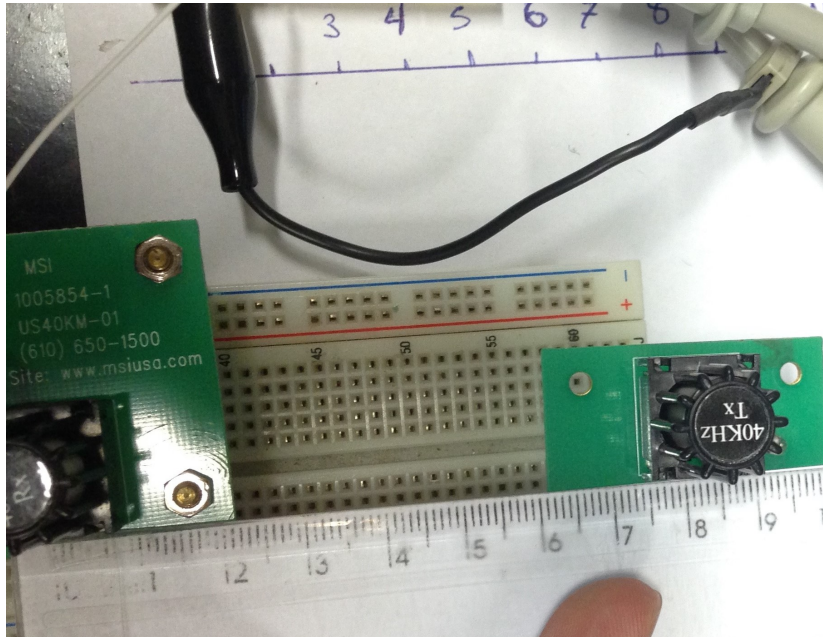
Fonte: Elaborada pelos autores.

### 5.3 Cálculo da Distância

Dessa maneira, após ter sido implementado o circuito, iniciou-se o cálculo da distância, que está indicado a seguir. Analisou-se o exemplo em que a distância entre os transdutores era de 8,5 cm. A [Figura 80](#) indica a distância real entre os transdutores, medida com o auxílio de uma régua. Já a [Figura 81](#), ilustra o sinal sendo monitorado pelo osciloscópio. Por fim, a [Figura 82](#), ilustra o valor de distância calculado pelo microcontrolador PIC, e impresso no display de LCD.

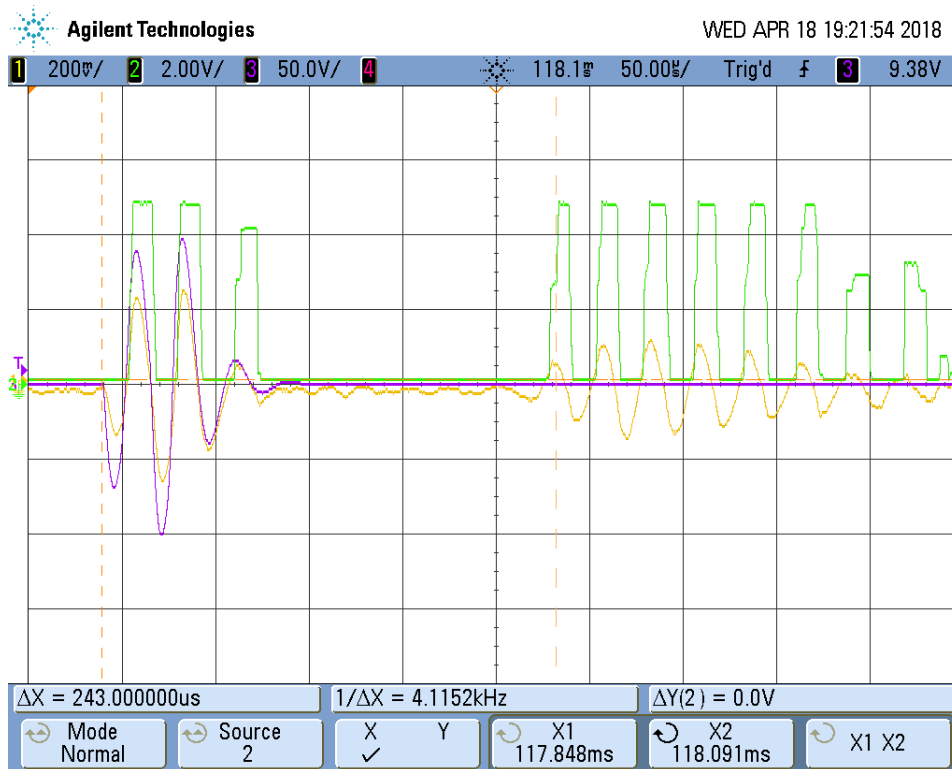
Além do valor de distância de 8,5 cm, foram analisadas, também, as distâncias de 4,5, 5,5, 6,5, 7,5, 9,5, 10,5, 11,5 e 12,5 cm. Os valores obtidos na realização de cada medida encontram-se indicados na [Tabela 1](#), a seguir.

Figura 80: Distância de 8,5 cm, medida por meio de uma régua



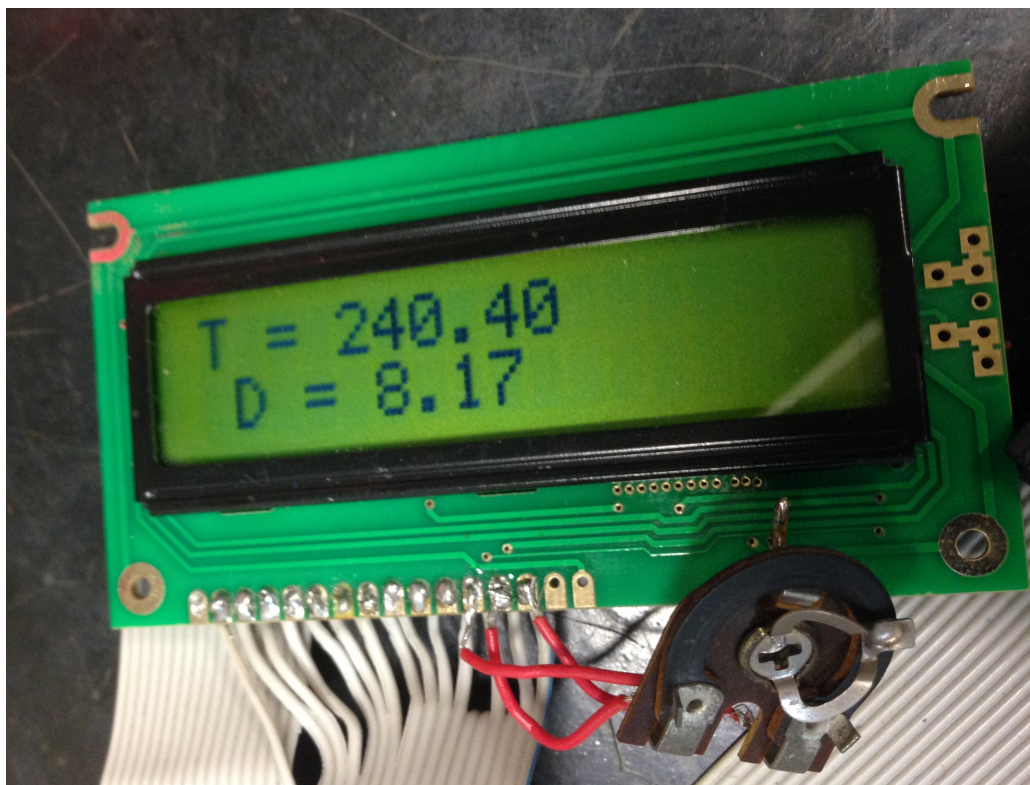
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 81: Sinal no receptor, para uma distância de 8,5 cm. O sinal do transmissor está indicado em roxo, o da saída do circuito de pré-amplificação do receptor, em amarelo, e o da saída do comparador de tensão do receptor, em verde



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 82: Valor de distância calculado pelo microcontrolador PIC, e impresso no display LCD



Fonte: Elaborada pelos autores.

Tabela 1: Comparação entre os valores de distâncias medidas em laboratório com auxílio de uma régua, calculadas pelo microcontrolador PIC16F616 e indicadas pelo osciloscópio

Distância medida em laboratório com auxílio de uma régua [cm]	Distância calculada pelo microcontrolador PIC16F616 [cm]	Distância indicada pelo osciloscópio [cm]
4,5	4,58	4,60
5,5	5,52	5,60
6,5	6,85	6,91
7,5	7,31	7,70
8,5	8,17	8,40
9,5	9,21	9,40
10,5	10,34	10,64
11,5	11,39	11,33
12,5	12,21	12,40

Fonte: Elaborada pelos autores.

Além disso, com o objetivo de analisar especificamente a diferença entre as distâncias medidas com a régua, e aquelas medidas com o microcontrolador PIC, calculou-se o erro entre ambas, que está indicado na [Tabela 2](#), a seguir.

Tabela 2: Erro entre os valores de distâncias medidas em laboratório com auxílio de uma régua e as calculadas pelo microcontrolador PIC16F616

Distância medida em laboratório com auxílio de uma régua [cm]	Distância calculada pelo microcontrolador PIC16F616 [cm]	Erro entre as duas distâncias medidas [%]
4,5	4,58	1,78%
5,5	5,52	0,36%
6,5	6,85	5,38%
7,5	7,31	2,53%
8,5	8,17	3,88%
9,5	9,21	3,05%
10,5	10,34	1,52%
11,5	11,39	0,96%
12,5	12,21	2,32%

Fonte: Elaborada pelos autores.

## 6 DISCUSSÃO

A seguir serão analisados os resultados obtidos e a metodologia implementada durante a execução deste trabalho.

### 6.1 Considerações Gerais sobre os Sinais dos Transdutores

Com base nas formas de ondas obtidas no capítulo [Resultados](#), percebe-se que os transdutores tiveram um comportamento conforme esperado. Quanto ao transmissor, percebe-se que, com base nas [Figura 48](#) e [Figura 49](#), o sinal teve uma resposta semelhante à sua resposta típica, de acordo com o ilustrado na [Figura 87](#), do [Anexo B](#). Percebe-se também, por meio da [Figura 50](#), que o espectro de frequência do sinal concentra-se em uma frequência próxima do valor de 40 kHz, como indicado na [Quadro 1](#), do [Anexo A](#), e na [Figura 86](#), do [Anexo B](#).

O mesmo vale para os sinais obtidos pelo transdutor de recepção. As [Figura 54](#) e [Figura 55](#), referentes ao circuito de pré-amplificação implementado com o circuito indicado no datasheet do receptor, bem como as [Figura 59](#) e [Figura 60](#), referentes ao circuito de pré-amplificação implementado com o OPA2356, ilustram que o sinal teve comportamento semelhante a sua resposta típica, como indicado na [Figura 91](#), do [Anexo C](#). Ademais, nota-se que, por meio das [Figura 56](#) e [Figura 61](#), o espectro de frequência do sinal concentra-se em uma frequência próxima do valor de 40 kHz, como indicado na [Quadro 1](#), do [Anexo A](#), e na [Figura 90](#), do [Anexo C](#).

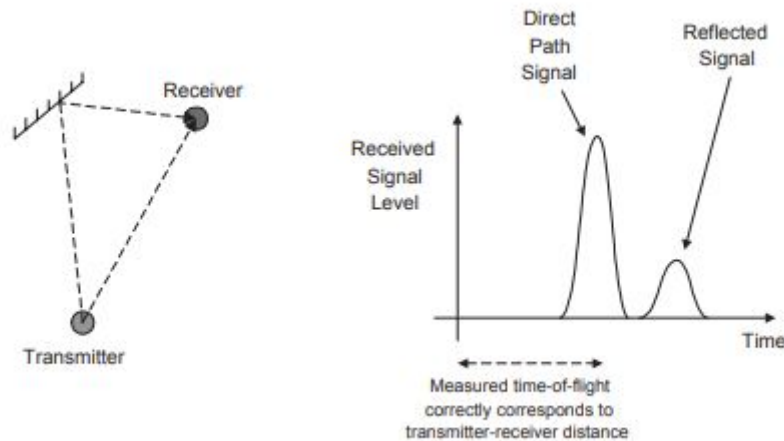
Além disso, ao se analisar as [Figura 53](#) e [Figura 58](#), percebe-se que o sinal de excitação do transmissor possui um valor alto de tensão, atingindo quase 100 V, enquanto que os sinais da saída do circuito de pré-amplificação do receptor possuem um valor baixo de tensão, inferior a 200 mV. Esse valor baixo da saída do receptor é indesejável, porque pode ser confundido com um sinal de ruído, o que pode fazer o circuito agir de maneira incorreta.

Assim, foram estudados esses dois circuitos de pré-amplificação para o receptor com o objetivo de analisar se algum deles apresentava o sinal de saída com uma amplitude mais elevada em relação ao outro. No entanto, como indicado nas figuras anteriores, ambos circuitos implementados apresentaram sinais de saída com amplitude semelhante.

Conforme ilustrado na [Figura 62](#), o estágio de amplificação e do comparador de tensão identifica eficientemente o sinal gerado pelo circuito de pré-amplificação, e o transforma em um sinal quadrado, pronto para ser lido pelo microcontrolador PIC. Entretanto, como indica a [Figura 79](#), alguns sinais de ruído podem ser confundidos com o sinal do receptor.

O ruído no sistema pode advir de diversos fatores. Como apontado por [Randell e Muller \(2001\)](#) e [Hazas e Ward \(2002\)](#), esses sistemas estão sujeitos a receberem sinais de reflexão proveniente dos sinais gerados por eles mesmos, como indica a [Figura 83](#), e também pela interferência de sinais de alta frequência, que estão presentes no ambiente, mas são imperceptíveis para os seres humanos.

Figura 83: Recepção de sinais ultrassônicos refletidos



Fonte: [Ward \(1998\)](#)

## 6.2 Análise da Interferência no Sinal do Receptor

Conforme apontado nas [subseção 5.1.2](#) e [subseção 5.1.3](#), do capítulo [Resultados](#), ao analisar-se as [Figura 52](#), [Figura 53](#), [Figura 57](#) e [Figura 58](#) percebe-se que o sinal do receptor possui duas respostas. A primeira, que está praticamente em fase com a excitação aplicada ao transmissor, e a segunda, que está defasada.

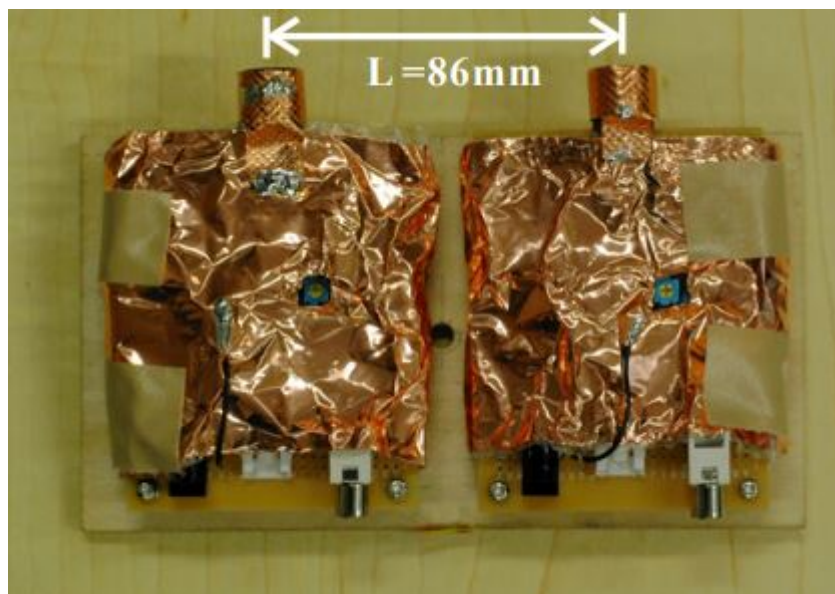
Isso ocorre porque o primeiro sinal é advindo de uma alimentação elétrica direta do sinal do circuito do transmissor para o sistema eletrônico do receptor. Embora o transdutor de recepção esteja bem protegido contra a irradiação de campos elétricos, alguns pinos e parte de sua fiação ficam expostas, o que faz o sistema ser afetado pelo campo elétrico gerado. Essas conexões expostas podem funcionar, também, como uma antena.

Segundo [Hazas e Ward \(2002\)](#), o ruído advindo da interferência do campo elétrico do transmissor pode ser maior do que o sinal convertido pelo piezofilme como resultado das vibrações de ultrassom. Assim, algumas medidas podem ser tomadas a fim de reduzir o sinal desse ruído.

Pode-se, por exemplo, utilizar folha de alumínio ou de cobre para embrulhar toda as interconexões expostas, conectando essa folha ao terra do receptor. A [Figura 84](#), a seguir, ilustra um exemplo de proteção do sistema de recepção. Foi realizada por [Hashizume et al.](#)

(2005), que afirmam que o receptor é muito sensível ao ruído elétrico do meio ambiente. A proteção foi realizada envolvendo o circuito com folha de cobre.

Figura 84: Proteção do circuito do receptor utilizando folha de cobre



Fonte: Hashizume et al. (2005)

Além disso, o circuito do amplificador de recepção pode precisar, também, ser alojado dentro de um gabinete metálico aterrado. A Figura 85, ilustra um exemplo de gabinete metálico desenvolvido por Hazas e Ward (2002).

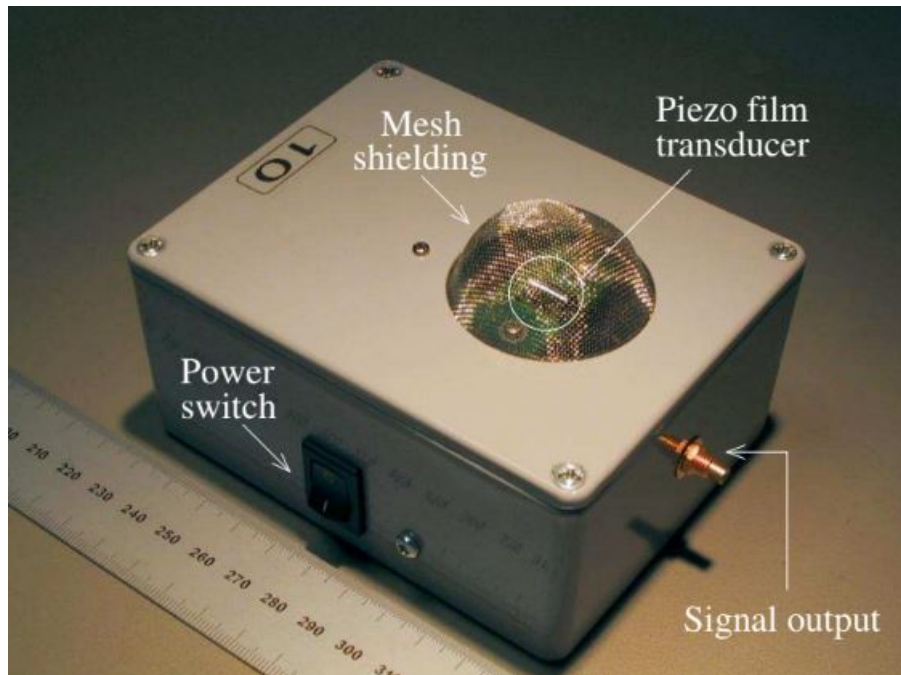
Já a forma de onda referente à segunda resposta do sinal, que está defasada, corresponde propriamente ao sinal gerado devido à vibração do PVDF por causa do sinal de ultrassom, sendo, portanto, o sinal que deve ser analisado.

### 6.3 Comportamento do Sinal Recebido para Diferentes Situações

Quanto à disposição dos transdutores, como analisado na subseção 5.2.1.1, nota-se que há uma grande mudança na característica do sinal quando os transdutores não estão no mesmo plano horizontal, na posição vertical. Nota-se, por meio das Figura 69, Figura 70 e Figura 71, que o sinal tende a ser atenuado e distorcido, em relação ao sinal da posição convencional, como indica a Figura 68. Isso limita o sistema a aplicações em um mesmo plano, dificultando implementações em espaços tridimensionais. Qualquer mudança de plano, ou inclinação dos transdutores, gera mudanças no sinal recebido.

Está característica entre em conformidade com as respostas típicas de tais sensores, conforme indicado em seus datasheets (MSI, 2001a; MSI, 2001b). De acordo com o Quadro 1, do Anexo A, tais transdutores tem uma diretividade vertical de  $\pm 40^\circ$ , conforme ilustrado nas Figura 89 e Figura 93, dos Anexo B e Anexo C, respectivamente.

Figura 85: Gabinete metálico usado para proteger o circuito



Fonte: Hazas e Ward (2002)

Já em relação à sua posição horizontal, tais transdutores possuem ampla diretividade, como indicado, também, no [Quadro 1](#). Tal quadro indica que o transdutor de transmissão possui diretividade horizontal de  $360^\circ$ , enquanto que o de recepção de  $\pm 150^\circ$ . O mesmo pode ser analisado por meio das [Figura 88](#) e [Figura 92](#), dos [Anexo B](#) e [Anexo C](#), respectivamente.

Quanto à distância máxima entre os transdutores, a [Figura 73](#) indica que, a partir de uma distância aproximada de 18,8 cm, o primeiro pulso do sinal de recepção possui uma amplitude baixa, não suficiente para ultrapassar o limiar estabelecido do comparador de tensão de 1,35 V, não sendo, portanto, detectado pelo microcontrolador PIC. Isto gera uma imprecisão no processo, que detectará o sinal a partir de seu segundo pulso apenas. O aumento do limiar do comparador de tensão tem a desvantagem de fazer com que o ruído possua uma interferência cada vez maior no processo, sendo, portanto, não aconselhável.

Já a [Figura 75](#), indica que, para uma distância de aproximadamente 26,5 cm, o sinal do receptor está tão atenuado, que apenas um pulso dele pode ser identificado. Nessa situação, o sinal do receptor é dificilmente diferenciado de um sinal de ruído. Dessa maneira, o cálculo de distâncias a partir desse valor possui uma alta imprecisão.

Em relação à distância mínima entre os transdutores, a [Figura 76](#) indica que, devido às características de dimensionamento físico dos próprios transdutores, há a imposição de uma distância mínima de 2 cm entre cada um, a fim de que eles não colidam.

Entretanto, devido ao sinal de interferência do campo elétrico no circuito do

transdutor de recepção, essa distância mínima pode ser aumentada. Como indica a [Figura 78](#), a partir de uma determinada distância, o sinal gerado por causa das vibrações ultrassônicas começa a se sobrepor com o sinal gerado devido a essa interferência, o que compromete o cálculo da distância quando os transdutores estão próximos. Desse modo, é aconselhável que o circuito de recepção não seja influenciado pela existência desse campo elétrico, utilizando as medidas descritas anteriormente, na [seção 6.2](#).

#### 6.4 Processamento do Sinal

A partir das formas de ondas obtidas, notou-se que um microcontrolador adequado para o processamento de tais sinais era o microcontrolador PIC16F616. Tal dispositivo consegue realizar todas as tarefas necessárias, e tem um custo de aquisição menor do que outros dispositivos analisados. Possui 14 pinos, sendo que todos foram utilizados. Além disso, segundo o [Quadro 2](#), do [Anexo E](#), tal dispositivo possui uma memória de programa de 2048 palavras, e uma memória de dados de 128 bytes, das quais foram utilizadas uma porcentagem equivalente à 78% e 43%, respectivamente, de acordo com a [Figura 35](#).

Como primeira abordagem, analisou-se a conversão analógico-digital (CAD) de tal dispositivo. De acordo com o [Quadro 2](#) esse microcontrolador possui 8 canais para conversão analógico-digital, armazenando o valor em 10 bits. Entretanto, segundo o datasheet de tal dispositivo ([MICROCHIP TECHNOLOGY, 2009](#)), ao se utilizar um cristal de oscilação externo de 20 MHz, o intervalo de tempo mínimo para se realizar essa conversão é de 17,6  $\mu\text{s}$ , o que implica que a amostragem está sendo realizada a uma frequência de 56,818 kHz. A utilização dessa frequência de amostragem, para um sinal de 40 kHz, viola o teorema da amostragem, conforme discutido na [seção 3.5](#), do capítulo [Fundamentação Teórica](#), impossibilitando essa abordagem.

Dessa maneira, analisou-se a implementação de um comparador de tensão, conforme apresentado no capítulo [Desenvolvimento](#), a fim de que o sinal tivesse níveis entre 0 e 5 V, e pudesse ser detectado por meio de interrupção externa pelo microcontrolador.

#### 6.5 Implementação do Algoritmo do Microcontrolador PIC16F616

Após analisado o comportamento das formas de onda do receptor, implementou-se o algoritmo de cálculo de distância do microcontrolador PIC16F616, disponível no [Apêndice A](#).

Primeiramente, como ilustrado na [Figura 51](#) o sinal de saída do microcontrolador AT89C2051 é simultâneo ao surgimento do sinal de excitação do transdutor de transmissão. O microcontrolador PIC monitora o pino do driver eletrônico "TP1", referente a esse pino de saída do dispositivo AT89C2051. Assim, ao detectar uma borda de subida, o Timer 1 do PIC já inicia a contagem. A detecção do primeiro pulso do circuito do receptor, entretanto,

não ocorre exatamente com o surgimento do sinal. Como se observa na [Figura 63](#), o pulso tem valor inicial negativo e, após um período de aproximadamente  $12,5 \mu\text{s}$ , seu valor torna-se positivo, gerando um sinal de 5 V na saída do comparador de tensão, capaz de ser detectado pelo PIC. Dessa maneira, é preciso que esse intervalo de tempo seja compensado nos cálculos realizados.

Além do atraso advindo desse intervalo de tempo, há também o tempo de execução de diversas instruções do microcontrolador PIC. Assim, de modo a compensar esses dois fatores, subtraiu-se, do valor calculado de tempo, a constante de  $50 \mu\text{s}$ . Essa constante foi determinada empiricamente.

Ademais, como discutido anteriormente, a presença de um campo elétrico no circuito do transmissor provoca interferências no circuito do receptor. Há a geração de um sinal que pode ser erroneamente interpretado como o sinal advindo das vibrações ultrassônicas, como indica a [Figura 63](#). Desse modo, utilizou-se o Timer 2 do microcontrolador com o intuito de gerar um intervalo de tempo de  $100 \mu\text{s}$ , logo após que o sinal do transmissor fosse detectado, no qual as interrupções externas, se detectadas, seriam ignoradas. Isso permitiu que esse sinal de interferência não provocasse leituras erradas de distância.

Já em relação aos sinais de ruído do sistema, pode ocorrer, eventualmente, a interpretação errônea desses sinais como sendo os sinais advindos do ultrassom, conforme indicado na [Figura 79](#). Assim, com o objetivo de poder diferenciar o sinal do ruído em relação ao sinal do ultrassom, utilizou-se, novamente, o Timer 2. Nota-se que, por meio da [Figura 62](#), o sinal gerado pelo ultrassom possui diversos pulsos consecutivos, com período de aproximadamente  $25 \mu\text{s}$ , enquanto que os sinais do ruído são gerados de maneira aleatória. Dessa maneira, ao ser detectado um sinal de ultrassom, o Timer 2 inicia um intervalo de  $50,4 \mu\text{s}$ , no qual deve ser detectado algum outro pulso. Caso nenhum seja detectado, é mais provável que o sinal consistia de um ruído, do que do sinal de ultrassom. Assim, esse evento era ignorado, e o sistema voltava a esperar por uma nova detecção.

Por fim, como indica a [Figura 75](#) a partir de uma determinada distância, no caso  $26,5 \text{ cm}$ , o sinal no receptor se encontrava tão atenuado, que não era possível diferenciá-lo de um sinal de ruído. Desse modo, estipulou-se que a distância máxima de detecção era a de  $26,54 \text{ cm}$ , equivalente a um intervalo de tempo de  $768 \mu\text{s}$ . Com um ciclo de instrução de  $200 \text{ ns}$ , tem-se que o registrador TMR1H possuirá valor hexadecimal igual a "0F" passado esse intervalo de tempo. Assim, se algum pulso fosse detectado, e o TMR1H tivesse valor maior ou igual a "0F", o sistema ignorava esse valor, e calculava a distância apenas no próximo ciclo.

## 6.6 Determinação da Distância

De acordo com os valores de distância obtidos, indicados na [Tabela 1](#), nota-se que o sistema desenvolvido apresentou resultados satisfatórios, uma vez que os valores de distância, obtidos por meio de três medições distintas, tiveram resultados próximos e condizentes. Com relação à [Tabela 2](#), percebe-se que, entre os valores de distância medidos com auxílio de uma régua, e os calculados pelo microcontrolador PIC16F616, o maior erro obtido foi de 5,38%.

Além disso, como discutido anteriormente, para distâncias próximas a 18,8 cm, o sistema possui uma maior imprecisão, e para distâncias próximas de 26,5 cm, o cálculo não se torna mais condizente.

A partir da revisão bibliográfica realizada, notou-se que existem diferentes métodos propostos na literatura a fim de melhorar a precisão do cálculo da distância para esses sistemas.

Um dos métodos analisados foi a utilização de mais sensores de ultrassom do que o necessário para a realização dos cálculos ([WARD; JONES; HOPPER, 1997](#); [HAZAS; WARD, 2002](#); [HAZAS; WARD, 2003](#)). Como discutido anteriormente, essa redundância auxilia no cálculo de uma posição mais exata, ao mesmo tempo que permite a possível percepção e exclusão de valores calculados erroneamente. Além disso, segundo [Hazas e Ward \(2003\)](#), o uso de redundância permite uma estimativa do erro do sistema. Esse erro pode ser usado para representar se todas as distâncias medidas estão de acordo com o valor de posição obtido.

Dessa maneira, uma abordagem possível é a implementação de dois circuitos de recepção. Sabendo-se a distância entre os dois sensores de recepção, pode-se comparar o valor de distância obtido por cada um deles, e analisar se há alguma inconsistência. Segundo [Ward, Jones e Hopper \(1997\)](#), se a diferença entre as duas distâncias obtidas for superior do que a distância entre os receptores, houve a detecção de algum sinal incorreto, e uma nova medição pode ser feita. Essa medida, entretanto, ao adicionar mais um circuito de recepção, eleva o custo do sistema.



## 7 CONCLUSÃO

A implementação do sistema de determinação de distâncias, apresentado neste trabalho, consiste de uma solução viável e de baixo custo, que se insere no contexto de "computação ubíqua", no que diz respeito ao conhecimento, por parte dos dispositivos, de onde estão localizados e do que está ao seu redor.

De maneira geral, o sistema desenvolvido apresentou resultados satisfatórios e condizentes com o esperado teoricamente. Conforme indicado no capítulo [Resultados](#), entre as distâncias calculadas, o maior erro obtido foi de 5,38%. De acordo com o analisado no capítulo [Discussão](#), o sistema determina com uma maior precisão distâncias de até 18,8 cm. Já para distâncias acima de 26,5 cm, o sistema não é considerado adequado.

O sistema, entretanto, apresentou algumas complicações. A primeira delas refere-se à interferência, causada pelo campo elétrico gerado no circuito de transmissão, no circuito de recepção. Essa interferência gera um sinal de grande amplitude no circuito do receptor, que acaba por acionar indevidamente a interrupção externa do microcontrolador PIC utilizado. Além disso, a existência desse sinal prejudica o cálculo de distâncias pequenas, conforme exposto na [Discussão](#).

A segunda complicação é a existência do ruído no sinal a ser detectado, que pode ser erroneamente interpretado como o sinal advindo das vibrações ultrassônicas. Como o sinal gerado pelo circuito de pré-amplificação do receptor é de baixa amplitude, seus valores de tensão podem se assemelhar ao sinal do ruído. No algoritmo implementado, procurou-se uma maneira de conseguir diferenciar esses sinais, mesmo quando o sinal de ruído tivesse amplitude suficiente para ser detectado pelo microcontrolador PIC. Além disso, estudou-se dois circuitos de pré-amplificação com o intuito de analisar se algum deles apresentava o sinal de saída com uma amplitude mais elevada. Entretanto, como indicado na [Discussão](#), os dois circuitos implementados apresentaram sinais de saída com amplitudes semelhantes.

Além disso, como discutido na [Introdução](#), devido à ausência de mais drivers eletrônicos para os sensores de transmissão, a aplicação prática se limitou ao cálculo da distância entre dois sensores. A determinação da posição foi desenvolvida e analisada teoricamente, além de ter sido implementado e testado um algoritmo, com auxílio do software Code::Blocks, de acordo com o descrito no [Desenvolvimento](#). O algoritmo implementado apresentou resultados satisfatórios.

Todavia, mesmo com as complicações existentes, o sistema apresentou-se promissor. Devido ao uso de componentes de baixo custo, o sistema é considerado viável e de fácil acesso. Dentro do cenário emergente de "computação ubíqua", no qual diferentes

parâmetros necessitam ser monitorados, tal projeto possui grande utilidade, uma vez que traz um estudo sobre a determinação da distância e da posição de objetos, em tempo real.

Ademais, o desenvolvimento desse projeto exigiu conhecimentos de diferentes áreas da engenharia elétrica, sem os quais não poderia ter sido finalizado.

## 7.1 Trabalhos Futuros

Dessa maneira, identificadas as dificuldades presentes no sistema desenvolvido, pode-se projetar soluções para serem abordadas e estudadas em trabalhos futuros.

Primeiramente, em relação à interferência elétrica, provocada pelo campo elétrico do circuito do transmissor, no circuito do receptor, nota-se que é necessário a adoção de alguma das medidas indicadas na [seção 6.2](#). Como discutido anteriormente, a presença desse campo traz desvantagens para essa aplicação, sendo preciso, portanto, a adoção de providências para reduzir os seus efeitos.

Além disso, é válido analisar diferentes circuitos eletrônicos que podem ser implementados para o circuito de recepção, além dos abordados neste trabalho. O intuito de realizar essa análise é a de se obter circuitos que amplifiquem mais adequadamente o sinal do receptor, a fim de diferenciá-lo do sinal proveniente do ruído de maneira mais apropriada. Assim, pode-se melhorar as detecções realizadas pelo microcontrolador PIC, além de se aumentar as distâncias máximas de medida.

A fim de se determinar a posição de um determinado dispositivo, pode-se analisar a implementação de circuitos para o transdutor de transmissão. Os circuitos para esse componente precisam ser projetados para excitar o transdutor com altos valores de tensão, sendo recorrente o uso de transformadores.

Ademais, com o uso de mais sensores, pode-se desenvolver sistemas que realizam cálculos mais precisos, de acordo com o abordado na [Revisão Bibliográfica](#). Pode-se estudar, também, algoritmos mais complexos para se realizar os cálculos, uma vez que existirão mais variáveis para serem analisadas.

Finalmente, conforme analisado, também, na [Revisão Bibliográfica](#), diversos sistemas utilizaram uma combinação de sinais de radiofrequência e de sinais de ultrassom para a sua implementação. Neste trabalho, um mesmo microcontrolador PIC recebia tanto os sinais advindos do transmissor, quanto sinais advindos do receptor. Assim, o estudo do envio de sinais de radiofrequência é válido, a fim de possibilitar que um dispositivo possa determinar sua posição, sem precisar estar eletricamente conectado a ambos transdutores de transmissão e recepção.

## REFERÊNCIAS

- ADDLESSE, M. D. et al. The orl active floor. **IEEE Personal Communications**, v. 4, 1997.
- ALL THINGS SENSORY. **RFID Q Factor**. 2015. Disponível em: <<http://www.sensorsx.com/index.php/2015/06/26/rfid-q-factor/>>. Acesso em: 26 de abril de 2018.
- ANDRADE, A. O.; SOARES, A. B. Técnicas de janelamento de sinais. Uberlândia, 2000.
- BAHL, P.; PADMANABHAN, V. Radar: An in-building rf-based user location and tracking system. **Proceedings IEEE INFOCOM 2000**, 2000.
- BRENNAN, J. **How Does Humidity Affect Speed of Sound**. 2018. Disponível em: <<https://sciencing.com/humidity-affect-speed-sound-22777.html>>. Acesso em: 14 de maio de 2018.
- BRUMITT, B. et al. Easyliving: Technologies for intelligent environments. **HUC 2000: Handheld and Ubiquitous Computing**, 2000.
- COOLEY, J.; LEWIS, P.; WELCH, P. Historical notes on the fast fourier transform. **Proceedings of the IEEE**, v. 55, 26 de janeiro de 1967.
- ENS, A.; REINDL, L. M. Piezoelectric transceiver matching for multiple frequencies. **Journal of Sensors and Sensors Systems**, Freiburg, 2015.
- FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INTERNATIONAL. **KA311 Single Comparator**. Sunnyvale, 2000. 10 p.
- FOXLIN, E.; HARRINGTON, M.; PFEIFER, G. Constellation: A wide-range wireless motion-tracking system for augmented reality and virtual set applications. **Proceedings Acm Siggraph**, Orlando, 1998.
- GIS GEOGRAPHY. **Trilateration vs Triangulation – How GPS Receivers Work**. 2018. Disponível em: <<https://gisgeography.com/trilateration-triangulation-gps/>>. Acesso em: 22 de maio de 2018.
- HASHIZUME, H. et al. Fast and accurate positioning technique using ultrasonic phase accordance method. **TENCON 2005**, Melbourne, 2005.
- HAZAS, M.; WARD, A. A novel broadband ultrasonic location system. **UbiComp 2002: Ubiquitous Computing**, 2002.
- \_\_\_\_\_. A high performance privacy-oriented location system. **Proceedings of the First IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications**, 2003, 2003.
- HUNTER, G. W. et al. Smart sensors systems. **Nanodevices and Nanomaterials for Ecological Security**, 2012.

ITO, T. et al. A scalable tracking system using ultrasonic communication. **2008 3rd International Conference on Sensing Technology**, Taiwan, 2008.

JIANG, C.; STEENKISTE, P. A hybrid location model with a computable location identifier for ubiquitous computing. **UbiComp 2002: Ubiquitous Computing**, 2002.

KAPOOR, R. et al. A novel 3d multilateration sensor using distributed ultrasonic beacons for indoor navigation. **Sensors 2016**, 8 de Outubro de 2016.

MACIEL, C. Análise de sinais. São Carlos, 15 de maio de 2016.

MEASUREMENT SPECIALTIES. **40kHz Omni-Directional Ultrasound Transmitter**. Hampton, 2001. 6 p.

\_\_\_\_\_. **40kHz Wide Angle Ultrasound Receiver**. Hampton, 2001. 5 p.

\_\_\_\_\_. **Piezo Film Sensors Technical Manual**. Hampton, 2008. 63 p.

MICROCHIP TECHNOLOGY. **PIC16F610/16HV610, PIC16F616/16HV616 Data Sheet**. 2009. 214 p.

MINAMI, M. et al. Implementation and evaluation of a distributed ultrasonic positioning system. **Proceedings of INSS2004**, 2004.

NASA. **SPEED OF SOUND**. 2018. Disponível em: <<https://www.grc.nasa.gov/www/k-12/airplane/sound.html>>. Acesso em: 07 de maio de 2018.

ON SEMICONDUCTOR. **2N3819**. Phoenix, 2002. 8 p.

\_\_\_\_\_. **BC327, BC327-16, BC327-25, BC327-40**. Phoenix, 2011. 5 p.

\_\_\_\_\_. **BC337, BC337-25, BC337-40**. Phoenix, 2013. 5 p.

OPPENHEIM, A.; WILLSKY, A. **Sinais e Sistemas**. Tradução de Daniel Vieira, Rogério Bettoni. 2nd. ed. Massachusetts, 2010. 520 p.

PRIYANTHA, N. B.; CHAKRABORTY, A.; BALAKRISHNAN, H. The cricket location-support system. **Proceedings 6th ACM MOBICOM Conference**, Boston, Agosto 2000.

PRIYANTHA, N. B. et al. The cricket compass for context-aware mobile applications. **Proceedings of ACM MobiCom2001**, 2001.

RANDELL, C.; MULLER, H. Low cost indoor positioning system. **Proceedings of Ubicomp 2001: Ubiquitous Computing**, 2001.

RENESAS TECHNOLOGY. **CA3140, CA3140A**. Tóquio, 2005. 24 p.

SAVVIDES, A.; HAN, C.; SRIVASTAVA, M. Dynamic fine-grained localization in ad-hoc networks of sensors. **Proceeding MobiCom '01**, 05 de maio de 2001.

TEACH ENGINEERING. **Measuring Distance with Sound Waves**. 2018. Disponível em: <[https://www.teachengineering.org/activities/view/nyu\\_soundwaves\\_activity1](https://www.teachengineering.org/activities/view/nyu_soundwaves_activity1)>. Acesso em: 04 de maio de 2018.

TEXAS INSTRUMENTS. **OPA356, OPA2356, 200MHz, CMOS OPERATIONAL AMPLIFIER**. Dallas, 2001. 18 p.

WANT, R. et al. The active badge location system. **ACM Transactions on Information Systems**, v. 10, 1992.

WARD, A.; JONES, A.; HOPPER, A. A new location technique for the active office. **IEEE Personal Communications**, v. 4, Outubro 1997.

WARD, A. M. R. **Sensor-driven Computing**. Agosto 1998. Tese (Doutorado) — University of Cambridge, Agosto 1998.

WEISER, M. The computer for the 21 st century. **Scientific American**, Setembro 1991.



## **Apêndices**



## APÊNDICE A – CÓDIGO EM LINGUAGEM C COMENTADO, UTILIZADO NA PROGRAMAÇÃO DO PIC16F616.

O algoritmo a seguir foi utilizado para a programação do PIC16F616 para a determinação do tempo decorrido entre a transmissão e a recepção do sinal de ultrassom e para o cálculo da distância entre os dois sensores.

```

1: //Código Utilizado para o Cálculo da Distância entre Transmissor e Receptor
2: //Timer 1 usado para contar o tempo entre transmissão e recepção
3: //Timer 2 usado para ignorar pulsos iniciais (devido ao campo elétrico) e
4: //para conferir se algum pulso era um ruído
5: //Recepção Realizada com Interrupção Externa
6: //Display de LCD usado para mostrar tempo decorrido e distância entre os
7: //sensores
8: //Utilizacao de cristal externo de 20MHz
9:
10:
11: #include <16F616.h>           //Biblioteca específica para o
12:                               //PIC16F616
13: #device ADC=16
14:
15: #use delay(crystal = 20MHz)   //Cristal externo
16:
17: #fuses HS                     //High speed oscillator, utilizado
18:                               //devido a frequência do cristal
19:
20: #fuses NOWDT, NOPUT, NOMCLR, NOBROWNOUT //Desabilitar Watch Dog Timer,
21:                               //Power Up Timer,
22:                               //pino de Master Clear e
23:                               //Brown-out Reset
24:
25: //Endereçamento dos bytes e bits do PIC16F616
26: #BYTE PORTA = 0x05
27: #BYTE PORTC = 0x07
28: #BYTE TRISA = 0x85
29: #BYTE TRISC = 0x87
30: #BYTE TMR1L = 0x0E
31: #BYTE TMR1H = 0x0F
32: #BYTE T1CON = 0x10
33: #BIT TMR1ON = T1CON.0
34: #BYTE PIE1 = 0x8C
35: #BIT TMR1IE = PIE1.0
36: #BYTE PIR1 = 0x0C
37: #BIT TMR1IF = PIR1.0
38: #BYTE TMR2 = 0x11
39: #BIT TMR2IF = PIR1.1
40: #BYTE T2CON = 0x12
41: #BIT TMR2ON = T2CON.2
42: #BIT TMR2IE = PIE1.1
43: #BYTE PR2 = 0x92
44: #BYTE INTCON = 0x8B
45: #BIT INTF = INTCON.1
46: #BIT GIE = INTCON.7
47: #BIT PEIE = INTCON.6
48: #BYTE OPTION_REG = 0x81
49: #BIT INTE = INTCON.4
50:
51: //Endereçamento dos pinos usados para o display LCD
52: #define LCD_ENABLE_PIN PIN_A0
53: #define LCD_RS_PIN PIN_C5
54: #define LCD_RW_PIN PIN_C4
55: #define LCD_DATA4 PIN_C0
56: #define LCD_DATA5 PIN_C1
57: #define LCD_DATA6 PIN_C2
58: #define LCD_DATA7 PIN_C3
59:
60: #include <lcd.c>           //Biblioteca do LCD desenvolvida para o
61:                               //CCS C Compiler
62:

```

```
63: #DEFINE botao PIN_A3 //Variável de entrada que determina o
64: //início ou fim do cálculo da distância
65:
66: #DEFINE transmissor PIN_A1 //Variável de entrada ligada ao pino
67: //gerador de sinais do transmissor
68: //a fim de analisar o momento em que os
69: //pulsos são gerados
70:
71:
72: volatile int flag = 0; //Flag para desabilitar o pressionamento
73: //do botão, a fim de evitar o acionamento
74: //devido a um ruído
75:
76: volatile int flag2 = 0; //Flag para indicar que se deseja parar o
77: //cálculo
78:
79: volatile int flag3 = 0; //Flag para indicar que a espera de
80: //100 µs terminou, devido ao efeitos que
81: //o campo elétrico possui no circuito de
82: //recepção
83:
84: volatile int flag4 = 0; //Flag usado para indicar a espera do
85: //sinal do transmissor
86:
87: volatile int flag5 = 0; //Flag usado para conferir se o pulso do
88: //receptor foi seguido de outro pulso,
89: //a fim de diferenciar o sinal do ruído
90:
91: volatile double tempot = 0; //Retorna tempo calculado entre a
92: //transmissão e a recepção
93:
94: volatile double distancia = 0; //Retorna distância calculada
95:
96: volatile long int salvatime = 0; //Salva quantos ciclos foram executados
97: //entre a transmissão e a recepção,
98: //recevendo os valores de TMR1H e TMR1L
99:
100: volatile int mode = 0; //Variável que indica o estado do sistema
101: //0 - Inicialização
102: //1 - Espera do botão
103: //2 - Iniciar o cálculo
104: //3 - Realizamento dos cálculos
105: //4 - Término dos cálculos
106: //5 - Finalizando o ciclo
107: //6 - Início de um novo ciclo
108: //7 - Situação em que não foi possível
109: //determinar o valor
110:
111: volatile int count = 0; //Variável usada em conjunto com o Timer 1
112: //a fim de esperar 3 segundos para iniciar
113: //novo ciclo
114:
115:
116: #INT_EXT //Interrupção Externa
117:
118: void EXT_isr() {
119:
120:     if (flag5 == 1){
121:         //Se a interrupção ocorrer e o flag5
122:         flag5 = 0; //estiver setado, provavelmente o sinal
123:         //não se tratava de um ruído
124:
```

```

125:         if (mode != 7) mode           = 4; //Estado que indica que o tempo foi
126:                                           //salvo e pode ser impresso no display
127:                                           //LCD, junto com a distância
128:
129:         TMR2ON      = 0; //Desligando Timer 2
130:         TMR2        = 0x00; //Redefinindo valores
131:         PR2         = 0x7D;
132:         TMR2IF      = 0;
133:     }
134:
135:     if (flag3 == 1){ //Salvamento do tempo habilitado
136:
137:         if (TMR1H >= 0x0F || count != 0){ //Caso tenham passado os 768 µs,
138:                                           //referentes à distância máxima que a
139:                                           //distância é calculada sem erro
140:
141:             mode      = 7; //Estado em que não foi possível
142:                             //determinar a distância
143:
144:             flag3     = 0; //Reseta o flag3
145:
146:         }
147:         else {
148:
149:             salvatime = 256*TMR1H + TMR1L; //Salva os valores de TMR1H e TMR1L
150:
151:             flag3     = 0; //Reseta o flag3
152:
153:             flag5     = 1; //Seta o flag5, a fim de ver se o
154:                             //sinal é devido a algum ruído
155:
156:             TMR2ON    = 1; //Timer 2 é novamente ligado
157:
158:             TMR2      = 0x00; //Valor de PR2 escolhido referente a
159:             PR2       = 0x3F; //um tempo de espera de 50,4 µs
160:
161:             TMR2IF    = 0;
162:
163:         }
164:     }
165: }
166:
167: INTF = 0;
168: }
169:
170: #INT_TIMER1 //Interrupção do Timer 1
171:
172: void TIMER1_isr() { //Estouro após 13,1072 ms
173:     TMR1H = 0; //Redefinição dos valores do Timer 1
174:     TMR1L = 0;
175:     TMR1IF = 0;
176:     count++; //Incremento da variável count
177:
178:     if (count == 229){ //Passaram-se aproximadamente 3 segundos
179:         count = 0; //Reseta a variável count
180:         TMR1ON = 0; //Desliga Timer 1
181:         mode = 6; //Estado de início de um novo ciclo
182:         flag = 1; //Desabilita o botão até novo ciclo ser
183:                   //iniciado
184:     }
185: }
186:

```

```

187: #INT_TIMER2 //Interrupção do Timer 2
188:
189: void TIMER2_isr() {
190:
191:     if (flag5 == 1){ //Se houver interrupção e o flag5 estiver
192:         flag5 = 0; //ativado, provavelmente trata-se de ruído
193:         flag3 = 1; //e um novo valor deve ser determinado
194:     } //Estouro foi dado com 50,4 µs
195:
196:     else { //Estouro do tempo de espera de 100 µs
197:         if (mode == 3) flag3 = 1; //Flag3 setado, habilitando o salvamento
198:     } //do tempo de recepção
199:
200:     TMR2 = 0x00; //Redefinição dos valores do Timer 2
201:     PR2 = 0x7D;
202:     TMR2ON = 0; //Timer 2 desativado
203:     TMR2IF = 0;
204: }
205:
206: void main() {
207:     lcd_init(); //Inicialização do display LCD
208:
209:     PORTA = 0; //Atribuição do valor 0 a todos
210: //os pinos da porta A
211:
212:     PORTC = 0; //Atribuição do valor 0 a todos
213: //os pinos da porta C
214:
215:     TRISA = 0b00001110; //1 - Pino de Entrada;
216: //0 - Pino de Saída
217:
218:     TRISC = 0b00000000;
219:
220:     OPTION_REG = 0b01000000; //Bit 7 do registrador OPTION_REG
221: //setado para que a interrupção
222: //ocorresse na borda de subida do
223: //sinal
224:
225:     setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1); //Timer 1 com tempo de estouro
226: //igual a 13,1072 ms e incremento
227: //a cada 200 ns
228:
229:     setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,0,1); //Timer 2 com incremento a cada
230: //800 ns
231:
232:     TMR1IF = 0; //Flag de interrupção do Timer 1
233:     TMR2IF = 0; //Flag de interrupção do Timer 2
234:     INTF = 0; //Flag de interrupção externa
235:
236:     TMR1ON = 0; //Timers 1 e 2 iniciam desligados
237:     TMR2ON = 0;
238:
239:     TMR1H = 0; //Setando valor 0 para os dois
240:     TMR1L = 0; //bytes do Timer1
241:
242:     TMR2 = 0x00; //TMR2 incrementa até que seu
243:     PR2 = 0x7D; //valor seja igual ao valor de PR2
244: //que ocorre após 100 µs
245:
246:     T1CON = 0b00000100; //Bit 2 setado para não
247: //sincronizar com clock externo
248:

```

```

249:   enable_interrupts(GLOBAL);           //Comando próprio do
250:   GIE      = 1;                         //CCS C Compiler
251:                                           //Habilitar interrupções globais
252:
253:   PEIE     = 1;                         //Habilitar interrupções
254:                                           //periféricas
255:
256:   enable_interrupts(INT_EXT);           //Interrupção Externa ativa
257:   INTE     = 1;
258:
259:   enable_interrupts(INT_TIMER1);        //Interrupção Timer1 ativa
260:   TMR1IE  = 1;
261:
262:   enable_interrupts(INT_TIMER2);        //Interrupção Timer2 ativa
263:   TMR2IE  = 1;
264:
265:   while(TRUE){
266:       if (mode == 0){
267:                                           //Colocar a palavra "Pronto" no
268:           printf(lcd_putc, "\fPronto"); //visor LCD, antes de se iniciar
269:                                           //o cálculo de distância
270:
271:           mode = 1;                       //Estado de espera
272:
273:       }
274:
275:       if (input(botao) && flag == 0){    //Acionamento do botão feito
276:                                           //apenas quando a variável flag
277:           flag = 1;                       //tiver o valor zero, a fim de
278:                                           //impedir acionamento por ruídos
279:
280:           if (mode == 1){
281:
282:               mode = 2;                   //Estado de início do cálculo do
283:                                           //tempo e da distância
284:           }
285:
286:           else{
287:
288:               flag2 = 1;                  //Flag para indicar que se deseja
289:                                           //parar o cálculo
290:
291:           }
292:
293:       }
294:
295:       if (mode == 2){
296:
297:           mode = 3;                       //Estado de realização dos
298:                                           //cálculos
299:
300:           flag4 = 1;                      //Flag4 setada para esperar sinal
301:                                           //do transmissor
302:
303:           while (flag4 == 1){
304:               if (input(transmissor)){   //Esperando sinal do transmissor
305:                   TMR1ON = 1;           //Início da contagem dos
306:                   TMR2ON = 1;           //Timers 1 e 2
307:                   flag4 = 0;           //Flag4 resetada
308:               }
309:
310:           }

```

```
311:
312: }
313:
314: if (mode == 4) { //Estado que indica que o tempo
315:                 //já está salvo e pode ser
316:                 //impresso
317:
318:     tempot      = salvatime*0.2 - 50; //É subtraído um intervalo de
319:                 //tempo equivalente à metade de
320:                 //um pulso que não pode ser
321:                 //detectado e a tempos de execução
322:                 //de comandos do PIC
323:
324:     distancia = 0.034551*tempot; //Cálculo da distância
325:                 //considerando que a velocidade
326:                 //do som no ar é de 345,51 m/s
327:
328:     //Impressão dos valores finais no display de LCD
329:     printf(lcd_putc, "\fT = %f us\n D = %f cm", tempot, distancia);
330:
331:     mode       = 5; //Estado de finalização do ciclo
332: }
333:
334: if (!input(botao) && flag == 1 && mode == 6){ //Habilitando o botão
335:                                             //novamente
336:     flag = 0; //Reseta flag
337:
338:     mode = 2; //Reinicia o estado 2
339:               //para cálculo de
340:               //nova distância
341:
342:     if (flag2 == 1){ //Caso botão tenha
343:         flag2 = 0; //sido apertado,
344:         mode = 0; //estado 0 é acionado
345:     } //e o programa entra
346:     //em espera até novo
347: } //acionamento
348:
349: }
350:
351: }
```

## APÊNDICE B – CÓDIGO EM LINGUAGEM C COMENTADO, UTILIZADO PARA VALIDAR O ALGORITMO DE CÁLCULO DA POSIÇÃO.

O código implementado a seguir foi utilizado para validar o algoritmo de cálculo da posição de um determinado sensor, dado como entrada três variáveis de distância. O código foi simulado no software Code::Blocks. Estabeleceu-se três valores de distância.

```
1  #include <stdio.h>
2
3  int main() {
4
5      double d1, d2, d3; //Valores de distância a serem fornecidos
6      double xr, yr; //Valores das coordenadas dos receptores
7
8      //Exemplos de valores de distância
9      d1 = 0.76;
10     d2 = 0.42;
11     d3 = 0.99;
12
13     //Algoritmo para calcular as coordenadas
14     xr = ((d1*d1) - (d3*d3) + 1)/2;
15     yr = ((d1*d1) - (d2*d2) + 1)/2;
16
17     //Valores de saída
18     printf("xr = %.4lf cm\n", xr);
19     printf("yr = %.4lf cm\n", yr);
20
21     return 0;
22 }
23
```



## APÊNDICE C – CÓDIGO COMENTADO, UTILIZADO PARA SE OBTER O ESPECTRO DE FREQUÊNCIA DOS SINAIS ANALISADOS, COM AUXÍLIO DO SOFTWARE MATLAB

O código implementado a seguir foi utilizado para se obter o espectro de frequência dos sinais do circuito do transmissor, a partir do sinal de excitação gerado pelo drive eletrônico (MSI, 2001a); e dos circuitos do receptor, sendo um desses circuitos implementado de acordo com o circuito indicado no datasheet do dispositivo (MSI, 2001b) e o outro com uma topologia desenvolvida utilizando o amplificador OPA2356.

```

1 clc;
2 clear all;
3 close all;
4
5 %Arquivos que contém os dados de entrada de cada sinal:
6 receptor_opa;
7 %receptor_datasheet;
8 %transmissor;
9
10 %Ajuste necessário para corrigir a escala
11 X_second_ajuste = (X_second - 118.0324000E-03)*10^6; %ajuste do receptor_opa
12 %X_second_ajuste = (X_second - 39.4556000E-03)*10^6; %ajuste do receptor_datasheet
13 %X_second_ajuste = (X_second - 39.3240000E-03)*10^6; %ajuste do transmissor
14
15 %Gráficos em função do tempo
16 figure;
17 plot(X_second_ajuste(101:900), CH1_Volt(101:900)*1000); %para os receptores
18 %plot(X_second_ajuste(101:900), CH1_Volt(101:900)); %para o transmissor
19 title('Gráfico da Tensão em função do Tempo');
20 xlabel('Tempo [µs]');
21 ylabel('Tensão [mV]'); %para os receptores
22 %ylabel('Tensão [V]'); %para os transmissor
23
24 w=bartlett(800); %janelamento de Bartlett
25 xel=CH1_Volt(101:900); %utilização de apenas alguns pontos do sinal
26 xel=xel-mean(xel); %subtração das médias
27 xel=xel.*w; %realização do janelamento
28 fouriere=fft(xel); %transformada rápida de Fourier
29 fa = 5e6; %Frequência de amostragem para os receptores
30 %fa = 10e6; %Frequência de amostragem para o transmissor
31 f = 0:fa/800:fa - fa/800; %incremento de frequência
32
33 %Gráficos em função da frequência
34 figure;
35 plot(f(1:12)*0.001,abs(fouriere(1:12)));
36 title('Gráfico de |X(f)| x f');
37 xlabel('Frequência f (kHz)');
38 ylabel('Módulo da amplitude de X(f) da entrada');

```



## **Anexos**



## ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES E CARACTERÍSTICAS DO TRANSMISSOR E DO RECEPTOR

O [Quadro 1](#) traz informações quanto as especificações e características do transmissor e do receptor.

Quadro 1: Especificações e características do transmissor e do receptor

<b>Especificações</b>	<b>Transmissor</b>	<b>Receptor</b>
Espessura do PVDF	30 $\mu\text{m}$	30 $\mu\text{m}$
Frequência de ressonância	40 kHz	40 kHz
Largura de banda	8 kHz	10 kHz
Fator de Ressonância Q	5	4
Pressão do som na saída	0.025 Pa/Vp 107 dB/200 Vp	-
Sensibilidade na saída	-	1,5 mV/Pa -76 dB
Diretividade do feixe horizontal	360°	$\pm 150^\circ$
Diretividade do feixe vertical	$\pm 40^\circ$	$\pm 40^\circ$
Capacitância	1200 pF	140 pF
Tensão de acionamento	Máximo de 300 Vp (acionamento por pulsos) Máximo de 150 Vp (acionamento contínuo)	-
<b>Características Ambientais</b>	<b>Transmissor</b>	<b>Receptor</b>
Temperatura de armazenamento	de -20 °C a + 85 °C	de -20 °C a + 85 °C
Temperatura de funcionamento	de + 5 °C a + 60 °C	de + 5 °C a + 60 °C

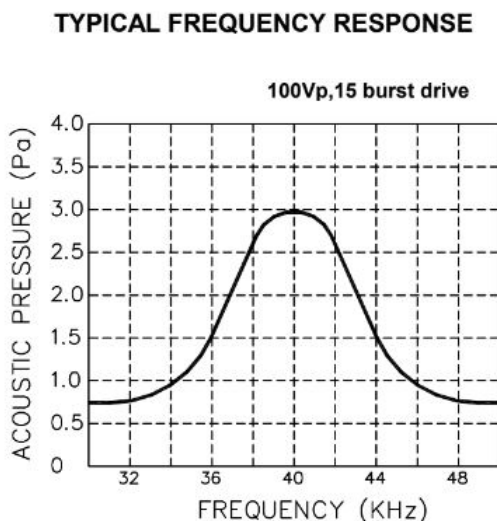
Fonte: [MSI \(2001a\)](#), [MSI \(2001b\)](#)



## ANEXO B – RESPOSTAS TÍPICAS DO TRANSDUTOR DE TRANSMISSÃO

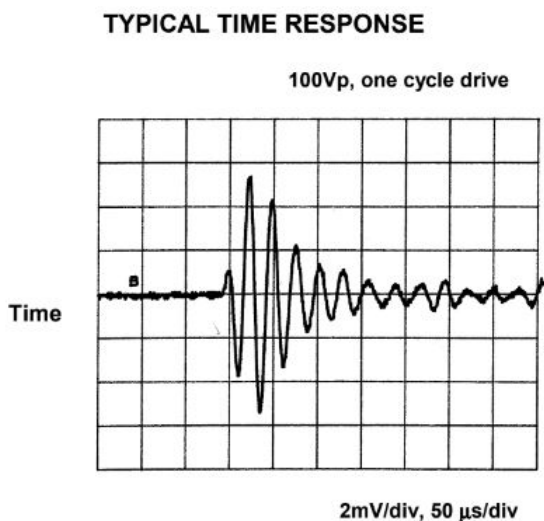
As Figura 86, Figura 87, Figura 88 e Figura 89, a seguir, indicam as respostas típicas do transdutor de transmissão, segundo seu datasheet (MSI, 2001a).

Figura 86: Resposta de frequência típica do transmissor



Fonte: MSI (2001a)

Figura 87: Resposta de tempo típica do transmissor



Fonte: MSI (2001a)

Figura 88: Resposta horizontal típica do transmissor

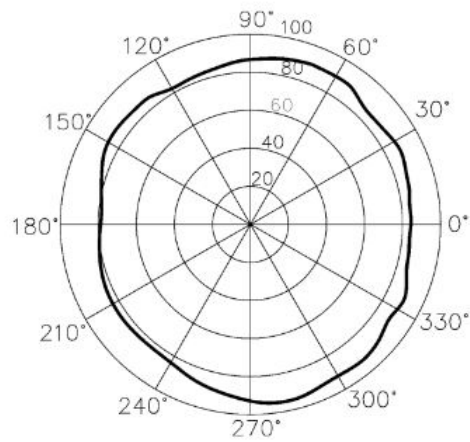
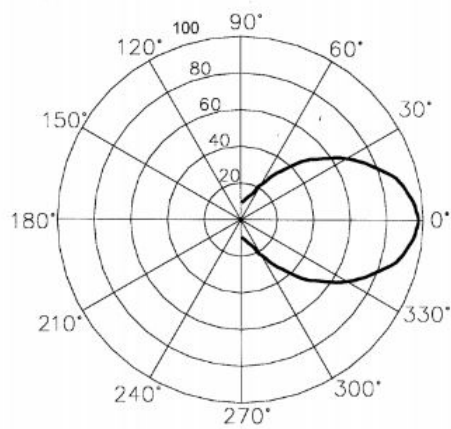
**TYPICAL HORIZONTAL BEAM DIRECTIVITY**Fonte: [MSI \(2001a\)](#)

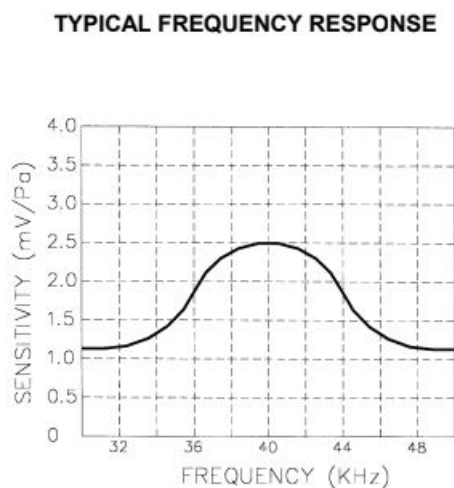
Figura 89: Resposta vertical típica do transmissor

**TYPICAL VERTICAL BEAM DIRECTIVITY**Fonte: [MSI \(2001a\)](#)

## ANEXO C – RESPOSTAS TÍPICAS DO TRANSDUTOR DE RECEPÇÃO

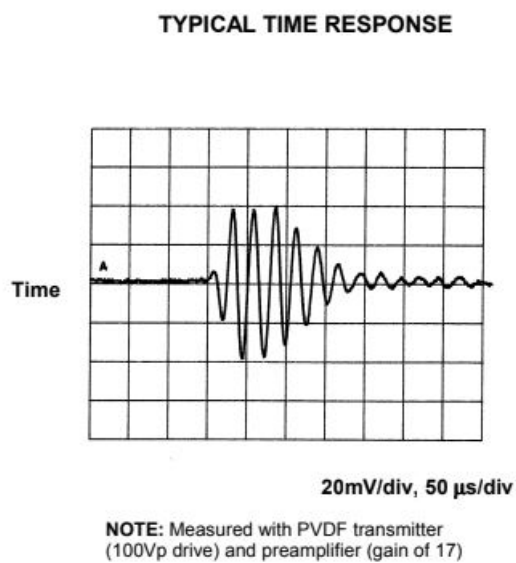
As [Figura 90](#), [Figura 91](#), [Figura 92](#) e [Figura 93](#), a seguir, indicam as respostas típicas do transdutor de transmissão, segundo seu datasheet ([MSI, 2001b](#)).

Figura 90: Resposta de frequência típica do receptor



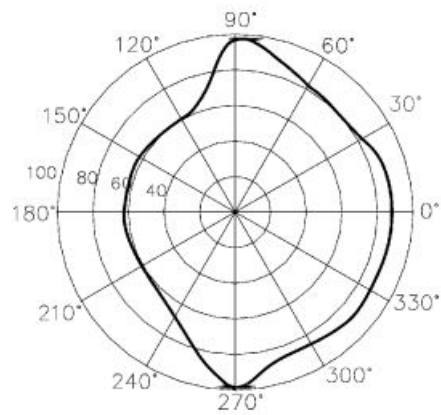
Fonte: [MSI \(2001b\)](#)

Figura 91: Resposta de tempo típica do receptor



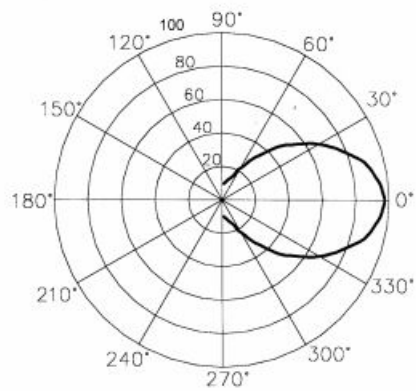
Fonte: [MSI \(2001b\)](#)

Figura 92: Resposta horizontal típica do receptor

**TYPICAL HORIZONTAL BEAM DIRECTIVITY**

Fonte: MSI (2001b)

Figura 93: Resposta vertical típica do receptor

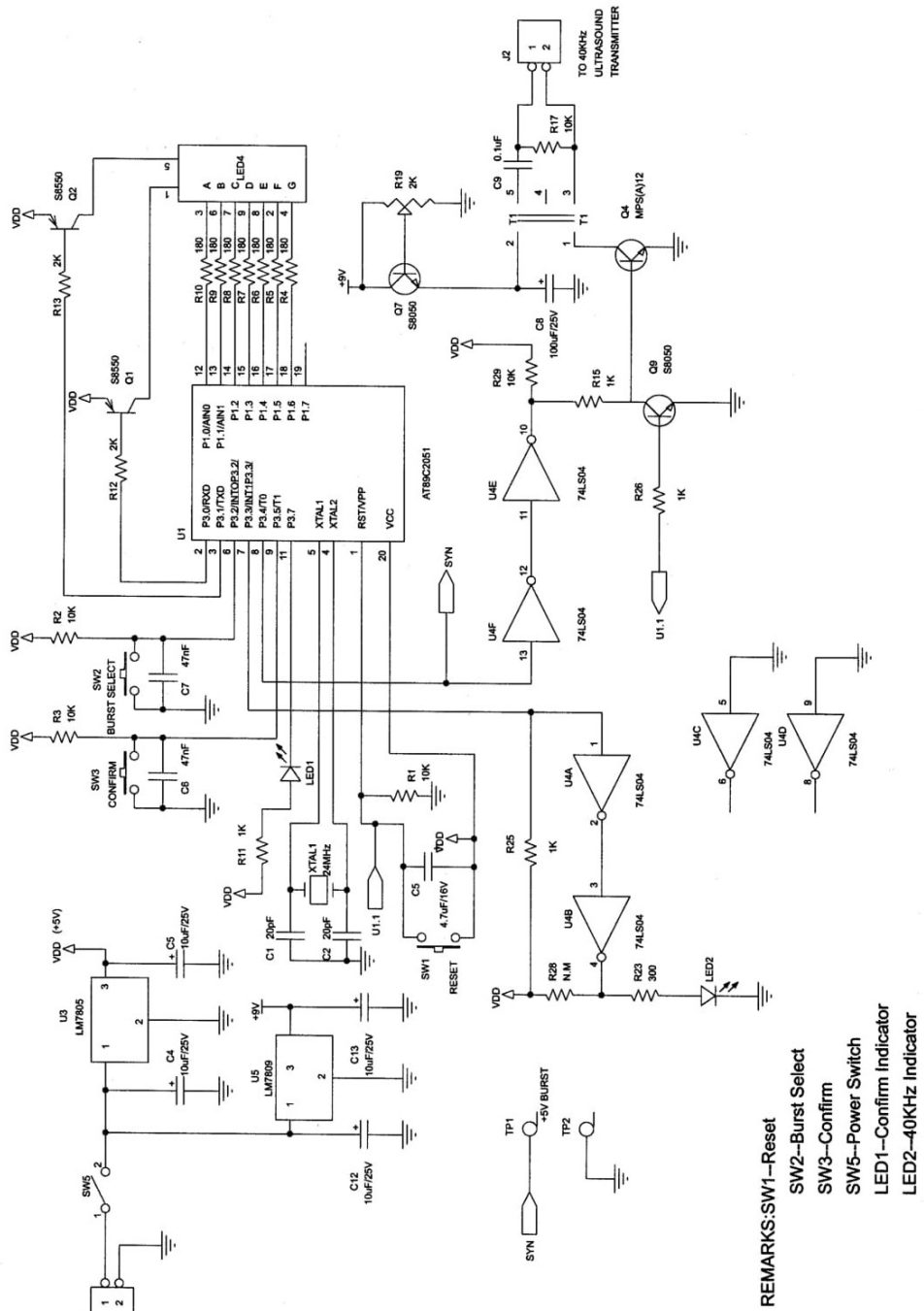
**TYPICAL VERTICAL BEAM DIRECTIVITY**

Fonte: MSI (2001b)

## ANEXO D – DIAGRAMA ELÉTRICO DO DRIVER ELETRÔNICO DO TRANSMISSOR

A Figura 94, a seguir, ilustra o diagrama elétrico do driver eletrônico utilizado para realizar a transmissão.

Figura 94: Diagrama elétrico do driver eletrônico do transmissor





## ANEXO E – ESPECIFICAÇÕES E CARACTERÍSTICAS DO MICROCONTROLADOR PIC16F616

O [Quadro 2](#) traz informações quanto às especificações do microcontrolador PIC16F616.

Quadro 2: Especificações do microcontrolador PIC16F616

<b>Especificações</b>	<b>PIC16F616</b>
Memória de instruções	14 bits
Número de instruções	35 instruções
Memória de programa (Flash)	2048 palavras
Memória de dados (SRAM)	128 bytes
Número de pinos	14 pinos
Número de pinos de entrada e saída	11 pinos de entrada e saída e 1 pino apenas de entrada (pino 4)
Conversor analógico-digital	8 canais 10 bits
Número de comparadores	2 comparadores
Timers	2 Timers de 8 bits (TMR0/TMR2) 1 Timer de 16 bits (TMR1)
Faixa de tensão	2,0 V - 5,5 V
Faixa de temperatura	-40°C - 125°C
Oscilador interno	4 MHz ou 8 MHz

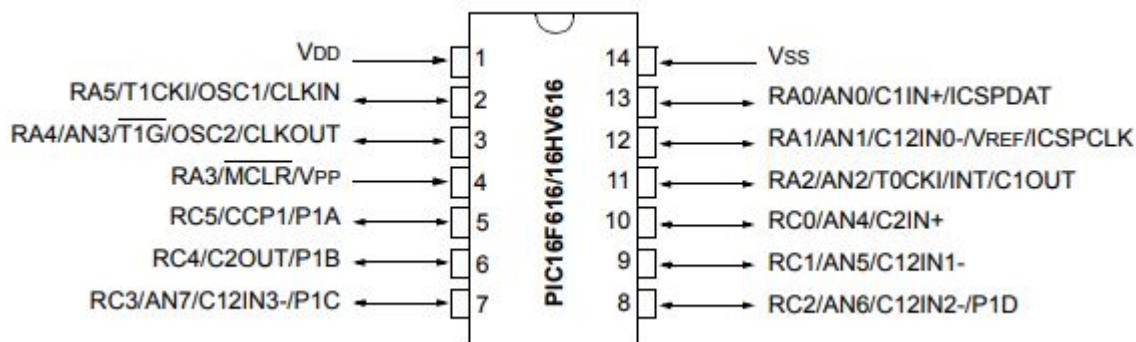
Fonte: [Microchip Technology \(2009\)](#)



## ANEXO F – DIAGRAMA DE PINOS DO MICROCONTROLADOR PIC16F616

A [Figura 95](#), a seguir, ilustra o diagrama de pinos do PIC16F616.

Figura 95: Diagrama de pinos do PIC16F616



Fonte: [Microchip Technology](#) (2009)



## ANEXO G – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO 2N3819

O Quadro 3, a seguir, indica as especificações do dispositivo 2N3819.

Quadro 3: Especificações do dispositivo 2N3819

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain–Source Voltage	$V_{DS}$	25	Vdc
Drain–Gate Voltage	$V_{DG}$	25	Vdc
Gate–Source Voltage	$V_{GS}$	25	Vdc
Drain Current	$I_D$	100	mAdc
Forward Gate Current	$I_{G(f)}$	10	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	350 2.8	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Storage Channel Temperature Range	$T_{stg}$	–65 to +150	$^\circ\text{C}$

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Gate–Source Breakdown Voltage ( $I_G = 1.0 \mu\text{Adc}$ , $V_{DS} = 0$ )	$V_{(BR)GSS}$	25	–	–	Vdc
Gate–Source ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $I_D = 200 \mu\text{Adc}$ )	$V_{GS}$	0.5	–	7.5	Vdc
Gate–Source Cutoff Voltage ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $I_D = 10 \text{ nAdc}$ )	$V_{GS(off)}$	–	–	–8.0	Vdc
Gate Reverse Current ( $V_{GS} = 15 \text{ Vdc}$ , $V_{DS} = 0$ )	$I_{GSS}$	–	–	210	nAdc
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
Zero–Gate–Voltage Drain Current ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ )	$I_{DSS}$	2.0	–	20	mAdc
<b>SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS</b>					
Forward Transfer Admittance ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$ Y_{fs} $	3.0	–	6.5	mmhos
Output Admittance ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$ Y_{os} $	–	40	–	$\mu\text{mhos}$
Forward Transfer Admittance ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 200 \text{ MHz}$ )	$ Y_{fs} $	–	5.6	–	mmhos
Reverse Transfer Admittance ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 200 \text{ MHz}$ )	$ Y_{rs} $	–	1.0	–	mmhos
Input Capacitance ( $V_{DS} = 20 \text{ Vdc}$ , $-V_{GS} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	$C_{iss}$	–	3.0	–	pF
Reverse Transfer Capacitance ( $V_{DS} = 20 \text{ Vdc}$ , $-V_{GS} = 1.0 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$ )	$C_{rss}$	–	0.7	–	pF
Output Capacitance ( $V_{DS} = 20 \text{ Vdc}$ , $-V_{GS} = 1.0 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$ )	$C_{oss}$	–	0.9	–	pF
Cut–off Frequency (Note 1) ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ )	$F_{(Yfs)}$	–	700	–	MHz

1. The frequency at which  $g_{fs}$  is 0.7 of its value at 1 kHz.

Fonte: ON Semiconductor (2002)



## ANEXO H – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO BC327

O Quadro 4, a seguir, indica as especificações do dispositivo BC327.

Quadro 4: Especificações do dispositivo BC327

MAXIMUM RATINGS			
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector – Emitter Voltage	$V_{CEO}$	-45	Vdc
Collector – Emitter Voltage	$V_{CES}$	-50	Vdc
Emitter – Base Voltage	$V_{EBO}$	-5.0	Vdc
Collector Current – Continuous	$I_C$	-800	mAdc
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_D$	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_D$	1.5 12	W mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS			
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)					
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Collector – Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = -10\text{ mA}, I_B = 0$ )	$V_{(BR)CEO}$	-45	-	-	Vdc
Collector – Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = -100\ \mu\text{A}, I_E = 0$ )	$V_{(BR)CES}$	-50	-	-	Vdc
Emitter – Base Breakdown Voltage ( $I_E = -10\ \mu\text{A}, I_C = 0$ )	$V_{(BR)EBO}$	-5.0	-	-	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CB} = -30\text{ V}, I_E = 0$ )	$I_{CBO}$	-	-	-100	nAdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = -45\text{ V}, V_{BE} = 0$ )	$I_{CES}$	-	-	-100	nAdc
Emitter Cutoff Current ( $V_{EB} = -4.0\text{ V}, I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	-	-	-100	nAdc
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
DC Current Gain ( $I_C = -100\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$ )	$h_{FE}$				-
	BC327	100	-	630	
	BC327-16	100	-	250	
	BC327-25	160	-	400	
	BC327-40	250	-	630	
		40	-	-	
Base – Emitter On Voltage ( $I_C = -300\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$ )	$V_{BE(on)}$	-	-	-1.2	Vdc
Collector – Emitter Saturation Voltage ( $I_C = -500\text{ mA}, I_B = -50\text{ mA}$ )	$V_{CE(sat)}$	-	-	-0.7	Vdc
<b>SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS</b>					
Output Capacitance ( $V_{CB} = -10\text{ V}, I_E = 0, f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C_{ob}$	-	11	-	pF
Current – Gain – Bandwidth Product ( $I_C = -10\text{ mA}, V_{CE} = -5.0\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$ )	$f_T$	-	260	-	MHz

Fonte: ON Semiconductor (2011)



## ANEXO I – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO BC337

O Quadro 5, a seguir, indica as especificações do dispositivo BC337.

Quadro 5: Especificações do dispositivo BC337

<b>MAXIMUM RATINGS</b>			
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector – Emitter Voltage	$V_{CEO}$	45	Vdc
Collector – Base Voltage	$V_{CBO}$	50	Vdc
Emitter – Base Voltage	$V_{EBO}$	5.0	Vdc
Collector Current – Continuous	$I_C$	800	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	1.5 12	W mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

<b>THERMAL CHARACTERISTICS</b>			
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

<b>ELECTRICAL CHARACTERISTICS</b> ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)					
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Collector – Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 10\text{ mA}, I_B = 0$ )	$V_{(BR)CEO}$	45	–	–	Vdc
Collector – Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 100\ \mu\text{A}, I_E = 0$ )	$V_{(BR)CES}$	50	–	–	Vdc
Emitter – Base Breakdown Voltage ( $I_E = 10\ \mu\text{A}, I_C = 0$ )	$V_{(BR)EBO}$	5.0	–	–	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CB} = 30\text{ V}, I_E = 0$ )	$I_{CBO}$	–	–	100	nAdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 45\text{ V}, V_{BE} = 0$ )	$I_{CES}$	–	–	100	nAdc
Emitter Cutoff Current ( $V_{EB} = 4.0\text{ V}, I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	–	–	100	nAdc
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
DC Current Gain ( $I_C = 100\text{ mA}, V_{CE} = 1.0\text{ V}$ )  ( $I_C = 300\text{ mA}, V_{CE} = 1.0\text{ V}$ )	$h_{FE}$	100 160 250 60	– – – –	630 400 630 –	–
Base–Emitter On Voltage ( $I_C = 300\text{ mA}, V_{CE} = 1.0\text{ V}$ )	$V_{BE(on)}$	–	–	1.2	Vdc
Collector – Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 500\text{ mA}, I_B = 50\text{ mA}$ )	$V_{CE(sat)}$	–	–	0.7	Vdc
<b>SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS</b>					
Output Capacitance ( $V_{CB} = 10\text{ V}, I_E = 0, f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C_{ob}$	–	15	–	pF
Current – Gain – Bandwidth Product ( $I_C = 10\text{ mA}, V_{CE} = 5.0\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$ )	$f_T$	–	210	–	MHz

Fonte: ON Semiconductor (2013)



## ANEXO J – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO OPA2356

O Quadro 6, a seguir, indica as especificações do dispositivo OPA2356.

Quadro 6: Especificações do dispositivo OPA2356

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = +2.7V$ to $+5.5V$ Single Supply

**Boldface** limits apply over the specified temperature range,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+125^\circ C$ .

At  $T_A = +25^\circ C$ ,  $R_F = 604\Omega$ ,  $R_L = 150\Omega$ , Connected to  $V_{D2}$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITION	OPA356AIDBV, AID, OPA2356AIDGK, AID			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
<b>OFFSET VOLTAGE</b>					
Input Offset Voltage	$V_S = +5V$		$\pm 2$	$\pm 9$	mV
vs Temperature	<b>Specified Temperature Range</b>		$\pm 7$	$\pm 15$	mV
vs Power Supply	<b>Specified Temperature Range</b>		$\pm 80$	$\pm 350$	$\mu V/^\circ C$
	$V_S = +2.7V$ to $+5.5V$ , $V_{CM} = V_{D2} - 0.15V$				$\mu V/V$
<b>INPUT BIAS CURRENT</b>					
Input Bias Current			3	$\pm 50$	pA
Input Offset Current			$\pm 1$	$\pm 50$	pA
<b>NOISE</b>					
Input Noise Voltage Density	$f = 1MHz$		5.8		$nV/\sqrt{Hz}$
Current Noise Density	$f = 1MHz$		50		$fA/\sqrt{Hz}$
<b>INPUT VOLTAGE RANGE</b>					
Common-Mode Voltage Range	$V_S = +5.5V$ , $-0.1V < V_{CM} < +4.0V$	$(V-) - 0.1$	80	$(V+) - 1.5$	V
Common-Mode Rejection Ratio	<b>Specified Temperature Range</b>	<b>66</b>			dB
		<b>66</b>			dB
<b>INPUT IMPEDANCE</b>					
Differential			$10^{13} \parallel 1.5$		$\Omega \parallel pF$
Common-Mode			$10^{13} \parallel 1.5$		$\Omega \parallel pF$
<b>OPEN-LOOP GAIN</b>					
	$V_S = +5V$ , $0.3V < V_O < 4.7V$	84	92		dB
<b>OPA356</b>	$V_S = +5V$ , $0.3V < V_O < 4.7V$	<b>80</b>			dB
<b>OPA2356</b>	$V_S = +5V$ , $0.4V < V_O < 4.6V$	<b>80</b>			dB
<b>FREQUENCY RESPONSE</b>					
Small-Signal Bandwidth	$G = +1$ , $V_O = 100mVp-p$ , $R_F = 0\Omega$		450		MHz
	$G = +2$ , $V_O = 100mVp-p$ , $R_L = 50\Omega$		100		MHz
	$G = +2$ , $V_O = 100mVp-p$ , $R_L = 150\Omega$		170		MHz
	$G = +2$ , $V_O = 100mVp-p$ , $R_L = 1k\Omega$		200		MHz
Gain-Bandwidth Product	$G = +10$ , $R_L = 1k\Omega$		200		MHz
Bandwidth for 0.1dB Gain Flatness	$G = +2$ , $V_O = 100mVp-p$ , $R_F = 560\Omega$		75		MHz
Slew Rate	$V_S = +5V$ , $G = +2$ , 4V Output Step		300/-360		V/ $\mu s$
Rise-and-Fall Time	$G = +2$ , $V_O = 200mVp-p$ , 10% to 90%		2.4		ns
	$G = +2$ , $V_O = 2Vp-p$ , 10% to 90%		8		ns
Settling Time, 0.1%	$V_S = +5V$ , $G = +2$ , 2V Output Step		30		ns
0.01%	$V_S = +5V$ , $G = +2$ , 2V Output Step		120		ns
Overload Recovery Time	$V_{IN} \cdot Gain = V_S$		8		ns
Harmonic Distortion					
2 <sup>nd</sup> Harmonic	$G = +2$ , $f = 1MHz$ , $V_O = 2Vp-p$ , $R_L = 200\Omega$		-81		dBc
3 <sup>rd</sup> Harmonic	$G = +2$ , $f = 1MHz$ , $V_O = 2Vp-p$ , $R_L = 200\Omega$		-93		dBc
Differential Gain Error	NTSC, $R_L = 150\Omega$		0.02		%
Differential Phase Error	NTSC, $R_L = 150\Omega$		0.05		degrees
Channel-to-Channel Crosstalk	$f = 5MHz$		-90		dB
<b>OUTPUT</b>					
Voltage Output Swing from Rail	$V_S = +5V$ , $R_L = 150\Omega$ , $A_{CL} > 84dB$		0.2	0.3	V
Voltage Output Swing from Rail	$V_S = +5V$ , $R_L = 1k\Omega$		0.1		V
Voltage Output Swing from Rail	$I_O = \pm 100mA$		0.8	1	V
Output Current, Continuous <sup>(1)</sup>		$\pm 60$			mA
Maximum Output Current, Peak <sup>(1)</sup>	$V_S = +5V$	$\pm 100$			mA
Maximum Output Current, Peak <sup>(1)</sup>	$V_S = +3V$		$\pm 80$		mA
Short Circuit Current			+250/-200		mA
Closed-Loop Output Impedance	$f < 100kHz$		0.02		$\Omega$
<b>POWER SUPPLY</b>					
Specified Voltage Range		2.7		5.5	V
Operating Voltage Range			2.5 to 5.5		V
Quiescent Current (per amplifier)	$V_S = +5V$ , $I_O = 0$		8.3	11	mA
	<b>Specified Temperature Range</b>			<b>14</b>	mA
<b>THERMAL SHUTDOWN</b>					
Junction Temperature					
Shutdown			160		$^\circ C$
Reset from Shutdown			140		$^\circ C$
<b>TEMPERATURE RANGE</b>					
Specified Range		-40		125	$^\circ C$
Operating Range		-55		150	$^\circ C$
Storage Range		-65		150	$^\circ C$
Thermal Resistance	$\theta_{JA}$				$^\circ C/W$
SOT23-5, MSOP-8			150		$^\circ C/W$
SO-8			125		$^\circ C/W$

NOTES: (1) See typical characteristic "Output Voltage Swing vs Output Current".

Fonte: Texas Instruments (2001)



## ANEXO K – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO CA3140

O Quadro 7, a seguir, indica as especificações do dispositivo CA3140.

Quadro 7: Especificações do dispositivo CA3140

### Absolute Maximum Ratings

DC Supply Voltage (Between V+ and V- Terminals)	36V
Differential Mode Input Voltage	8V
DC Input Voltage	(V+ +8V) To (V- -0.5V)
Input Terminal Current	1mA
Output Short Circuit Duration <sup>∞</sup> (Note 2)	Indefinite

### Operating Conditions

Temperature Range	-55°C to 125°C
-------------------	----------------

### Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1)	$\theta_{JA}$ (°C/W)	$\theta_{JC}$ (°C/W)
PDIP Package*	115	N/A
SOIC Package	165	N/A
Maximum Junction Temperature (Plastic Package)	150°C	
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C	
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300°C (SOIC - Lead Tips Only)	

\*Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

**CAUTION:** Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

### NOTES:

- $\theta_{JA}$  is measured with the component mounted on a low effective thermal conductivity test board in free air. See Tech Brief TB379 for details
- Short circuit may be applied to ground or to either supply.

### Electrical Specifications For Design Guidance At V+ = 5V, V- = 0V, T<sub>A</sub> = 25°C

PARAMETER	SYMBOL	TYPICAL VALUES		UNITS	
		CA3140	CA3140A		
Input Offset Voltage	V <sub>IO</sub>	5	2	mV	
Input Offset Current	I <sub>IO</sub>	0.1	0.1	pA	
Input Current	I <sub>I</sub>	2	2	pA	
Input Resistance	R <sub>I</sub>	1	1	TΩ	
Large Signal Voltage Gain (See Figures 6, 29)	A <sub>OL</sub>	100	100	kV/V	
		100	100	dB	
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	32	32	μV/V	
		90	90	dB	
Common Mode Input Voltage Range (See Figure 8)	V <sub>ICR</sub>	-0.5	-0.5	V	
		2.6	2.6	V	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR ΔV <sub>IO</sub> /ΔV <sub>S</sub>	100	100	μV/V	
		80	80	dB	
Maximum Output Voltage (See Figures 2, 8)	V <sub>OM+</sub>	3	3	V	
	V <sub>OM-</sub>	0.13	0.13	V	
Maximum Output Current:	Source	I <sub>OM+</sub>	10	10	mA
	Sink	I <sub>OM-</sub>	1	1	mA
Slew Rate (See Figure 31)	SR	7	7	V/μs	
Gain-Bandwidth Product (See Figure 30)	f <sub>T</sub>	3.7	3.7	MHz	
Supply Current (See Figure 32)	I <sub>+</sub>	1.6	1.6	mA	
Device Dissipation	P <sub>D</sub>	8	8	mW	
Sink Current from Terminal 8 to Terminal 4 to Swing Output Low		200	200	μA	

Fonte: Renesas Technology (2005)



## ANEXO L – ESPECIFICAÇÕES DO DISPOSITIVO KA311

O Quadro 8, a seguir, indica as especificações do dispositivo KA311.

Quadro 8: Especificações do dispositivo KA311

### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Total Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	36	V
Output to Negative Supply Voltage KA311	V <sub>O</sub> - V <sub>EE</sub>	40	V
Ground to Negative voltage	V <sub>EE</sub>	-30	V
Differential Input Voltage	V <sub>I(DIFF)</sub>	30	V
Input Voltage	V <sub>I</sub>	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	10	sec
Power Dissipation	P <sub>D</sub>	500	mW
Operating Temperature Range	TOPR	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	TSTG	- 65 ~ +150	°C

### Electrical Characteristics

(V<sub>CC</sub> = 15V, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Input Offset Voltage	V <sub>IO</sub>	R <sub>S</sub> ≤ 50KΩ	-	1.0	7.5	mV
			NOTE 1	-	-	
Input Offset Current	I <sub>IO</sub>		-	6	50	nA
			NOTE 1	-	-	
Input Bias Current	I <sub>BIAS</sub>		-	100	250	nA
			NOTE 1	-	-	
Voltage Gain	G <sub>V</sub>	-	40	200	-	V/mV
Response Time	t <sub>RES</sub>	NOTE 2	-	200	-	ns
Saturation Voltage	V <sub>SAT</sub>	I <sub>O</sub> = 50mA, V <sub>I</sub> ≤ -10mV	-	0.75	1.5	V
		V <sub>CC</sub> ≥ 4.5V, V <sub>EE</sub> = 0V I <sub>SINK</sub> = 8mA, V <sub>I</sub> ≥ -10mV, NOTE 1	-	0.23	0.4	
Strobe "NO" Current	I <sub>STR(ON)</sub>	-	-	3	-	mA
Output Leakage Current	I <sub>SINK</sub>	I <sub>STR</sub> = 3mA, V <sub>I</sub> ≥ 10mV V <sub>O(P)</sub> = 35V, V <sub>EE</sub> = V <sub>GN</sub> D = -5V	-	0.2	50	nA
Input Voltage Range	V <sub>I(R)</sub>	NOTE 1	-14.5 to 13.0	-14.7 to 13.8	-	V
Positive Supply Current	I <sub>CC</sub>	-	-	3.0	7.5	mA
Negative Supply Current	I <sub>EE</sub>	-	-	-2.2	-5.0	mA
Strobe Current	I <sub>STR</sub>	-	-	3	-	mA

#### Notes :

- 0 ≤ T<sub>A</sub> ≤ +70°C
- The response time specified is for a 100mV input step with 5mV over drive.

Fonte: Fairchild Semiconductor International (2000)