

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
INFORMÁTICA INDUSTRIAL**

**TIAGO POLIZER DA SILVA**

**ANEMÔMETRO ULTRASSÔNICO UNIDIMENSIONAL BASEADO  
EM CORRELAÇÃO CRUZADA**

**DISSERTAÇÃO**

**CURITIBA**

**2016**

**TIAGO POLIZER DA SILVA**

**ANEMÔMETRO ULTRASSÔNICO UNIDIMENSIONAL BASEADO  
EM CORRELAÇÃO CRUZADA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do grau de “Mestre em Ciências” – Área de Concentração: Informática Industrial.

Orientador: Fernando Cardoso Castaldo

**CURITIBA**

**2016**

---

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação**

---

S586an  
2016 Silva, Tiago Polizer da  
Anemômetro ultrassônico unidimensional baseado em  
correlação cruzada / Tiago Polizer da Silva.-- 2016.  
117 f.: il.; 30 cm

Texto em português, com resumo em inglês.  
Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica  
Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica e Informática Industrial,  
Curitiba, 2016.  
Bibliografia: f. 90-92.

1. Anemômetro. 2. Ventos - Velocidade - Medição. 3.  
Teoria dos erros. 4. Correlação (Estatística). 5.  
Ultrassom. 6. Detectores. 7. Processamento de sinais.  
8. Arranjos de lógica programável em campo. 9. Métodos  
de simulação. 10. Engenharia elétrica - Dissertações.  
I. Castaldo, Fernando Cardoso, orient. II. Universidade  
Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III.  
Título.

CDD: Ed. 22 -- 621.3

Título da Dissertação Nº. \_\_\_\_\_

## **Anemômetro Ultrassônico Unidimensional Baseado em Correlação Cruzada**

por

**Tiago Polizer da Silva**

Orientador: Prof. Dr. Fernando Cardoso Castaldo

Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de MESTRE EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às 09:30h do dia 05 de maio 2016. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores doutores: ★

---

Prof. Dr. Fernando Cardoso Castaldo  
(Presidente – UTFPR)

---

Prof. Dr. José Alexandre de França  
(UEL)

---

Prof. Dr. Joaquim Miguel Maia  
(UTFPR)

Visto da coordenação:

---

Prof. Dr. Emilio Carlos Gomes Wille  
(Coordenador do CPGEI)

## **AGRADECIMENTOS**

É possível que eu tenha esquecido pessoas importantes nos parágrafos abaixo nessa importante fase de minha vida. Dessa forma, peço desculpas àquelas que não estão presentes entre essas palavras, mas elas podem estar certas que fazem parte do meu pensamento e de minha gratidão.

Quero agradecer a Deus pela saúde física e mental na construção deste trabalho. Sem isso, não teria condições de persistir trabalhando durante várias noites entrando nas madrugadas.

Agradeço ao corpo de docentes do Curso de Pós Graduação em Engenharia e Informática Industrial (**CPGEI**) pelo conhecimento ministrado nas disciplinas do mestrado.

A Universidade Tecnológica Federal do Paraná (**UTFPR**) pelo espaço físico disponibilizado para a construção deste trabalho bem como pelo provimento de recursos da minha ida ao congresso brasileiro de eletrônica de potência de 2015, em Fortaleza/CE, para apresentação de meu trabalho.

Ao meu orientador Fernando Cardoso Castaldo, aos meus colegas de laboratório Marcos Koizumi, Elon Hara e Diego Reis pelo suporte humilde contribuindo com ideias e deliciosas discussões técnicas sobre o tema deste trabalho.

A Positivo Informática, em especial meus gestores Enézio Tristão, Fernando Ceragioli e Hérsio, por conceder flexibilidade no meu horário de trabalho.

Quero agradecer especialmente a minha esposa Ana Paula de Faria Polizer que esteve ao meu lado nos momentos mais difíceis. Além disso, abdicou ficar longe de mim incontáveis vezes para que eu me dedicasse a elaboração do presente trabalho.

People do not decide their futures, they decide their habits and their habits decide their futures. (F. Matthias Alexander)

## RESUMO

POLIZER DA SILVA, Tiago. ANEMÔMETRO ULTRASSÔNICO UNIDIMENSIONAL BASEADO EM CORRELAÇÃO CRUZADA. 117 f. Dissertação – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2016.

Este trabalho descreve o desenvolvimento de um medidor de velocidade de vento aplicando técnicas da teoria de erros, como a correlação cruzada, bem como sensores de ultrassom. Ele pode ser utilizado em encanamentos, onde se busca obter a velocidade de fluídos, em estações climáticas, em aeroportos, no momento de se aplicar pesticidas assim como em fazendas eólicas, onde o conhecimento da velocidade do vento é necessário, dentre outras aplicações. O sistema desenvolvido é composto pela placa de desenvolvimento de0-nano, uma placa de circuito impresso (PCB) para aquisição de sinais e dois pares de sensores de ultrassom. A PCB também possui circuitos para excitação dos sensores de ultrassom bem como comunicação com o PC para armazenamento dos sinais amostrados. A teoria de erros foi discutida e os resultados do protótipo foram analisados utilizando métodos probabilísticos necessários para verificar a incerteza. Dentro da FPGA da placa de0-nano foi desenvolvido um sistema baseado no processador NIOS, o qual foi construído através da ferramenta QSYS. Além disso, blocos em VHDL foram desenvolvidos para interfaceamento do sistema com o PC. Um pequeno túnel de vento foi construído e um anemômetro de mão foi adquirido para validar o protótipo. Simulações foram realizadas no Microsoft Excel 2007 para comparar a correlação cruzada dada pelo protótipo e a teoria. É comum que DSPs e Microprocessadores estejam dentro de medidores de velocidade do vento, no entanto um sistema desenvolvido com FPGA aumenta a velocidade de processamento devido ao paralelismo. Blocos descritos em VHDL podem ser facilmente replicados dentro da FPGA e existe uma grande coleção de bibliotecas, literatura extensiva e exemplos de código para o NIOS. Com isso há um menor tempo de desenvolvimento de um protótipo/sistema e há facilidade de desenvolver um System on Chip (SoC) de sistemas baseados em FPGA, reduzindo os custos de um futuro produto comercial.

**Palavras-chave:** Anemômetro, Aplicações Automatizadas, Correlação Cruzada, NIOS, FPGA, Ultrassom.

## ABSTRACT

POLIZER DA SILVA, Tiago. UNIDIMENSIONAL ULTRASONIC ANEMOMETER BASED IN CROSS CORRELATION. 117 f. Dissertação – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2016.

This work describes the development of one axis wind speed measurement equipment applying error theory techniques, as the cross correlation, and ultrasound sensors. It can be used in tubes, where fluid speed knowledge is needed, climate stations, airports, in the moment of applying pesticides and in wind farms, where wind speed knowledge is necessary. The built prototype is a connected set of a de0-nano development board, a signal acquisition printed circuit board and two pairs of ultrasound sensors. The PCB also has circuits for ultrasound sensors exciting and PC communications to store the sampled signals. The error theory was discussed and the prototype's results were developed using probabilistic methods needed to verify the uncertainty. Inside de0-nano board FPGA chip, a system based in NIOS processor was developed and built through QSYS tool. There are some blocks described in VHDL for PCB interfacing. A small wind tunnel was built and a hand anemometer was acquired to validate the proposed system. Simulations were done in Microsoft Excel 2007 to compare the cross correlation given by the prototype and the theory. It is common DSPs and microprocessors inside this type of equipments to measure wind speed, but a system developed with a FPGA increases the processing speed due to parallelism. Blocks described in VHDL can be easily replicated inside the FPGA and there is a large collection of libraries, extensive literature and code examples for NIOS. Thereby there are small system/prototype developing times and there is an easy development of a System on Chip (SOC) of FPGA based systems, reducing the costs for a future commercial product.

**Keywords:** Anemometer, Automation Applications, Cross Correlation, NIOS, FPGA, Ultrasound.



## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Demonstração do cálculo da correlação cruzada. ....	22
FIGURA 2	– Simulação de uma correlação cruzada entre dois pulsos $x[n]$ e $y[n]$ . ....	23
FIGURA 3	– Esquema de um tubo de pitot. ....	25
FIGURA 4	– Anemômetro de pás e hélices: A velocidade que o equipamento mede está relacionada com a frequência de rotação das hélices. ....	26
FIGURA 5	– Anemômetro de fio quente: A velocidade que o equipamento mede está condicionada a variação de energia a ser fornecida ao fio quente para mantê-lo em temperatura constante. ....	27
FIGURA 6	– Exemplo de Anemômetros 3D. ....	28
FIGURA 7	– Sinal elétrico gerado por um sensor decorrente de uma excitação de onda mecânica de ultrassom. ....	30
FIGURA 8	– Relação entre a largura do pulso de ultrassom devido às suas componentes de frequência. ....	31
FIGURA 9	– Equivalente elétrico do sensor de ultrassom. ....	33
FIGURA 10	– Ângulo $\phi$ de movimento do objeto em relação ao TUS/Tx. ....	34
FIGURA 11	– Exemplo de obtenção do deslocamento da frequência central do sensor de ultrassom ( $f_d$ ). ....	36
FIGURA 12	– Figura para demonstrar a modelagem matemática de um defasador temporal. ....	37
FIGURA 13	– Exemplo de um anemômetro unidimensional baseado em ultrassom. $R_0$ e $R_1$ são os sensores receptores. $T_0$ e $T_1$ são os transmissores. ....	38
FIGURA 14	– Esquema de um par de TUS para avaliação da técnica de DF. ....	39
FIGURA 15	– Esquema elétrico do circuito para obtenção da diferença de fase. ....	40
FIGURA 16	– Simulação de duas ondas de ultrassom defasadas de 90 graus. Os sinais $V(U3 : +)$ e $V(V2 : +)$ são os sinais defasados e o sinal $V(U5A : Y)$ é o sinal na saída da porta XOR. ....	40
FIGURA 17	– <i>The echo Method</i> - O Método Eco. ....	41
FIGURA 18	– Ilustração da obtenção do termo $N_{xy}$ da equação 37. ....	42
FIGURA 19	– Esquema para demonstração da variação da diferença de amostras em decorrência da velocidade do vento ( $v_v$ ) conforme figura 18. $\Delta k$ é a diferença de amostras. ....	44
FIGURA 20	– Resultado da correlação cruzada dos sinais simulados na figura 19 de acordo com a variação da velocidade do vento ( $v_v$ ) conforme figura 18. ....	45
FIGURA 21	– Diagrama de blocos do sistema desenvolvido. ....	49
FIGURA 22	– Diagrama de blocos do circuito de alimentação (Esquema elétrico no apêndice A). ....	51
FIGURA 23	– Diagrama de blocos do circuito de excitação. Esquema elétrico no apêndice B. ....	52
FIGURA 24	– Esquema teórico dos pulsos necessários para gerar a onda de excitação do sensor de ultrassom: $T_{esp}$ é o tempo de espera para o primeiro pulso, $T$ é o período total de excitação e $T_{espep}$ é o período de espera entre os pulsos de excitação. ....	52

FIGURA 25	– Diagrama de blocos do circuito de recepção e circuito para amostragem de sinais. No canto direito da figura é possível observar que o sinal de entrada no AD deve possuir uma amplitude de no máximo $V_{cc}$ . Se o sinal de entrada possui algum offset, ele é eliminado pelo circuito de entrada do AD. O circuito de recepção está descrito no apêndice D e o circuito do AD no apêndice E. ....	54
FIGURA 26	– Esquema do túnel de vento com suporte para os sensores de ultrassom e anemômetro comercial. ....	57
FIGURA 27	– Fotos do túnel de vento montado. ....	58
FIGURA 28	– Blocos PLL e contador obtidos do <i>wizard</i> do ambiente de programação Quartus. ....	60
FIGURA 29	– Projeto dos blocos em BDF, desenvolvidos no ambiente de programação Quartus, para fazer a conversão analógica digital. ....	61
FIGURA 30	– Diagrama da máquina de estados para controle do bloco FIFO. ....	62
FIGURA 31	– Esquema e resultado de simulação para a máquina de estados e o bloco FIFO. ....	63
FIGURA 32	– Simulação do bloco <i>ad9283</i> no ambiente <i>modelsim</i> da Altera. ....	65
FIGURA 33	– Esquema e resultado de simulação para o bloco <i>signal_gen_sensorultra</i> . ..	66
FIGURA 34	– Resultado de simulação para os blocos <i>blktrad</i> e <i>blk_usb2pc</i> . ....	67
FIGURA 35	– Visão geral do bloco <i>DE0_NANO_QSYS</i> gerado através da ferramenta QSYS da Altera. ....	69
FIGURA 36	– Arquitetura do código C desenvolvido para execução no NIOS. ....	72
FIGURA 37	– Placa de circuito impresso final para o sistema desenvolvido montada com a placa de desenvolvimento <i>de0-nano</i> bem como cabos USB para programação da FPGA e comunicação com o PC. ....	75
FIGURA 38	– Ondas de excitação para os sensores de ultrassom. ....	76
FIGURA 39	– Ondas de ultrassom $T0R0$ , $T0R1$ , $T1R0$ e $T1R1$ obtidas no osciloscópio sem vento externo sob a taxa de amostragem de 10MHz centradas em $0V_{dc}$ . ....	77
FIGURA 40	– Onda de ultrassom com <i>offset</i> obtida pelo sistema desenvolvido (b). O offset é explicado conforme circuito equivalente de entrada (a). ....	78
FIGURA 41	– Ondas de ultrassom mostrando interferência de 60Hz decorrentes dos fios que levam os sinais de ultrassom. ....	79
FIGURA 42	– Exemplo de onda de ultrassom $T0R1$ e $T1R0$ adquiridas pelo sistema para análise do deslocamento de pico. ....	80
FIGURA 43	– Comparação entre as curvas teóricas e reais da relação entre a velocidade do vento no eixo dos sensores de ultrassom obtidas pelo anemômetro de mão ( $v_{an}$ ) e pelo sistema desenvolvido ( $v'_v$ ). $v'_v$ é a projeção de $v_v$ no eixo de geração da velocidade do vento pelo exaustor. ....	83
FIGURA 44	– Comparação entre as ondas obtidas pelo sistema desenvolvido versus osciloscópio conforme influência de vento externo. ....	84
FIGURA 45	– Comparativo entre as ondas de ultrassom obtidas conforme velocidade do vento e respectiva correlação cruzada. ....	86
FIGURA 46	– Esquema elétrico do circuito de alimentação. ....	93
FIGURA 47	– Esquema elétrico do circuito de excitação. ....	94
FIGURA 48	– Esquema elétrico do circuito de interface com o computador. ....	95
FIGURA 49	– Esquema elétrico do circuito de recepção. Os capacitores C38, C45, C39 e C37 possuem a função de eliminar ruídos e estabilizar a tensão para o amplificador operacional. O Resistor R55 controla a impedância de entrada	

	do circuito de recepção. ....	96
FIGURA 50	– Esquema elétrico circuitos conversores analógicos para digital. ....	97
FIGURA 51	– Placa de circuito impresso para o sistema desenvolvido. ....	98
FIGURA 52	– Diagrama de blocos macro do sistema (código C) desenvolvido. ....	99
FIGURA 53	– Diagrama de blocos macro da rotina xCorr que executa sub-rotinas de obtenção, cálculo e envio dos dados ao PC. ....	100
FIGURA 54	– Diagrama de blocos da sub-rotina que executa a excitação dos sensores de ultrassom e obtenção de dados dos ADs. ....	101
FIGURA 55	– Diagrama de blocos da sub-rotina que executa a correlação cruzada. ....	102
FIGURA 56	– Diagrama de blocos da sub-rotina que envia dados processados pelo NIOS ao PC. ....	103
FIGURA 57	– Ilustração do efeito da amostragem na transformada de Fourier de um sinal contínuo. Gráfico 1 mostra um coseno de frequência $f_0$ . Gráfico 2 mostra a TF de $x_c(t)$ . Gráfico 3 mostra a TF do sinal amostrado. Gráfico 4 mostra a TF do sinal amostrado com base na frequência normalizada. ....	107
FIGURA 58	– Exemplo de Convolução. ....	109
FIGURA 59	– Gráfico da resposta ao impulso da função da transformada de Hilbert conforme equação 96. ....	112
FIGURA 60	– Cálculo do envelope (equação 98) de uma função seno. ....	113
FIGURA 61	– Gráfico da TF de um <b>FPB</b> . ....	114
FIGURA 62	– Exemplo de aplicação de um <b>FPB</b> . ....	115
FIGURA 63	– Gráfico 1: TF ideal de um <b>FPA</b> . Gráfico 2: TF ideal de um <b>FPF</b> . Gráfico 3: TF ideal de um <b>FRF</b> . ....	117

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Deslocamento aleatório dos picos circulos em vermelho nas figuras 42(a) e 42(b) das ondas $T_0R_1$ e $T_1R_0$ respectivamente. ....	81
TABELA 2	– Experimento para avaliar o erro entre o valor verdadeiro (anemômetro de mão) e o obtido com o sistema proposto. O erro percentual é calculado como $( v'_v - v_{an} ) / v'_v$ . ....	82
TABELA 3	– Tabela com o cálculo da diferença de amostras teórico ( $D_T$ ) versus prático ( $D_R$ ) (conforme figura 44). ....	84

## LISTA DE QUADROS

QUADRO 1	–	Classes de anemômetro e respectivos exemplos. ....	24
QUADRO 2	–	Especificação do anemômetro de mão - velocidade do ar. ....	56
QUADRO 3	–	Especificação do anemômetro de mão - temperatura. ....	56
QUADRO 4	–	Especificação do anemômetro de mão - dados gerais. ....	56
QUADRO 5	–	Descrição dos pinos do bloco FIFO (referente à figura 29). ....	64
QUADRO 6	–	Descrição dos pinos do bloco ad9283 (referente à figura 29). ....	64
QUADRO 7	–	Descrição dos ajustes possíveis para o bloco <i>signal_gen_sensorultra</i> . ....	65
QUADRO 8	–	Descrição dos pinos referente ao bloco <i>blk_usb2pc</i> . ....	68
QUADRO 9	–	Descrição dos comandos no barramento de controle que definem a operação dos blocos VHDL desenvolvidos. ....	102
QUADRO 10	–	Transformada de Fourier Discreta e Contínua. ....	104

## LISTA DE SIGLAS

PCB	Placa de Circuito Impresso
TRAFO	Transformador
BSF	Block Symbol File
PIO	Parallel I/O
VHDL	VHSIC Hardware Description Language
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
INMET	Instituto Nacional de Meteorologia
PIB	Produto Interno Bruto
PZT	Titanato de Zirconato de Chumbo
SPL	Spatial Pulse Length
USB	Universal Serial Bus
PC	Personal Computer
BDF	Block Diagram File
FIFO	First In First Out
TUS	Transdutor de Ultrassom
TUS/Rx	Transdutor de Ultrassom Receptor
TUS/Tx	Transdutor de Ultrassom Transmissor
P/N	Part Number
EM	Echo Method
$TF$	Transformada de Fourier
$TF^{-1}$	Transformada Inversa de Fourier
$TH$	Transformada de Hilbert
<b>FPB</b>	Filtro Passa Baixa
<b>FPA</b>	Filtro Passa Alta
<b>FPF</b>	Filtro Passa Faixa
<b>FRF</b>	Filtro Rejeita Faixa
$IIR$	Infinity Impulse Response
$FIR$	Finite Impulse Response
<b>XOR</b>	Símbolo da porta lógica <i>Ou exclusivo</i>
AD	Conversor Analógico Digital

## LISTA DE SÍMBOLOS

$N_{xy}$	Índice do vetor correlação cruzada cujo valor é o maior dentre todos os índices do vetor. Está relacionado com um sinal de ultrassom que é gerado pelo sensor transmissor $T_0$ e recebido pelo sensor receptor $R_0$
$T_x R_y$	Vetor do sinal amostrado da onda de ultrassom gerado pelo sensor ultrassônico transmissor $T_x$ e captada pelo sensor ultrassônico receptor $R_y$
$T_s$	Período de amostragem
$F_s$	Frequência de amostragem
$\Omega_s$	Frequência de amostragem em radianos
$T_x$	Sensor de ultrassom transmissor número $x$
$R_x$	Sensor de ultrassom receptor número $x$
$v_s$	Velocidade de propagação da onda de ultrassom sem vento externo
$v_v$	Velocidade do vento externo
$v_{ortho}$	Projeção ortogonal da velocidade do vento externo no anemômetro 2D
$v_{xy}$	Velocidade de propagação da onda de ultrassom com vento externo. Onda obtida através da excitação do sensor de ultrassom $T_x$ em direção ao sensor $T_x$
$v_{an}$	Projeção da velocidade no eixo dos anemômetros medida pelo anemômetro comercial
$v_{an}$	Velocidade do vento externo medida pelo sistema desenvolvido
$t_{v_s}$	Tempo de propagação da onda de ultrassom sem vento externo
$t_{xy}$	Tempo de propagação da onda de ultrassom entre $T_x$ e $R_y$
$f$	Frequência de um sinal
$A$	Amplitude de um sinal
$\lambda$	Comprimento de onda do ultrassom
$\omega_0$	Frequência central de oscilação do ultrassom
$f_d$	Frequência de deslocamento na frequência central do ultrassom
$R$	Constante universal dos gases
$M$	Massa molecular
$\kappa$	Razão entre o calor específico do gás (ar) a pressão constante e volume constante
$\rho_a$	Densidade do meio $a$
$\phi_i$	Ângulo de incidência de uma onda de ultrassom com relação a uma linha perpendicular entre os meios
$\phi_t$	Ângulo de transmissão de uma onda de ultrassom com relação a uma linha perpendicular entre os meios
$Z_a$	Impedância acústica do meio $a$
$\mu$	Coefficiente de atenuação da intensidade
$\alpha$	Coefficiente de absorção do meio
$\epsilon$	Coefficiente dielétrico
$\chi$	Diferença de fase para uma onda de ultrassom
$v_i$	Velocidade da interface refletora (Análise efeito doppler)
$f_d$	Deslocamento na frequência do sinal de ultrassom decorrente do movimento da interface refletora (Análise efeito doppler)
$\delta$	Função impulso

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>17</b>
1.1	OBJETIVO GERAL	20
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	20
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	21
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>22</b>
2.1	CORRELAÇÃO CRUZADA	22
2.2	ANEMOMETRIA	23
2.2.1	Anemômetros de Pressão	24
2.2.2	Anemômetros Mecânicos	25
2.2.3	Anemômetros Termoelétricos	26
2.2.4	Anemômetros Acústicos	26
2.2.4.1	Ondas de Som e Ultrassom	27
2.2.4.2	Sensor de Ultrassom	30
2.2.4.3	Sinal para Excitação dos TUS	32
2.2.4.4	Padrões de Recepção e Transmissão dos TUS	33
2.3	TEORIA DE ERROS	46
2.3.1	Valor médio e Desvio	46
2.3.2	Método para Calcular o Desvio Padrão Combinado	47
2.3.3	Ajuste Linear pelo Método dos Mínimos Quadrados	47
<b>3</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS</b>	<b>49</b>
3.1	INTRODUÇÃO	49
3.2	DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA CONCEBIDO	49
3.3	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	50
3.3.1	Circuito de alimentação	50
3.3.2	Circuito de excitação	51
3.3.3	Circuito USB p/ PC	53
3.3.4	Circuito de Recepção	53
3.3.5	Circuito de AD	54
3.4	TÚNEL DE VENTO	55
3.5	PLACA DE DESENVOLVIMENTO DE0-NANO E O SISTEMA DESENVOLVIDO	59
3.5.1	Blocos Altera Megafuction PLL e Contador	59
3.5.2	Bloco Interface FPGA p/ AD, Máquina de Estados e Bloco FIFO	60
3.5.3	Bloco Sensores de Ultrassom	65
3.5.4	Bloco Interface USB p /PC	66
3.5.5	Sistema Desenvolvido no Qsys - Nios II e Integração com SDRAM	69
3.5.6	Código C para o Sistema Desenvolvido	71
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>75</b>
4.1	OBTENÇÃO DAS ONDAS DE ULTRASSOM	75
4.2	O PROBLEMA DA MEDIÇÃO	79
4.3	VALIDAÇÃO DA CORRELAÇÃO CRUZADA	83
<b>5</b>	<b>DISCUSSÕES E CONCLUSÕES</b>	<b>87</b>



5.1 TRABALHOS FUTUROS .....	88
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>90</b>
<b>Apêndice A – CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO .....</b>	<b>93</b>
<b>Apêndice B – CIRCUITO DE EXCITAÇÃO .....</b>	<b>94</b>
<b>Apêndice C – CIRCUITO DE INTERFACE COM O COMPUTADOR .....</b>	<b>95</b>
<b>Apêndice D – CIRCUITO DE RECEPÇÃO .....</b>	<b>96</b>
<b>Apêndice E – CIRCUITO DE AMOSTRAGEM DE SINAIS .....</b>	<b>97</b>
<b>Apêndice F – LAYOUT FINAL DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO .....</b>	<b>98</b>
<b>Apêndice G – DETALHAMENTO DO CÓDIGO C DESENVOLVIDO PARA O NIOS .....</b>	<b>99</b>
<b>Apêndice H – CONCEITOS BÁSICOS DE PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS .....</b>	<b>104</b>
H.1 ESTUDO SOBRE TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA E CONTÍNUA .	104
H.2 ESTUDO SOBRE AMOSTRAGEM .....	105
H.3 A SOMA DE CONVOLUÇÃO .....	108
H.4 DETERMINAÇÃO DO ENVELOPE DE UM SINAL ATRAVÉS DA TRANSFORMADA DE HILBERT .....	110
H.5 FILTROS DIGITAIS UTILIZANDO JANELAMENTO .....	113
H.5.1 Filtro Digital Passa Baixa .....	113
H.5.2 Filtro Digital Passa Alta, Passa Faixa e Rejeita Faixa .....	114

## 1 INTRODUÇÃO

Instrumentos para medir velocidade de fluídos baseado em correlação cruzada vem sendo estudados há mais de duas décadas. Já em 1980 pesquisas mostraram que o medidor de velocidade de fluído precisa ter sensores adequados para o tipo de ambiente (BECK, 1981). Por exemplo, a velocidade de gases quentes vulcânicos pode ser medida através de sensores ultravioletas. Por outro lado, sensores baseados em laser podem ser utilizados para medir a velocidade da respiração em pacientes nos hospitais (FERNANDES et al., 2010). Além disso, a velocidade do vento, em especial, é importante para a agricultura quando da aplicação de defensivos. Existe uma velocidade ideal que maximiza a eficácia da aplicação. Tal velocidade está em torno de 3,2 até 6,5 km/h (AZEVEDO; FREIRE, 2006).

Velocidades de fluídos podem ser calculadas através do tempo de transito entre um sinal de referência e um sinal atrasado. Esta grandeza pode ser calculada através da função correlação cruzada porque ruídos são eliminados, uma vez que os mesmos não possuem relação com os sinais da correlação. Esta função é definida digitalmente como (ORFANIDIS, 2007), (BECK, 1981):

$$R_{xy}[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-k} y_{n+k} x_n \quad (1)$$

onde  $R_{xy}[k]$  é a função correlação,  $x[k]$  é o sinal de referência,  $y[k]$  o sinal defasado e  $N$  a quantidade de amostras desses vetores.

A correlação cruzada vem sendo utilizada em diversas pesquisas de instrumentos para medição de fluídos (YUTAO et al., 2013) (HIRATA; KUROSWA, 2012) (ZHANG et al., 2010) (FERNANDES et al., 2010) (YIDING et al., 2007) (BRASSIER et al., 2001) (LAI; TORP, 1999) (YANG; BECK, 1997). Em 1997, um instrumento para medir velocidade de fluídos em canos foi desenvolvido onde sua principal característica era ter algoritmos para ajuste automático da frequência de amostragem dos sinais elétricos bem como o ganho dos amplificadores operacionais. Um dos principais problemas enfrentados está relacionado à precisão da função correlação cruzada para obtenção do tempo de trânsito. Isso porque há um erro do pico da correlação devido ao passo da amostragem (*step sample*). Dessa forma,

técnicas de filtragem e interpolação são utilizadas para eliminar este problema (YANG; BECK, 1997).

Por exemplo, técnicas de interpolação por filtro passa baixa ou por funções parabólicas podem ser utilizadas para melhorar a precisão da função correlação cruzada (YUTAO et al., 2013)(HIRATA; KUROSWA, 2012)(LAI; TORP, 1999). Além da interpolação, deve ser levado em consideração que quanto maior for o tempo de trânsito de um sinal entre os sensores do medidor, melhor será a precisão da função correlação cruzada (ZHANG et al., 2010).

Existem outros métodos para a obtenção da velocidade de fluídos além do tempo de trânsito e da correlação cruzada. Trabalhos realizados em 2009 mostraram que a obtenção da velocidade do fluído está baseada em um termistor (CAO et al., 2009). Quando há um fluído passando pelo sensor, a resistência do dispositivo é alterada. Tal alteração é proporcional à velocidade do fluído.

Em 2010 foi desenvolvido um medidor de fluído baseado no componente TDC-GP2 (MINGWEI et al., 2010) <sup>1</sup>. A sua principal função é obter o tempo de trânsito. Além dessa função, o TDC-GP2 foi aplicado como a central de processamento onde era capaz de acionar a excitação dos sensores. Geralmente são utilizados circuitos DSPs para realização de tais funções como também para cálculos de Transformadas Rápidas de Fourier (FFTs), interpolações e etc (YIDING et al., 2007).

No entanto, em 2011, uma FPGA foi utilizada para a medição de distância entre um objeto a outro. Dentro do componente foi desenvolvida uma aplicação no processador NIOS, o qual foi projetado com base na plataforma System on a Programmable Chip (SOPC) (DU et al., 2011) e blocos descritos em linguagem de descrição de hardware (VHDL). Com isso, observou-se que a velocidade de design do sistema foi aumentada porque houve uma liberdade de programação de blocos em VHDL além da variedade de bibliotecas de propriedade intelectual (*IP libraries*) da Altera disponível para uso do NIOS.

Além de proporcionar um rápido desenvolvimento de um sistema, um projeto com FPGA confere algumas outras vantagens, como por exemplo: ter um paralelismo no processamento assim como ser referência para um projetista de circuito integrado (IC) para desenvolvimento de um System on a Chip (SoC) (WENLIANG et al., 2009) e, dessa maneira, reduzindo os custos de um futuro produto comercial.

Além disso, a arte de medição é, em essência, uma arte de comparação e, esta comparação, envolve erros de diversas fontes como, por exemplo: instrumentos, operador,

---

<sup>1</sup>TDC-GP2 é um circuito integrado capaz de medir diferenças de tempo da ordem de 1ns e é fabricado pela empresa Acam Mess(MINGWEI et al., 2010).

processo de medição e etc. Quando é necessário medir uma grandeza física, é preciso executar apenas uma ou diversas medidas, dependendo da condição particular do experimento. Neste caso, é preciso extrair do processo de medição um valor como a melhor representação da magnitude da grandeza física bem com o limite do erro no qual o valor atual pode ser compreendido.

Vuolo (1996) mostra que uma grandeza física experimental, que é definida a partir de uma medida, sempre é uma aproximação do valor verdadeiro da grandeza. Portanto, o objetivo da análise de erros é determinar o melhor valor possível para a grandeza física a partir de diversas medidas e determinar como o melhor valor obtido pode ser diferente do valor verdadeiro, em termos probabilísticos, uma vez que o valor verdadeiro é considerado desconhecido no formalismo da teoria de erros. Hipoteticamente, o erro também é considerado uma grandeza desconhecida. Dessa forma, o melhor valor e sua incerteza somente podem ser obtidas e interpretadas em termos probabilísticos.

Para desenvolver uma análise de erros, é necessário utilizar alguns métodos com a máxima verossimilhança, que corresponde a melhor função verdadeira  $f(x)$  que descreve um conjunto de dados experimentais os quais são a melhor aproximação da grandeza real (VUOLO, 1996). O método dos mínimos quadrados, por exemplo, é deduzido do método da máxima verossimilhança que é mais geral. Além disso, quando este método é aplicado para deduzir a melhor estimativa do mensurando onde há  $n$  medidas iguais, tem-se um caso de repetibilidade.

Por outro lado, quando há  $n$  diferentes medidas, há um caso de reprodutividade. Além disso, o método dos mínimos quadrados vem sendo utilizado para determinar limites teóricos de desempenho da verificação do procedimento de recuperação do tempo de símbolo (WHITE; BEAULIEU, 1992) e correção de dados para erros médios obtidos de pequenas amostras (SHEWHART, ). Por outro lado, a correlação é utilizada para determinar o grau de relação entre duas ou mais variáveis.

Na teoria da estatística e probabilidade, correlação, também chamada de coeficiente de correlação, indica a força e direção da relação linear entre duas variáveis aleatórias. Em termos gerais da estatística, a correlação é referida com a relação entre duas variáveis na qual existem diferentes coeficientes medindo o grau da correlação adaptada à natureza dos dados. Os coeficientes mais conhecidos são o coeficiente de correlação de Pearson e a correlação cruzada.

Correlação tem sido utilizada em diferentes aplicações, como por exemplo: desenvolvimento de ferramenta de avaliação para cursos de engenharia no Brasil (NUNES et al., 2015), controle aéreo de veículos para minimizar erros da medida da unidade inercial (COSTA, 2014), verificação da espessura de interfaces de filmes de nanoestrutura aplicadas em

um sistema eletrônico (VOLPATI, 2012) e medidor de vazão de gás (LIN; HANS, 2007).

Correlação cruzada é uma medida da similaridade entre dois sinais em função do atraso aplicado em um deles. A razão cruzada é eventualmente utilizada quando é desejado procurar por um sinal de curta duração que está inserido em um maior. Por exemplo, correlação cruzada está sendo utilizada em desenvolvimento de um simulador para testar vazamentos em correlacionadores acústicos comerciais (LIMA, 2014), em sensor de vibração (XIE et al., 2011), na estimativa da composição das colunas de destilação em processos químicos industriais (LUCAS, 2012) bem como na seleção de canais para reconhecimento distante de fala (KUMATANI et al., 2011).

## 1.1 OBJETIVO GERAL

Dessa forma, este trabalho tem o objetivo de desenvolver um equipamento de medição de vento compacto, ou seja, um anemômetro ultrassônico unidimensional de um eixo baseado no processador NIOS (FPGA) e na correlação cruzada junto com uma análise de erro nos dados obtidos com o protótipo desenvolvido.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos para o desenvolvimento deste projeto podem ser descritos da seguinte forma:

- Realizar a correlação cruzada dentro de uma FPGA, em especial a placa da Terasic de0-nano, para explorar as funcionalidades dessa plataforma de desenvolvimento;
- Medir a velocidade do vento com ultrassom utilizando a técnica da correlação cruzada;
- Medir a velocidade do vento de  $1m/s$  até  $3,5m/s$ ;
- Criar um túnel de vento para validar o sistema desenvolvido;
- Analisar os resultados obtidos sob a ótica da teoria de erros;
- Realizar estudos teóricos para entender as técnicas de medição de vento.

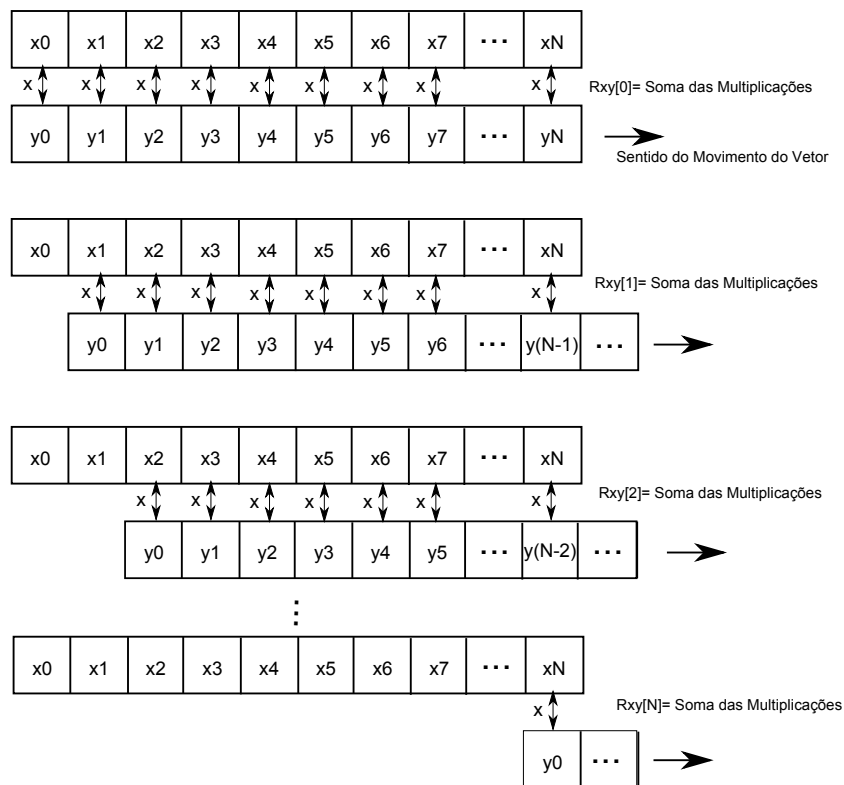
### 1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Além da introdução, o trabalho está estruturado em cinco capítulos. No segundo capítulo são apresentadas técnicas de processamento digital de sinais que podem ser utilizadas em um anemômetro, a teoria de erros que servirá de base para a análise dos dados obtidos assim como o restante da teoria necessária que ajuda a entender a técnica de medir a velocidade do vento com ultrassom. No terceiro capítulo é feito um detalhamento de como o sistema foi desenvolvido. No quarto capítulo é feita a apresentação dos resultados conseguidos com a análise do erro. No quinto capítulo são feitas as conclusões e discussões dos resultados conseguidos.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 CORRELAÇÃO CRUZADA

O método de cálculo da correlação cruzada é similar à convolução. Mais especificamente, dado os sinais discretos  $x[k]$  e  $y[k]$ , define-se a correlação cruzada entre esses sinais conforme a equação 1 (ORFANIDIS, 2007).



**Figura 1: Demonstração do cálculo da correlação cruzada.**

**Fonte: Do Autor.**

A equação 1 e figura 1 mostram que dado dois vetores de comprimento  $N$ , inicialmente cada índice do vetor de correlação cruzada resultante corresponde à soma da multiplicação item a item de cada elemento  $i$  de cada vetor. Para cada iteração do índice do vetor, move-se em uma unidade do índice de um dos vetores. Dessa forma, a multiplicação item a item se dá pelo

índice  $i$  com o  $i + 1$ . O processo termina quando o índice  $i$  corresponde ao 0 do vetor deslocado. A figura 1 ilustra esse processo.

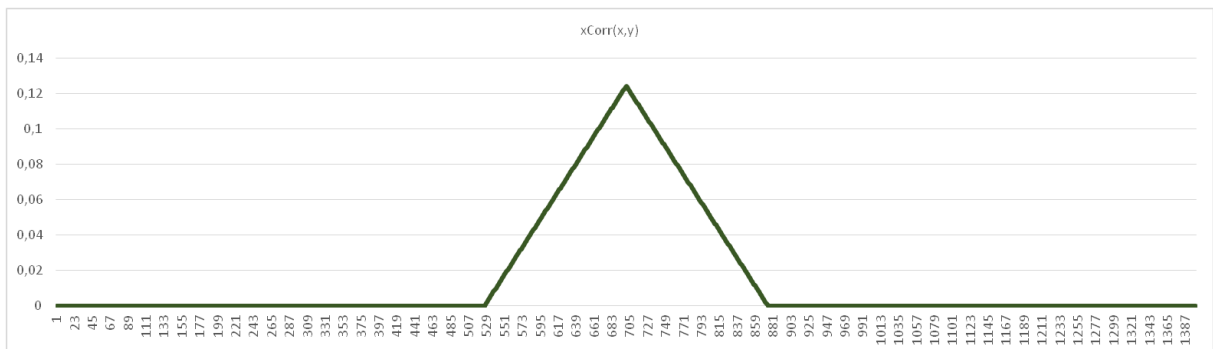
Uma das vantagens da correlação cruzada é que ruídos não são correlacionados com os sinais sob análise (BECK, 1981). Portanto, a correlação cruzada é uma boa técnica para eliminar ruídos.

O resultado prático da função definida pela equação 1 é que ela tem o seu máximo na iteração que os sinais mais se assemelham. Portanto, avaliando o pico da função definida em 1, é possível saber de quanto é a defasagem entre dois sinais sob estudo da correlação cruzada.

Um exemplo de cálculo de correlação cruzada pode ser visto conforme figura 2.



(a) Pulso  $x(n) = (u(n - W/4) - u(n - (3 * W/8)))$  e  $y(n) = u(n - 3 * W/4) - u(n - (7 * W/8))$ , com  $W = 1400$ .



(b) Correlação cruzada resultante entre  $x(n)$  e  $y(n)$  conforme equação 1.

**Figura 2: Simulação de uma correlação cruzada entre dois pulsos  $x[n]$  e  $y[n]$ .**

**Fonte: Do Autor.**

## 2.2 ANEMOMETRIA

A anemometria consiste nas formas de obtenção do conhecimento do vento. Os instrumentos que medem a velocidade de vento podem custar algumas centenas de reais até milhares. Os anemômetros, que fazem essa medição, possuem algumas classes. O quadro 1



mostra tal classificação com o equipamento correspondente.

**Quadro 1: Classes de anemômetro e respectivos exemplos.**

Classe do Anemômetro	Exemplo do Anemômetro
Pressão	Tubo de Pitot
Mecânico	de Caneco (Concha) e Hélice
Termoelétrico	de Fio Quente
Acústico	Sônicos

Fonte: Acosta e Moraes (2009).

### 2.2.1 ANEMÔMETROS DE PRESSÃO

O princípio básico que rege esta classe de anemômetro é a obtenção da velocidade através de uma diferença de pressão, cuja equação básica é a de Bernoulli:

$$p_a + \frac{1}{2}\rho_a v_a^2 + \rho_a g y = \text{constante} \quad (2)$$

onde  $p_a$  é a pressão no meio  $a$ ,  $\rho_a$  é a densidade do meio  $a$ ,  $v_a$  é a velocidade no fluido  $a$ ,  $g$  é a aceleração da gravidade e  $y$  a diferença em altura de 2 pontos onde 1 desses é o meio  $a$ .

O termo  $\frac{1}{2}\rho_a v_a^2$  da equação 2 está relacionado com a energia cinética do fluido e  $\rho_a g y$  com a energia gravitacional.

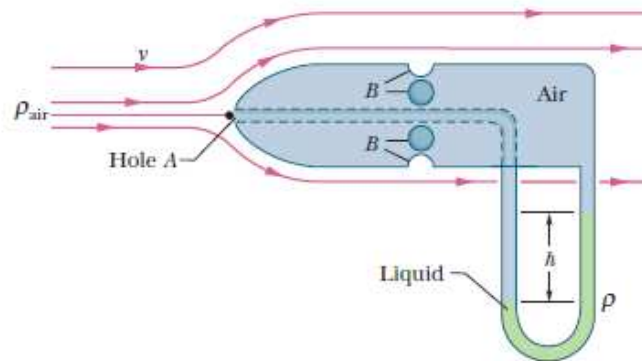
Um dos anemômetros de pressão mais conhecidos é o *tubo de pitot* (figura 3). Ele é utilizado para medir a velocidade de aeronaves, a velocidade de fluidos em tubulações de gás dentre outras aplicações.

De acordo com a figura 3, é possível fazer com que a velocidade no buraco **A** ( $v_a$ ) seja zero. Isso é conseguido devido ao fato do braço em U que tal buraco está ligado. Ou seja, a pressão no buraco **A** é tal que a velocidade é zero. A diferença de pressão entre o buraco **A** e o buraco **B** está relacionada com a altura do líquido (**h**). Dessa maneira, considerando o conceito da conservação de energia, é possível escrever a velocidade da aeronave com relação ao ar ( $v_{ar}$ ) como:

$$v_{ar} = \sqrt{\frac{2P_a - P_{ar}}{\rho_{ar}}} \quad (3)$$

onde  $P_a$  é a pressão no buraco  $a$ ,  $P_{ar}$  é a pressão do ar,  $P_a$  é a pressão no buraco  $a$  e  $\rho_{ar}$  é a

<sup>1</sup>Fluido é definido como uma substância que pode fluir e que preenche os limites do recipiente onde a substância é colocada (WALKER et al., 2014).



**Figura 3: Esquema de um tubo de pitot.**

**Fonte: Adaptado de Walker et al. (2014).**

densidade do ar.

Dessa maneira, é possível relacionar  $P_a$  e  $P_{ar}$  da seguinte maneira:

$$P_a - P_{ar} = \rho g h \quad (4)$$

onde  $h$  é a altura do líquido no braço em U do tubo de pitot.

Relacionando as equações 3 e 4, tem-se que a velocidade da aeronave em função da densidade do líquido do braço em U ( $\rho$ ) do tubo de pitot e a altura  $h$  é:

$$v_{ar} = \sqrt{\frac{2\rho g h}{\rho_{ar}}} \quad (5)$$

### 2.2.2 ANEMÔMETROS MECÂNICOS

Esses tipos de anemômetros são constituídos de pás ou conchas que giram em torno de um eixo fixo conforme um fluido atinge a estrutura. São os mais comuns de serem encontrados no mercado e, portanto, possuem um custo baixo em relação às outras classes de anemômetros. A velocidade do fluido a ser medida está relacionada com a frequência de rotação dessa estrutura de pás ou conchas (ALMEIDA, 2004). Um exemplo desse tipo de anemômetro pode ser visto conforme a figura 4.



**Figura 4: Anemômetro de pás e hélices: A velocidade que o equipamento mede está relacionada com a frequência de rotação das hélices.**

**Fonte: Geographic (2014).**

### 2.2.3 ANEMÔMETROS TERMOELÉTRICOS

O princípio básico de funcionamento de um anemômetro termoelétrico é a diferença de temperatura em um filamento de metal quente. A velocidade com que o fluido incide nesse filamento é proporcional à variação de temperatura resultante. Um circuito anexo ao filamento busca manter a temperatura constante, ou seja, tendendo a variação dessa grandeza a zero. Conseqüentemente, a energia liberada é proporcional à velocidade do fluido (OMEGA, 2014). Um exemplo de anemômetro de fio quente pode ser encontrado conforme figura 5.

### 2.2.4 ANEMÔMETROS ACÚSTICOS

Os anemômetros acústicos são os dispositivos que fazem a medição da velocidade de fluidos através da análise de ondas sonoras. Esses equipamentos são capazes de medir a velocidade do fluido em duas ou três dimensões. Na figura 6 tem-se exemplos de 2 anemômetros 3D.

Para compreender melhor esse tipo de equipamento, será feita nas próximas subseções a fundamentação teórica necessária.



**Figura 5: Anemômetro de fio quente: A velocidade que o equipamento mede está condicionada a variação de energia a ser fornecida ao fio quente para mantê-lo em temperatura constante.**

**Fonte: Omega (2014).**

#### 2.2.4.1 ONDAS DE SOM E ULTRASSOM

Som é uma energia mecânica que é transmitida através de um meio. Ondas de som são mudanças de pressão que um ser humano consegue identificar. Tais mudanças compreendem oscilações de 20 até 20kHz. Oscilações acima de 20kHz possuem um nome específico: ondas de ultrassom que não podem ser ouvidas pelo ser humano (HEDRICK et al., 1995).

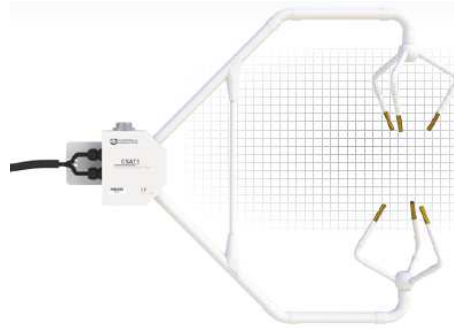
O meio de propagação de uma onda de ultrassom não necessariamente se restringe ao ar. Na verdade, o meio deve ser elástico como gás, líquido ou sólido. A equação que define a amplitude da onda de som em um determinado ponto em função do tempo é:

$$A(t) = A_0 \sin(2\pi ft) \quad (6)$$

onde  $A$  é a amplitude no tempo  $t$ ,  $A_0$  é a amplitude de pico e  $f$  a frequência de oscilação das mudanças de pressão.



(a) Anemômetro 3D com base em 4 sensores de ultrassom.



(b) Anemômetro comercial CSAT3 3D da Campbell Scientific.

**Figura 6: Exemplo de Anemômetros 3D.**

**Fonte: Pereira (2008) e Scientific (2014).**

As ondas de ultrassom são longitudinais para meios líquidos, ou seja, o movimento das partículas do meio é na direção de propagação da onda<sup>2</sup>. O cálculo da velocidade de uma onda de som é definido por (WALKER et al., 2014):

$$v_s = \sqrt{\frac{\kappa RT}{M}} \quad (7)$$

onde  $\kappa$  é a razão entre o calor específico do gás (ar) a pressão constante e a volume constante,  $M$  é a massa molecular,  $R$  é a constante universal dos gases ( $R = 8,31J/molK$ ) e  $T$  é a temperatura absoluta. Para o ar, tem-se  $\kappa \simeq 1,402$  e  $M = 29,0 \times 10^{-3}Kg/mol$ .

Assim, a frequência ( $f$ ) e o comprimento de onda ( $\lambda$ ) são relacionados com a velocidade do ultrassom ( $v_s$ ) por:

$$v_s = \frac{f}{\lambda} \quad (8)$$

O ultrassom muda de direção de propagação quando passa de um meio A para um meio B. A lei da física que explica esse fenômeno é (HEDRICK et al., 1995):

$$\frac{\sin \phi_i}{\sin \phi_t} = \frac{v_i}{v_t} \quad (9)$$

onde  $\phi_i$  e  $\phi_t$  é o angulo de incidência e transmissão respectivamente com relação a uma linha

<sup>2</sup>Existe ainda a propagação transversal (ou de cisalhamento) para meios sólidos no qual o movimento das partículas é perpendicular em relação à direção de propagação da onda.

perpendicular à interface entre os meios,  $v_i$  é a velocidade de incidência e  $v_t$  é a velocidade de transmissão.

Essa mudança de direção se deve porque os meios possuem diferentes impedâncias acústicas. Com isso, parte da energia é refletida e outra parte é transmitida. Em outras palavras, os coeficientes de transmissão e reflexão podem ser calculados por (HEDRICK et al., 1995):

$$\begin{aligned} \%T &= \frac{4Z_A Z_B}{(Z_A + Z_B)^2} \times 100 \\ \%R &= \left( \frac{Z_A - Z_B}{Z_A + Z_B} \right)^2 \times 100 \end{aligned} \quad (10)$$

onde  $Z_A$  e  $Z_B$  são as impedâncias acústicas do meio A e B.

Além dos efeitos de transmissão, reflexão e inclinação da velocidade da onda de ultrassom, há ainda o efeito da absorção. Ou seja, a energia da oscilação mecânica das partículas é dissipada pelo meio. O efeito prático é um decréscimo na amplitude das oscilações à medida que a onda vai propagando. Matematicamente, tem-se:

$$A(z) = A_0 e^{-\alpha z} \quad (11)$$

onde  $A_0$  é a amplitude de pico inicial,  $\alpha$  é o coeficiente de absorção do meio,  $z$  é a distância percorrida pelo ultrassom e  $A(z)$  é a amplitude em função da distância percorrida.

Dessa forma, combinando as equações 6 e 11, tem-se uma descrição mais completa da amplitude da onda de ultrassom em função do tempo e da distância de propagação em relação ao TUS/Tx. Logo:

$$A(t, z) = A_0 e^{-\alpha z} \sin(2\pi ft) \quad (12)$$

Além da atenuação, é necessário saber o quanto a onda de ultrassom se espalha. Para isso, defini-se o coeficiente de espelhamento ( $a_e$ ). Assim, a intensidade da onda de ultrassom é determinada por:

$$I(z) = I_0 e^{-\mu z} \quad (13)$$

onde  $I$  é a intensidade no ponto de interesse,  $I_0$  é a intensidade de pico inicial,  $z$  é a distância percorrida pelo ultrassom e  $\mu$  é o coeficiente de atenuação da intensidade<sup>3</sup>. Portanto, com essa

---

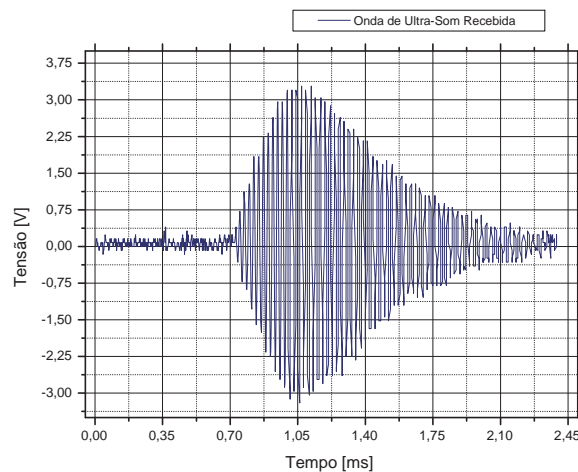
<sup>3</sup> $\mu$  é definido por  $2 \times (a_e + \alpha)$ .

equação é possível calcular a variação da intensidade do sinal em decibel fazendo  $10\log_{10}(I/I_0)$ .

#### 2.2.4.2 SENSOR DE ULTRASSOM

Um sensor de ultrassom é baseado no efeito piezoelétrico que foi primeiramente estudado por Pierre e Marie Curie. Basicamente, o cristal de ultrassom é composto por dipolos elétricos. Quando se aplica uma diferença de potencial nas extremidades do cristal, então os dipolos alternam a sua orientação. Essa alternância faz com que o cristal se contraia ou se expanda conseqüentemente transmitindo energia mecânica para o meio (HEDRICK et al., 1995)<sup>4</sup>.

O mesmo fenômeno acontece quando uma energia mecânica atinge o sensor de ultrassom. Os dipolos mudam de orientação fazendo com que uma diferença de potencial apareça nas extremidades do cristal. Exemplos de materiais piezo elétricos são: titanato de zirconato de chumbo (PZT), titanato de chumbo bário, zirconato de chumbo bário, metaniobato de chumbo e sulfato de lítio (HEDRICK et al., 1995). A figura 7 mostra um sinal elétrico decorrente de uma onda mecânica atingindo o sensor de ultrassom.



**Figura 7: Sinal elétrico gerado por um sensor decorrente de uma excitação de onda mecânica de ultrassom.**

**Fonte: Silva (2009).**

O principal componente de um sensor de ultrassom é o cristal piezoelétrico com eletrodos fixados nas suas extremidades. Esses eletrodos são formados por filmes finos de prata ou ouro. Além disso, existe uma estrutura chamada *matching layer* cuja função é proporcionar

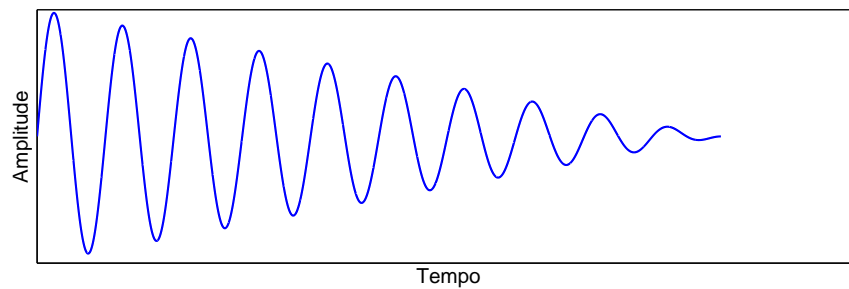
<sup>4</sup>Quanto maior for a diferença de potencial, maior será a quantidade de energia mecânica transmitida (HEDRICK et al., 1995).

a máxima transferência de energia entre o cristal e o meio. Toda a estrutura é encapsulada em um recipiente que pode ser de plástico ou metal servindo de suporte.

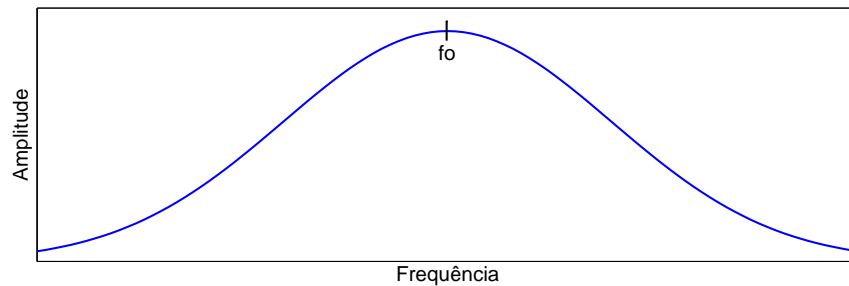
Um pulso de excitação no sensor gera um pacote de energia ultrassônica. A duração desse pacote de energia é chamada de comprimento espacial do pulso (em inglês *spatial pulse length - SPL*) e é definido pela equação 14. Na prática, o pulso de ultrassom é composto de um conjunto de frequências conforme a figura 8(b). Tal conjunto é chamado de Largura de Banda (*BW*).

$$SPL = \lambda n \quad (14)$$

onde  $\lambda$  é o comprimento da onda de ultrassom e  $n$  o número de pulsos.



(a) Amplitude de um sinal de ultrassom pelo tempo.



(b) Componentes de frequência do sinal através da transformada de Fourier.

**Figura 8: Relação entre a largura do pulso de ultrassom devido às suas componentes de frequência.**

**Fonte: Adaptado de Hedrick et al. (1995).**

Diversos fatores influenciam no desempenho do sensor de ultrassom. Por exemplo, têm-se os coeficientes de transmissão (**T**) e o de recepção (**R**). O primeiro indica a razão entre a quantidade de energia acústica convertida pela quantidade de energia elétrica. Já o segundo, indica o inverso ou seja, a relação entre a energia elétrica convertida pela energia acústica. Esses dois coeficientes relacionam entre si com o coeficiente de acoplamento eletromecânico (**k**), ou seja (HEDRICK et al., 1995):



$$k = TR \quad (15)$$

Além disso, o coeficiente de dielétrico ( $\epsilon$ ) está relacionado com as propriedades mecânicas e elétricas do sensor, assim como com o coeficiente de recepção de transmissão. O último fator que influencia o funcionamento do sensor é o mecânico ( $Q$ ) que caracteriza na resposta em frequência do dispositivo. O coeficiente mecânico é determinado pela seguinte equação:

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (16)$$

onde  $BW$  reflete a faixa de frequências que o ultrassom pode operar e  $f_0$  a frequência de operação do sensor referente ao centro da largura de banda.

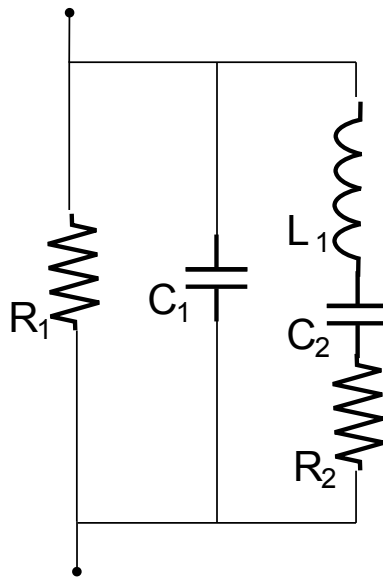
Um sensor de ultrassom possui um equivalente elétrico conforme a figura 9 e que é relacionado ao coeficiente  $Q$ . Os elementos discretos que compõe tal equivalente são (PEREIRA, 2008):

- $C_1$  é a capacitância do dielétrico;
- $C_2$  representa a capacitância equivalente ao inverso da elasticidade do cristal;
- $L_1$  é a indutância equivalente do elemento piezo elétrico;
- $R_2$  é a resistência equivalente às perdas internas;
- $R_1$  é a resistência equivalente às perdas do cabo fixo ao sensor.

A determinação desses itens tem um impacto direto no casamento das impedâncias entre os circuitos, que excitam o sensor e que recebem os sinais elétricos. A falta de casamento impacta em uma possível perda na máxima transferência de energia transmitida entre os circuitos.

#### 2.2.4.3 SINAL PARA EXCITAÇÃO DOS TUS

Um sensor de ultrassom pode ser excitado por um pulso único, por um trem de pulsos ou por pulsos contínuos. Segundo os trabalhos de Pereira (2008), é possível obter um sinal de ultrassom contínuo na frequência natural do sensor excitando o TUS/Tx com uma senoide ou com um sinal quadrado na mesma frequência. A amplitude do sinal deve respeitar a tensão de pico a pico determinada pela folha de dados do componente.



**Figura 9: Equivalente elétrico do sensor de ultrassom.**

**Fonte: Adaptado de Pereira (2008).**

Quanto maior a banda do sensor, mais frequências podem ser utilizadas para a excitação. Por outro lado, existem sensores com banda estreita com frequências específicas de excitação. O sensor da Kobitone P/N 255-400SR12P-ROX, por exemplo, possui uma frequência central de 40 KHz com variação de  $\pm 1$  kHz (KOBITONE, ).

A excitação de um sensor de ultrassom com pulso único gera um sinal elétrico em um sensor receptor conforme a figura 7. Este pulso pode ser tanto simétrico ou assimétrico. A diferença básica da escolha entre um ou outro consiste na facilidade de implementação da eletrônica de excitação.

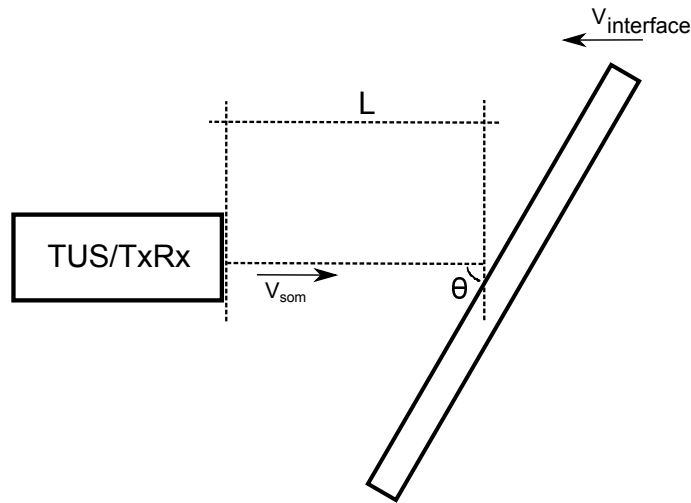
#### 2.2.4.4 PADRÕES DE RECEPÇÃO E TRANSMISSÃO DOS TUS

##### Padrão Doppler

O fenômeno físico Doppler relaciona uma diferença na frequência/fase com o movimento relativo entre o TUS e o objeto receptor. Dependendo do movimento do objeto, essa diferença pode ser maior ou menor. Consequentemente, o comprimento de onda do ultrassom é alterado conforme equação 8.

Existem dois modos possíveis para detecção da velocidade de um objeto através do padrão Doppler: modo pulsado e o contínuo (HEDRICK et al., 1995). A diferença básica entre ambos consiste na forma de excitação dos TUS. Em todos os casos, para determinar a velocidade do movimento de um objetivo, é preciso obter a frequência de deslocamento do TUS.

Considerando a figura 10 (modo pulsado), a diferença de fase entre o sinal emitido e o recebido devido ao movimento da interface refletora é (RUSER et al., 2002):



**Figura 10: Ângulo  $\phi$  de movimento do objeto em relação ao TUS/Tx.**

**Fonte: Adaptado de Hedrick et al. (1995).**

$$\xi = \frac{4\pi L}{\lambda} = \frac{2\omega_0 L}{v_S} \quad (17)$$

onde  $\xi$  é a diferença de fase,  $L$  é a distância entre o TUS/Tx e a interface refletora,  $\lambda$  é o comprimento de onda,  $v_S$  é a velocidade do som no meio (conforme equação 7) e  $\omega_0$  é a frequência central do sensor de ultrassom.

Quando há uma variação na distância  $L$  ( $dL$ ) ou na frequência central ( $d\omega_0$ ), então há uma variação de fase ( $d\xi$ ). Segundo Ruser et al. (2002), essa variação é dada por:

$$d\xi = \frac{\partial \xi}{\partial L} dL + \frac{\partial \xi}{\partial \omega_0} d\omega_0 \quad (18)$$

Aplicando a derivada na equação 18 em relação ao tempo, tem-se:

$$\frac{d\xi}{dt} = \frac{\partial \xi}{\partial L} \frac{dL}{dt} + \frac{\partial \xi}{\partial \omega_0} \frac{d\omega_0}{dt} \quad (19)$$

Inserindo a definição da equação 17 na equação 19 e sabendo que  $dL/dt$  é a velocidade de movimento da interface refletora (figura 10) e que  $d\omega_0/dt$  é a variação da frequência do som emitido pelo TUS, então:

$$\omega_d = \frac{2\omega_0}{v_S} v_i \cos \theta + \frac{2L}{v_S} S \quad (20)$$

onde  $\omega_d$  é a diferença de frequência ( $d\xi/dt$ ),  $v_i \cos \theta$  é  $dL/dt$  e  $S$  é  $d\omega_0/dt$ .

Aproximando a frequência central do som emitido pelo TUS como constante ( $S = 0$ ) e que  $\omega = 2\pi f$ , então é possível descrever a velocidade da interface refletora como (HEDRICK et al., 1995)(RUSER et al., 2002):

$$v_i = \frac{f_d v_S}{2f_0 \cos \theta} \quad (21)$$

onde  $f_d$  é o deslocamento na frequência central do ultrassom.

De acordo com a equação 21, todos os parâmetros, menos  $f_d$ , podem ser determinados previamente antes da obtenção de  $v_i$ . Uma das formas de obter esse deslocamento da frequência central é aplicar a técnica do envelope (ver apêndice H, seção H.4) na soma algébrica entre o sinal base de excitação do TUS e o sinal recebido, decorrente da reflexão do som no objeto em movimento (figura 11).

O método de cálculo da velocidade de deslocamento do objeto em relação ao TUS/Tx pode ser aplicado a fluidos. A condição básica para que isso seja possível consiste na existência em partículas suspensas no fluido. As partículas devem possuir um diâmetro maior que o comprimento de onda do ultrassom (equação 8). Caso contrário, o sinal refletido pode sofrer o fenômeno de espalhamento inviabilizando a obtenção de  $f_d$  conforme equação 21.

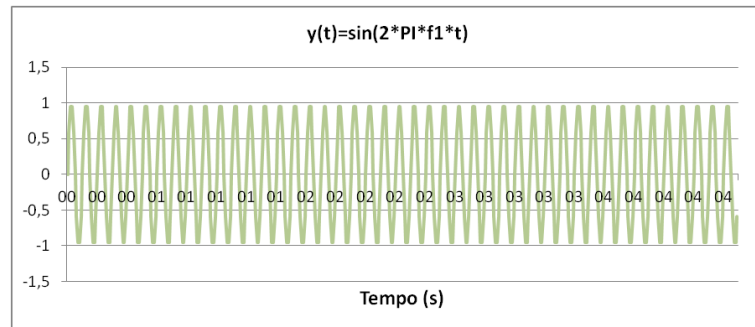
#### Padrão Transmissão-Recepção

Neste padrão, pulsos de ultrassom são emitidos através de um TUS/Tx encontrando o TUS/Rx. Verifica-se que o pulso recebido é deslocado no tempo em relação ao pulso emitido. Um diagrama que representa esse fenômeno pode ser visto conforme a figura 12.

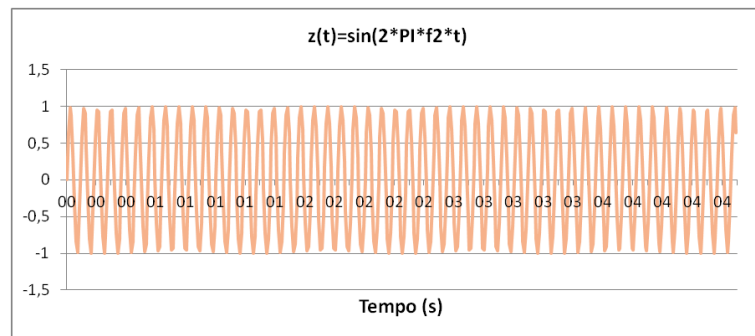
De acordo com a figura 12,  $x[n]$  é o sinal de ultrassom de referência,  $y[n]$  é o sinal recebido e  $h[n]$  representa o meio de propagação do sinal de ultrassom. Experimentalmente, verifica-se que esses sinais se relacionam da seguinte maneira:

$$y[n] = ax[n - n_0] \quad (22)$$

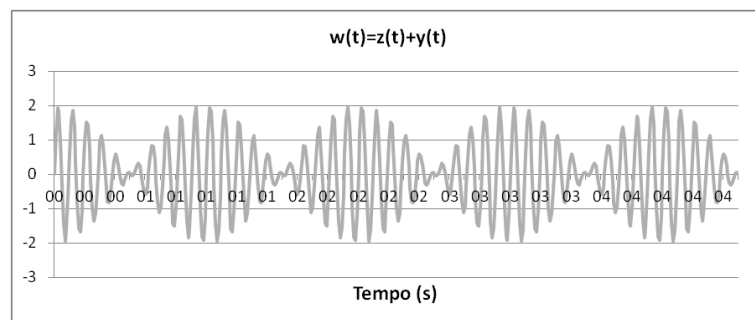
onde  $a$  e  $n_0$  são constantes.



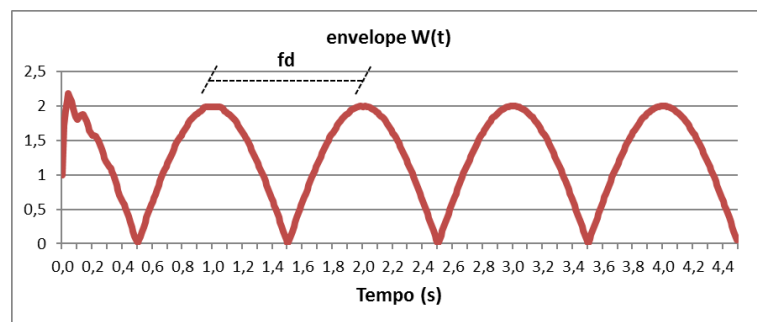
(a) Sinal contínuo de excitação do TUS.

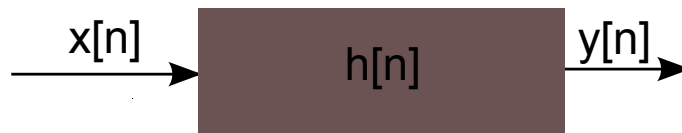


(b) Som refletido em um objeto em movimento.



(c) Soma algébrica do sinal de excitação com o sinal refletido.

(d) Cálculo do envelope (ver apêndice H) da soma algébrica demonstrando o parâmetro  $f_d$ .**Figura 11: Exemplo de obtenção do deslocamento da frequência central do sensor de ultrassom ( $f_d$ ).****Fonte: Do Autor.**



**Figura 12: Figura para demonstrar a modelagem matemática de um defasador temporal.**

**Fonte: Do Autor.**

Dessa forma tem-se:

$$\begin{aligned} y[n] &= x[n] * h[n] \\ ax[n - n_0] &= x[n] * h[n] \end{aligned} \quad (23)$$

onde  $*$  é o operador convolução.

Aplicando a *Transformada Z* na equação 23 e considerando as propriedades de invariância no tempo e multiplicação por um fator de escala, obtém-se:

$$az^{-n_0}X(z) = X(z)H(z) \quad (24)$$

onde  $X(z)$  e  $H(z)$  são as *transformadas Z*<sup>5</sup> dos sinais  $x[n]$  e  $h[n]$ .

Assim, aplicando a *Transformada Z Inversa* na equação 24, tem-se que a função do defasador é:

$$h[n] = a\delta[n - n_0] \quad (25)$$

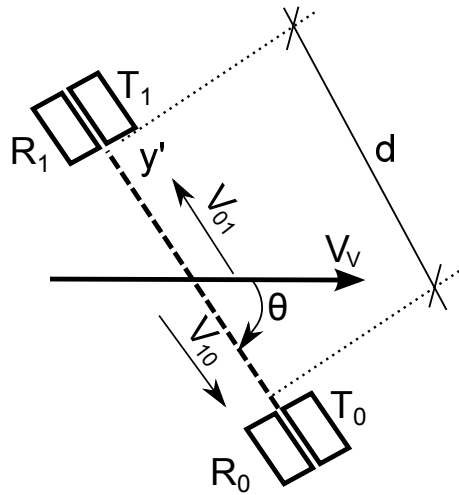
Para descrever o processo de obtenção de  $n_0$  considere a figura 13. Excitando o sensor  $T_0$ , tem-se uma velocidade de propagação do ultrassom  $v_{01}$ . Por outro lado, excitar o sensor  $T_1$ , tem-se a velocidade de propagação do ultrassom  $v_{10}$ . Portanto:

$$\begin{aligned} v_{01} &= v_s + v_v \cos \theta \\ v_{10} &= v_s - v_v \cos \theta. \end{aligned} \quad (26)$$

onde  $v_v$  é o vetor velocidade do vento em relação ao anemômetro,  $v_v \cos \theta$  é a projeção ortogonal de  $v_v$  no eixo do anemômetro ( $v_{v_{ortho}}$ ) e  $v_s$  é a velocidade do som<sup>6</sup>.

<sup>5</sup>A *transformada Z* de um sinal é dada por:  $X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n}$  (SCHAFER et al., 1998).

<sup>6</sup> $v_s$  podendo ser calculado conforme equação 7.



**Figura 13: Exemplo de um anemômetro unidimensional baseado em ultrassom.**  $R_0$  e  $R_1$  são os sensores receptores.  $T_0$  e  $T_1$  são os transmissores.

Fonte: Adaptado de Silva (2009).

Sabendo que a velocidade do vento pode ser calculada pelo quociente entre a distancia  $d$  pelo tempo de propagação  $t$ , então:

$$\begin{aligned} v_{01} &= d/t_{01} \\ v_{10} &= d/t_{10} \end{aligned} \quad (27)$$

onde  $t_{01}$  é o tempo de propagação da onda de ultrassom entre os sensores  $T_0$  para  $R_1$  e  $t_{10}$  o tempo de propagação da onda de ultrassom entre os sensores  $T_1$  para  $R_0$ . Além disso, os parâmetros  $t_{10}$  e  $t_{01}$  são proporcionais à  $n_0$  da equação 23.

Portanto, considerando que o tempo entre excitar o sensor  $T_0$  e o sensor  $T_1$  é pequeno, então é possível eliminar o efeito da velocidade do som no ar  $v_s$  e, finalmente, inferir a velocidade do vento  $v_v$ . Logo:

$$\frac{d}{t_{01}} - \frac{d}{t_{10}} = 2v_v \cos \theta \quad (28)$$

$$v_v = \frac{1}{2 \cos \theta} \left( \frac{d}{t_{01}} - \frac{d}{t_{10}} \right) \quad (29)$$

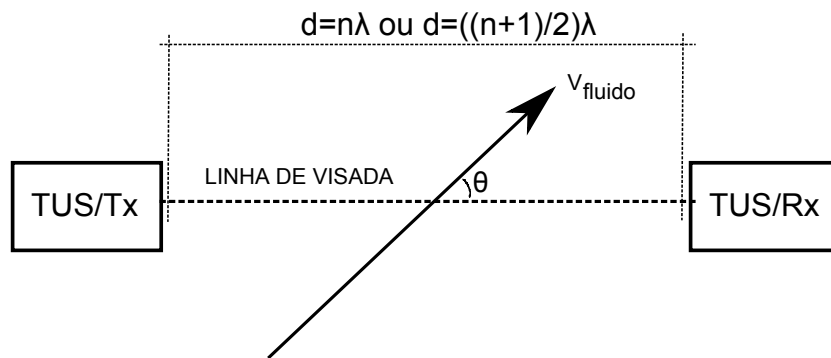
Como o parâmetro  $d$  é constante, então é possível escrever a equação que define a velocidade ortogonal ( $v_{v_{ortho}}$ ) do vento no eixo do anemômetro como:

$$v_{v_{ortho}} = \frac{d}{2} \left( \frac{t_{10} - t_{01}}{t_{01} \times t_{10}} \right) \quad (31)$$

Portanto, a obtenção da velocidade do fluido depende da instrumentação do tempo de trânsito do ultrassom. Segundo os trabalhos de Pereira (2008) e Brassier et al. (2001), existem 2 técnicas para obter esse deslocamento de tempo: diferença de fase (DF) e diferença de tempo baseada no tempo de trânsito (DTT). Adicionalmente a isto, neste trabalho será apresentada a técnica de diferença de tempo (DT) que não está relacionada com a equação 31.

#### Diferença de Fase - DF

Para este modo de operação há um TUS/Tx emitindo pulsos de ultrassom e uma linha de visada com um TUS/Rx recebendo esses pulsos, conforme a figura 14. A distância entre os TUS deve ser de  $n\lambda$  para que a diferença de fase seja nula quando não há vento externo. Além disso, a distância pode ser também de  $((n+1)/2)\lambda$ . Neste caso, a diferença de fase é de  $\pi$  quando não há vento externo.



**Figura 14: Esquema de um par de TUS para avaliação da técnica de DF.**

**Fonte: Do Autor.**

Aplicando  $t = t - n_0$  na equação 12 tem-se:

$$A(t, z) = A_0 e^{-\alpha z} \sin(\omega_0 t - \omega_0 n_0) \quad (32)$$

onde  $\omega_0 n_0$  corresponde à diferença de fase referente ao deslocamento de  $n_0$  do sinal recebido.

Portanto, o deslocamento em tempo devido à diferença de fase é:

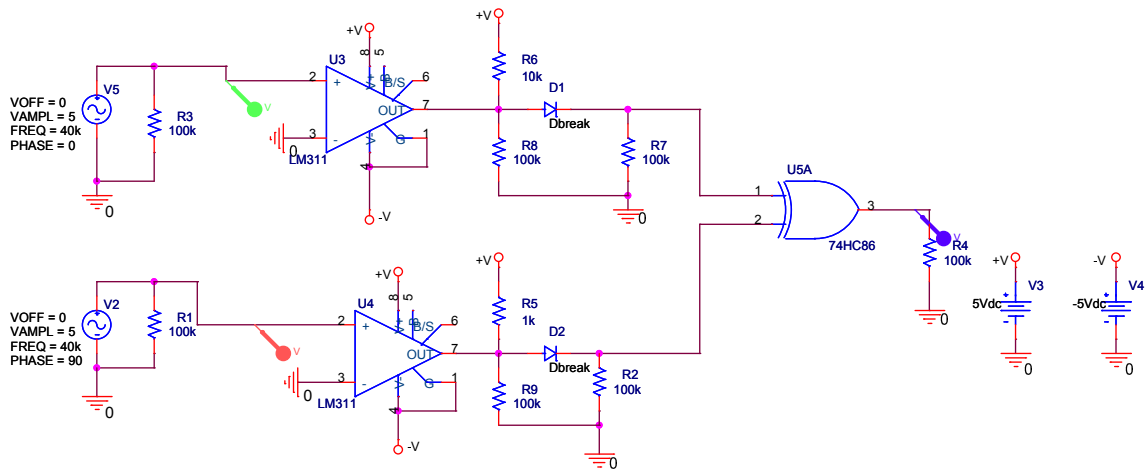
$$n_0 = \frac{\phi}{\omega_0} \quad (33)$$

onde  $\phi$  é a diferença da fase do sinal recebido.

Uma forma de obter o parâmetro  $\phi$  é dada pelo circuito conforme a figura 15. O princípio de funcionamento é aplicar os sinais de ultrassom através de um comparador. O sinal resultante é aplicado a uma porta ou exclusivo. Dessa forma, quando há uma diferença de fase

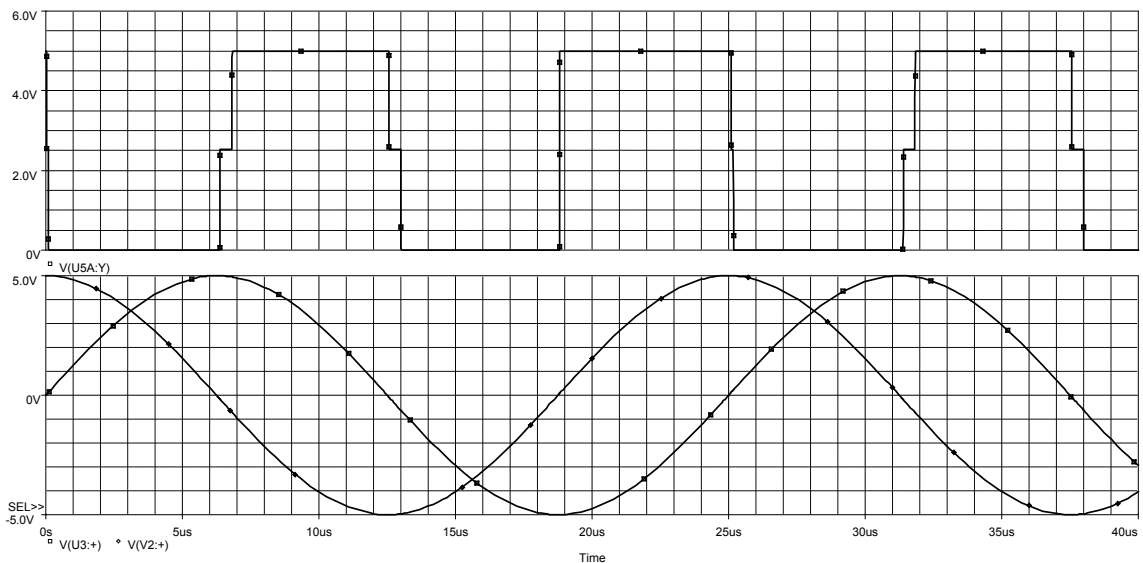


entre as ondas sonoras, um pulso equivalente é gerado na saída da porta XOR. A figura 16 mostra a diferença de fase gerada por dois sinais simulados de ultrassom defasados de 90 graus.



**Figura 15:** Esquema elétrico do circuito para obtenção da diferença de fase.

Fonte: Do Autor.



**Figura 16:** Simulação de duas ondas de ultrassom defasadas de 90 graus. Os sinais  $V(U3 : +)$  e  $V(V2 : +)$  são os sinais defasados e o sinal  $V(U5A : Y)$  é o sinal na saída da porta XOR.

Fonte: Do Autor.

Assim, para obter a diferença de fase  $\phi$  conforme a equação 33 é necessário medir o comprimento do pulso gerado pela porta XOR (sinal  $V(U5A : Y)$  da figura 16).

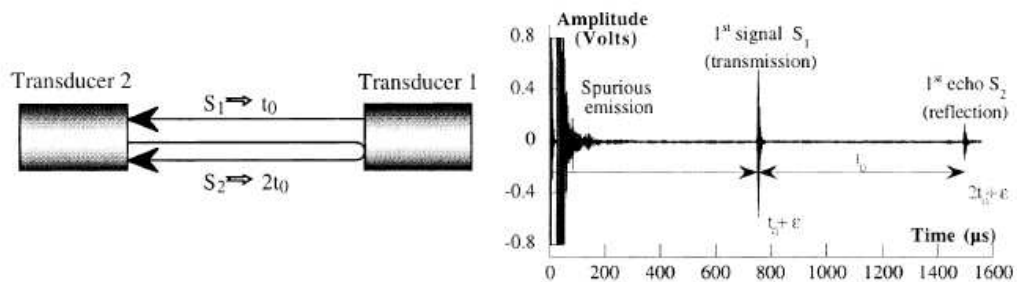
#### Diferença de Tempo Baseado no Tempo de Trânsito - DTT

Ao contrário da DF que tem como premissa a distância entre os TUS seja bem definida, a técnica do tempo de trânsito não tem essa restrição. Isso porque a medida do tempo de trânsito

do ultrassom em relação ao TUS/Tx é feita através da análise da chegada do sinal e não do deslocamento da fase.

Para analisar a chegada do sinal, uma das formas é amostrar através de ADs os sinais gerados conforme figura 13. Neste tipo de estrutura, há sempre 2 tipos de sinais: uma referência (resultante da excitação do TUS/Tx) e o mesmo sinal deslocado no tempo recebido pelo TUS/Rx. As formas de onda são como a figura 7.

A referência, neste caso, pode ser obtida simplesmente colocando-se TUS/Rx ao lado do TUS/Tx. Por outro lado, nos trabalhos de Brassier et al. (2001), há um método alternativo para o cálculo do sinal de referência. Este método é chamado "echo method"(EM). De acordo com a figura 17, um sinal  $S_1$  é adquirido a partir do sensor 2 decorrente da excitação do sensor 1. O tempo gasto para o trânsito do ultrassom neste caso é  $t_0$ . De forma análoga, um sinal  $S_2$  é adquirido também a partir do sensor 2 decorrente da excitação do próprio dispositivo. Neste caso, o sinal adquirido é o eco refletido no sensor 1. Com isso, é possível determinar com precisão a referência do sinal de ultrassom.



**Figura 17: The echo Method - O Método Eco.**

**Fonte: Brassier et al. (2001).**

Portanto, sabendo como obter a referência de um sinal de ultrassom bem como a sua versão deslocada, conforme a figura 18, define-se a seguinte matriz dos vetores amostrados ( $M_v$ ) como:

$$M_v = \begin{bmatrix} T_0 R_0 & T_0 R_1 \\ T_1 R_0 & T_1 R_1 \end{bmatrix} \quad (34)$$

onde  $T_{Nr} R_{Nr}$  denota um vetor amostrado da onda de ultrassom gerada pelo sensor ultrassônico transmissor  $T_{Nr}$  número  $Nr$  e captada pelo sensor ultrassônico receptor  $R_{Nr}$  número  $Nr$ . Neste caso,  $T_0 R_0$  e  $T_1 R_1$  são os vetores com os sinais de referência e  $T_0 R_1$  e  $T_1 R_0$  são os vetores dos sinais deslocados.

Com a matriz definida na equação 34, é possível obter as matrizes de correlação cruzada dos tempos de trânsito e das diferenças de tempo conforme equações 35 e 36.

$$M_{xtt} = \begin{bmatrix} 0 & M_v(0,0) \bullet M_v(0,1) \\ M_v(1,1) \bullet M_v(1,0) & 0 \end{bmatrix} \quad (35)$$

onde  $\bullet$  denota o operador correlação cruzada.

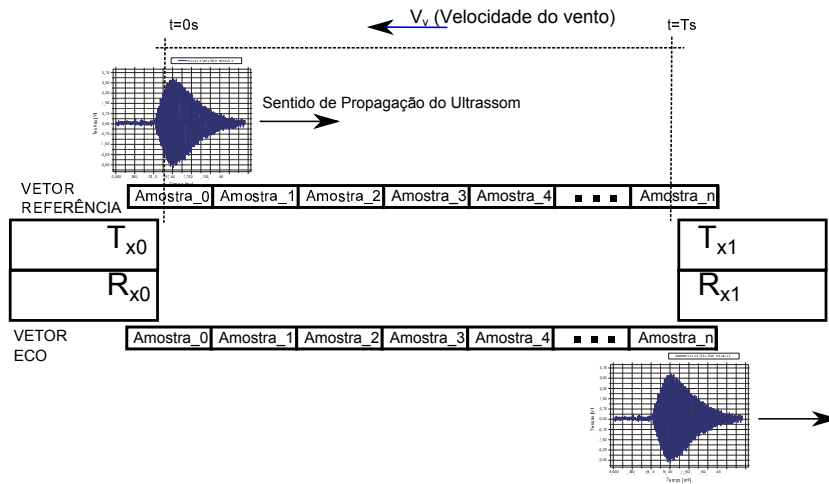
$$M_{xd} = \begin{bmatrix} 0 & M_v(0,1) \bullet M_v(1,0) \\ M_v(1,0) \bullet M_v(0,1) & 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

Assim, aplicando-se a correlação cruzada entre os sinais de referência e o sinal deslocado no tempo e, avaliando-se o número do índice cujo valor é o maior no vetor da correlação resultante obtém-se  $N_{xy}$ <sup>7</sup>. Neste caso, os índices  $xy$  representam a direção de propagação da onda de ultrassom, ou seja, do sensor  $T_x$  para  $T_y$  (conforme figura 18).

Portanto, o tempo de trânsito pode ser calculado da seguinte forma:

$$t = N_{xy} \times T_s \quad (37)$$

onde  $T_s$  o período para obtenção de 1 amostra<sup>8</sup>.



**Figura 18: Ilustração da obtenção do termo  $N_{xy}$  da equação 37.**

**Fonte: Do Autor.**

Inserindo o conceito da equação 37 na 31, então se tem que a velocidade ortogonal do

<sup>7</sup>Além da correlação cruzada, é possível usar contadores com precisão de nano segundos para o cálculo do tempo de trânsito como foi utilizado em Mingwei et al. (2010).

<sup>8</sup>Este tempo está relacionado com os tempos definidos pelo *datasheet* do conversor analógico para digital.

vento para o anemômetro é:

$$v_{ortho} = K \times v_{ortho}^* \quad (38)$$

onde:

$$K = \frac{d}{2T_s N_{01} N_{10}} \quad (39)$$

$$v_{ortho}^* = N_{10} - N_{01}$$

#### Diferença de Tempo - DT

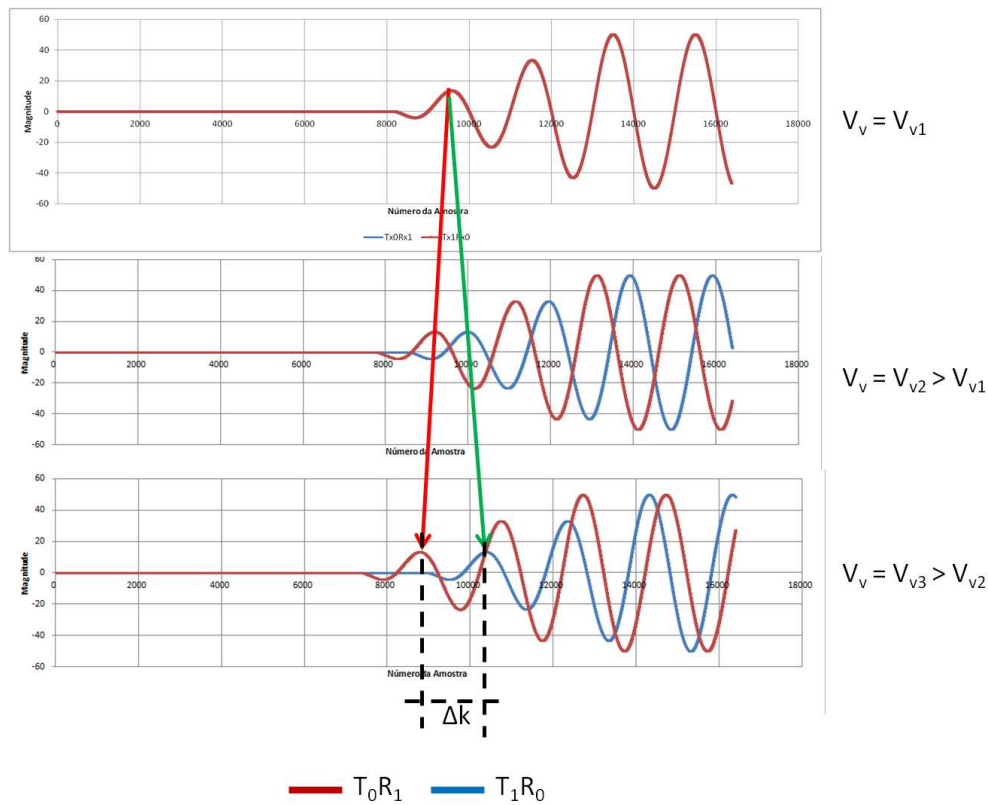
A análise dos trabalhos Yutao et al. (2013) e Yiding et al. (2007) mostram que baixas taxas de amostragem dos sinais de ultrassom causam imprecisão na obtenção do tempo de trânsito. Além disso, desconsiderando as perdas de intensidade do ultrassom no meio de propagação, quanto maior for a distância entre o TUS/Tx e TUS/Rx melhor será a amplitude da diferença de tempo e, portanto, melhor a acuracidade da velocidade do vento.

Taxas de amostragem da ordem de 40MHz se mostram eficazes para o cálculo da velocidade do vento com ultrassom ((YUTAO et al., 2013) e (YIDING et al., 2007)). Assim, os vetores dos sinais amostrados tendem a crescer à medida que se aumenta a distancia entre os sensores de ultrassom e a taxa de amostragem. Portanto demandando mais memória volátil, o que não é desejável para sistemas embarcados.

Demonstra-se, nos trabalhos de Brassier et al. (2001), que é possível obter o tempo de trânsito sem a necessidade de obter um sinal de referência, ou seja, a partir da análise direta dos sinais  $T_0R_1$  e  $T_1R_0$  conforme equação 34. Considere a figura 19.

Aplicando a correlação cruzada nos sinais simulados de acordo com a figura 19, tem-se os vetores resultantes que são mostrados conforme figura 20. É possível ver um deslocamento no pico do vetor correlação cruzada conforme o aumento da velocidade do vento externo.

Os sinais simulados na figura 19 possuem um comportamento seguindo a equação:  $\sin(\omega t + \phi)$ . Teoricamente, quando há um vento externo, existe um deslocamento de tempo e fase. Considerando as figuras 13, 19 e 20, o sinal  $T_0R_1$  é deslocado de  $n$  amostras para a esquerda e, por outro lado, o sinal  $T_1R_0$  é deslocado  $n$  amostras para a direita. Além disso, todas as vezes que  $\omega t + \phi$  for um múltiplo de  $\pi$ ,  $\sin$  é zero.



**Figura 19:** Esquema para demonstração da variação da diferença de amostras em decorrência da velocidade do vento ( $v_v$ ) conforme figura 18.  $\Delta k$  é a diferença de amostras.

**Fonte: Do Autor.**

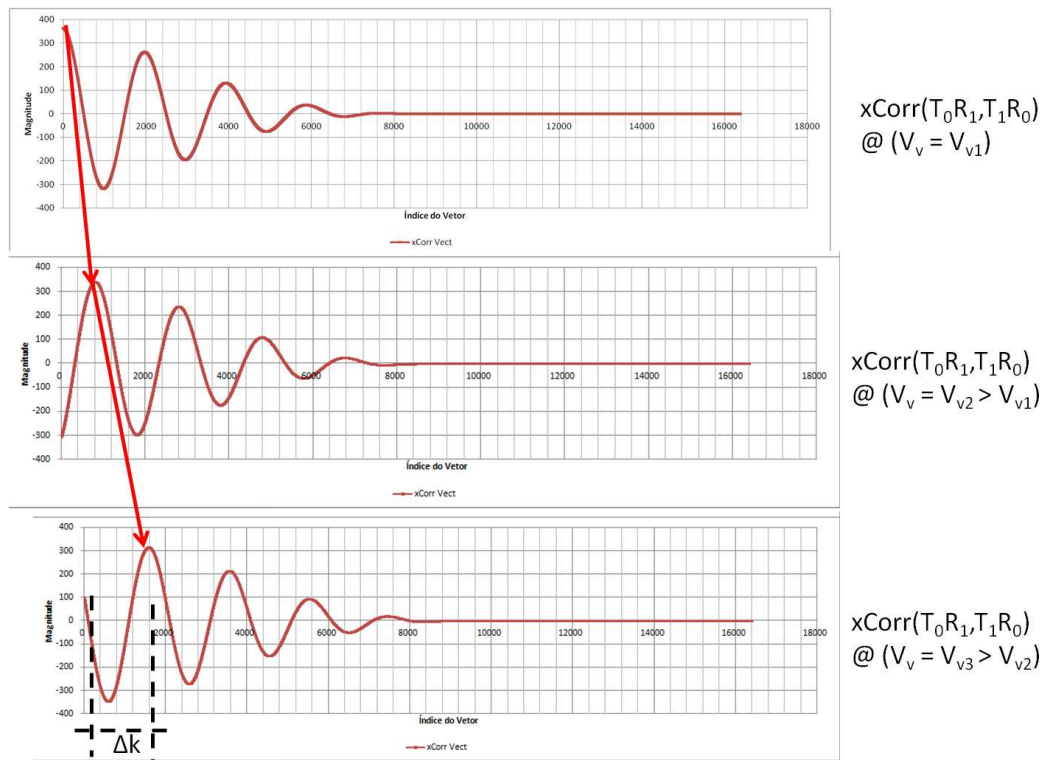
Portanto, para essa condição, é possível escrever:

$$\omega \left( \frac{\Delta k}{2f_s} \right) + \phi = N\pi \quad (40)$$

onde  $N$  é um número que pertence ao seguinte conjunto  $\{0, 1, 2, \dots, \infty\}$  e  $f_s$  é a frequência de amostragem do AD.

Neste trabalho, a velocidade do vento é avaliada de acordo com o deslocamento correspondente a um ciclo do seno, ou seja, quando  $N$  é um (equation 40). Portanto, a diferença de amostras ( $\Delta k$ ) devido a um vento externo  $v_v$  pode ser calculada de acordo com a seguinte equação:

$$\Delta k = 2f_s \left( \frac{\pi - \phi}{\omega} \right) \quad (41)$$



**Figura 20: Resultado da correlação cruzada dos sinais simulados na figura 19 de acordo com a variação da velocidade do vento ( $v_v$ ) conforme figura 18.**

**Fonte: Do Autor.**

De acordo com a equação 41, se  $\phi = \pi$  então  $\Delta k = 0$ . Por outro lado, se  $\phi = 0$ , então o máximo deslocamento de amostras é:

$$\Delta k = \frac{f_s}{f} \quad (42)$$

onde  $f$  é a frequência natural de oscilação do sensor ultrassônico.

Além disso, considerando ainda a figura 18, é possível concluir que:

$$-\frac{d}{\frac{\Delta t}{2} + t_{v_s}} + v_s = v_v \quad (43)$$

onde  $d$  é a distância entre os sensores de ultrassom,  $t_{v_s}$  é o tempo de propagação do ultrassom sem vento externo e  $\Delta t$  é a diferença de tempo. Assim, a velocidade do vento externo ( $v_v$ ) é definida como:

$$v_v = \frac{d \frac{\Delta t}{2}}{t_{v_s} (\Delta t + t_{v_s})} \quad (44)$$

onde  $\Delta t$  pode ser obtido indiretamente através da equação 37 e,  $t_{v_s}$ , através da equação 7 e da

distância  $d$ . Como  $t_{v_s} \gg \Delta t$ , então a equação 44 pode ser reescrita como:

$$v_v = \frac{d\Delta t}{2 \times (t_{v_s})^2} \quad (45)$$

Dessa forma, com o resultado das equações 37 e da restrição definida na equação 42, consegue-se calcular a velocidade do vento externo ( $v_v$ ) da seguinte forma:

$$v_v = K \frac{\Delta k T_s T}{2d} \quad (46)$$

onde  $K$  é uma constante definida por:

$$K = \frac{R\kappa}{M} \quad (47)$$

no qual os parâmetros  $R$ ,  $\kappa$  e  $M$  são definidos conforme a equação 7.

## 2.3 TEORIA DE ERROS

Nesta seção serão mostrados pontos-chaves da teoria de erros para o presente projeto.

### 2.3.1 VALOR MÉDIO E DESVIO

O valor padrão de uma variável é a média dos dados finitos de um conjunto. Logo, a melhor estimativa para uma variável  $q$  que varia aleatoriamente para a qual  $n$  observações independentes foram realizadas sobre as mesmas condições é dada por (BARATTO et al., 2008):

$$\bar{q} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n q_k \quad (48)$$

O desvio padrão é a medida mais comum da dispersão estatística. É utilizada para representar a variação em torno do valor médio. Quando o desvio padrão é pequeno, é possível concluir que os dados estão próximos da média. Por outro lado, quando o desvio padrão é alto, então os dados estão espalhados em torno do valor médio. Portanto, a variabilidade dos valores  $q_k$  em torno da sua média  $\bar{q}$  ( $s(q_k)$ ) pode ser calculado a partir da raiz quadrada positiva da seguinte equação (BARATTO et al., 2008):

$$s^2(q_k) = \frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (q_j - \bar{q})^2 \quad (49)$$

A equação 49 corresponde ao desvio padrão da amostra de uma grandeza aleatória onde o parâmetro  $(n - 1)$  é necessário para representar a melhor estimativa experimental da variância da amostra. O Microsoft Excel brasileiro de 2007 pode ser utilizado para calcular a equação 49 através da função =*DESVPAD()*. Dessa maneira, o desvio padrão experimental da média ( $s(\bar{q})$ ) pode ser calculado a partir do desvio padrão experimental (equation 49):

$$s^2(\bar{q}) = \frac{s^2(q_k)}{n} \quad (50)$$

Assim, a variável  $q$  pode ser escrita da seguinte forma: (GALLAS, 1998):  $\bar{q} \pm s(\bar{q})$ .

### 2.3.2 MÉTODO PARA CALCULAR O DESVIO PADRÃO COMBINADO

A incerteza padrão combinada ( $u_c(y)$ ) é um desvio padrão estimado e caracteriza a dispersão dos valores que podem representar o mensurando ( $Y$ ). Seja  $u_c(y)$  a incerteza padrão combinada da uma função  $Y$  cujas entradas  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_N$  não são dependentes. Para esta situação,  $u_c(y)$  é calculado a partir da raiz quadrada positiva da variância combinada, que é definida como (BARATTO et al., 2008):

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^N \left( \frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u^2(x_i) \quad (51)$$

### 2.3.3 AJUSTE LINEAR PELO MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS

Seja o seguinte conjunto de dados  $(x_1, y_1), (x_2, y_2), (x_3, y_3), \dots, (x_n, y_n)$ . Uma curva de ajuste linear pode ser aplicada nesse conjunto. Esta curva é definida como (BARATTO et al., 2008):

$$b(x) = z_1 + z_2 \times x \quad (52)$$

O parâmetro  $z_1$  pode ser obtido através da seguinte equação (BARATTO et al., 2008):

$$z_1 = \frac{(\sum x_k)(\sum y_k^2) - (\sum x_k y_k)(\sum y_k)}{D} \quad (53)$$

onde  $D$  pode ser calculado como:

$$D = n \sum y_k^2 - (\sum y_k)^2 \quad (54)$$



O parâmetro  $z_2$ , da equação 52, pode ser obtido através da avaliação da seguinte equação (BARATTO et al., 2008):

$$z_2 = \frac{n \sum x_k y_k - (\sum x_k)(\sum y_k)}{D} \quad (55)$$

Assim, depois de ter a curva ajustada, é importante calcular a variância experimental dos parâmetros  $z_1$  ( $s^2(z_1)$ ) e  $z_2$  ( $s^2(z_2)$ ). Tais variâncias são definidas como (BARATTO et al., 2008):

$$s^2(z_1) = \frac{s^2 \sum y_k^2}{D} \quad (56)$$

$$s^2(z_1) = n \frac{s^2}{D} \quad (57)$$

onde  $s^2$  pode ser calculado da seguinte maneira:

$$s^2 = \frac{\sum [x_k - b(x_k)]^2}{n - 2} \quad (58)$$

### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo mostrará a metodologia utilizada para o desenvolvimento de um medidor de intensidade do vento para um eixo.

#### 3.2 DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA CONCEBIDO

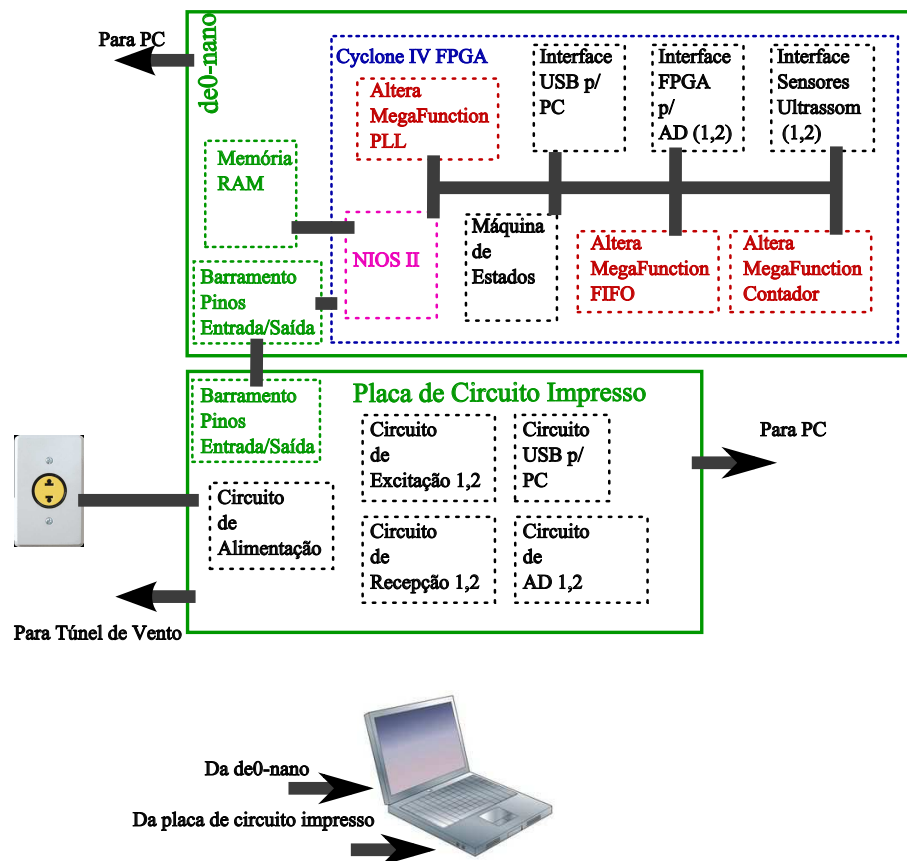


Figura 21: Diagrama de blocos do sistema desenvolvido.

Fonte: Do Autor.

O cálculo da velocidade do vento em um anemômetro unidimensional é composto da

integração de subsistemas. Um diagrama de blocos do sistema desenvolvido pode ser observado conforme figura 21. Os subsistemas apresentados serão descritos com detalhes nas próximas seções.

### 3.3 PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

A placa de circuito impresso (PCB) foi construída para dar suporte ao sistema desenvolvido na FPGA da placa de desenvolvimento DE0-NANO. A PCB é composta dos seguintes subsistemas:

- Circuito de alimentação
- Circuito de excitação
- Circuito USB p/ PC
- Circuito de recepção
- Circuito de AD

Nas próximas subseções serão descritos em detalhes cada circuito da placa desenvolvida.

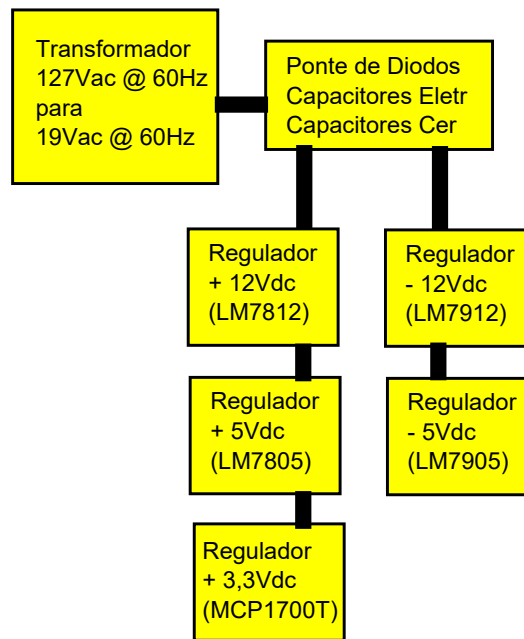
#### 3.3.1 CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO

Este circuito eletrônico foi concebido para disponibilizar aos outros subsistemas da placa circuito impresso as tensões de  $+3,3$ ,  $\pm 5$  e  $\pm 12V_{dc}$  necessárias ao seu funcionamento. Além disso, o motivo para integrar este circuito com os outros subsistemas foi para evitar a utilização de fontes de tensão externa proporcionando mobilidade ao sistema desenvolvido. Na figura 22 mostra-se o projeto do circuito de alimentação <sup>1</sup>.

No circuito do apêndice A tem-se a presença de um fusível para limitar correntes acima de 500mA, uma chave de "liga e desliga" e um transformador com tap central, cujas saídas são  $\approx \pm 19V_{ac}$ . Logo após a saída do transformador, há uma ponte de diodos seguida de capacitores eletrolíticos (para eliminar a tensão ac) e de cerâmico (para eliminar ruídos em alta frequência). Para gerar o restante das tensões  $dc$  são utilizados circuitos reguladores de tensão.

---

<sup>1</sup>O circuito de alimentação implementado pode ser visto no apêndice A.



**Figura 22: Diagrama de blocos do circuito de alimentação (Esquema elétrico no apêndice A).**

**Fonte: Do Autor.**

### 3.3.2 CIRCUITO DE EXCITAÇÃO

A forma de excitação dos sensores de ultrassom escolhida para este trabalho foi a do pulso único simétrico na frequência de oscilação natural. Para que isso seja possível, o pulso deve ter a maior tensão pico a pico possível não ultrapassando os limites previstos nos datasheets dos sensores de excitação.

No entanto, a placa de desenvolvimento de0-nano é capaz de enviar sinais nas portas de uso geral com tensão máxima de  $3,3V_{dc}$ . Assim, foi necessário desenvolver o circuito da figura 23 para que, a partir da máxima tensão da placa de desenvolvimento, fosse possível gerar uma tensão mais alta para excitar o sensor de ultrassom.

O esquema elétrico proposto (apêndice B) é capaz de, a partir de um pulso quadrado com largura de  $\frac{T}{2}$ <sup>2</sup> e máxima tensão de  $3,3V_{dc}$  em *PULSE\_IN\_B\_T0*, gerar uma tensão de  $-3 \times 12V_{dc}$  sob o resistor R3. De modo análogo, quando um pulso quadrado é aplicado em *PULSE\_IN\_A\_T0*, então uma tensão de  $+3 \times 12V_{dc}$  é gerada sob o resistor R3<sup>3</sup>.

<sup>2</sup>T é o período de oscilação natural do sensor de ultrassom.

<sup>3</sup>Este resistor foi escolhido para amortecer as oscilações decorrentes do circuito LC representadas pela saída do transformador e entrada do sensor de ultrassom respectivamente.

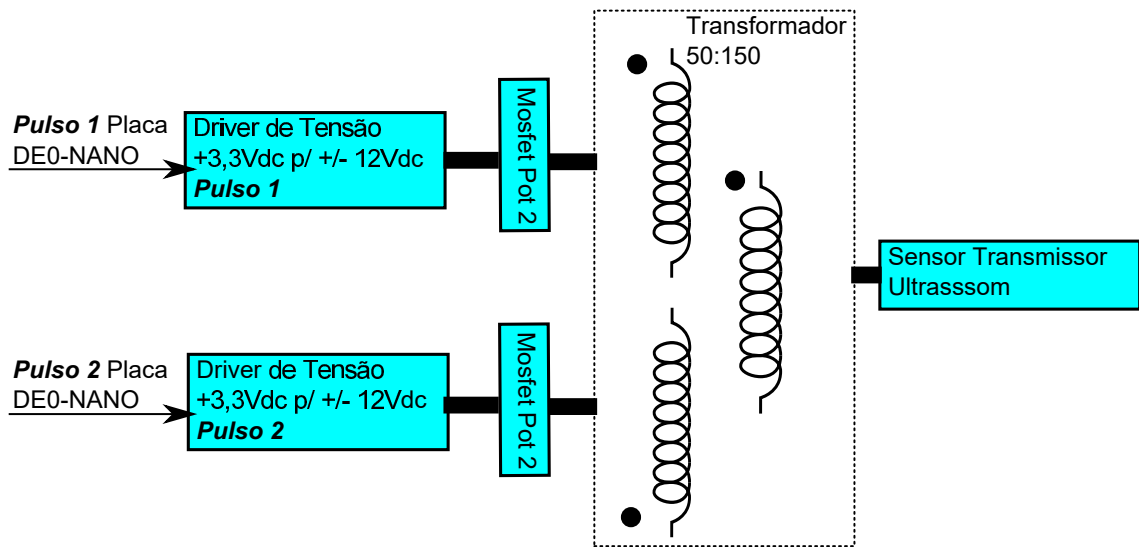


Figura 23: Diagrama de blocos do circuito de excitação. Esquema elétrico no apêndice B.

Fonte: Do Autor.

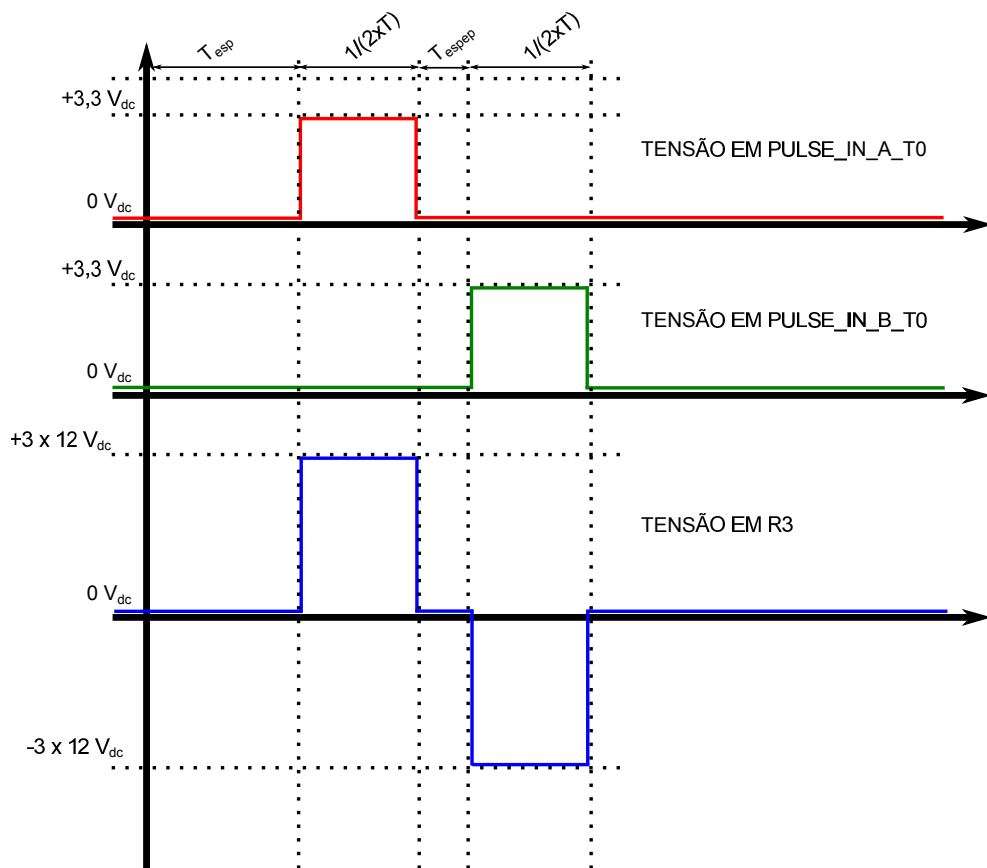


Figura 24: Esquema teórico dos pulsos necessários para gerar a onda de excitação do sensor de ultrassom:  $T_{esp}$  é o tempo de espera para o primeiro pulso,  $T$  é o período total de excitação e  $T_{espep}$  é o período de espera entre os pulsos de excitação.

Fonte: Do Autor.

Dessa forma, quando dois pulsos são colocados nas duas entradas do circuito da figura 23, então é possível obter um pulso simétrico. Na figura 24 mostra-se visualmente como essa onda é obtida. Como será mostrado no túnel de vento para validar o sistema desenvolvido (seção 3.4), há a necessidade de ter duas ondas para excitar dois sensores de ultrassom transmissores (conforme as duas primeiras ondas da figura 24). Logo, é necessário ter dois circuitos de excitação. Além disso, é este fato que explica o termo (1,2) no diagrama de blocos da figura 21.

### 3.3.3 CIRCUITO USB P/ PC

O sistema desenvolvido possui a necessidade de enviar dados ao computador, ou seja, a informação necessária para obtenção da velocidade do vento. Existem duas maneiras de estar realizando essa tarefa:

- Utilizando um circuito integrado específico para esse tipo de comunicação;
- Utilizando o terminal do NIOS da plataforma de desenvolvimento *Eclipse* para a FPGA da placa de desenvolvimento de0-nano <sup>4</sup>.

Optou-se para o presente trabalho utilizar um circuito integrado para fazer a comunicação com o PC porque se observou instabilidade na plataforma eclipse quando o presente trabalho estava sendo desenvolvido. Logo, com base nos datasheets do componente FT245, foi projetado o circuito eletrônico de comunicação. O esquema elétrico pode ser visto no apêndice C.

O circuito integrado FT245 juntamente com o driver fornecido pelo seu fabricante emula uma porta serial no sistema operacional Windows. Com isso, *softwares* como *Realterm* ou *Teraterm* podem ser utilizados para receber dados enviados pelo sistema ao PC através do FT245.

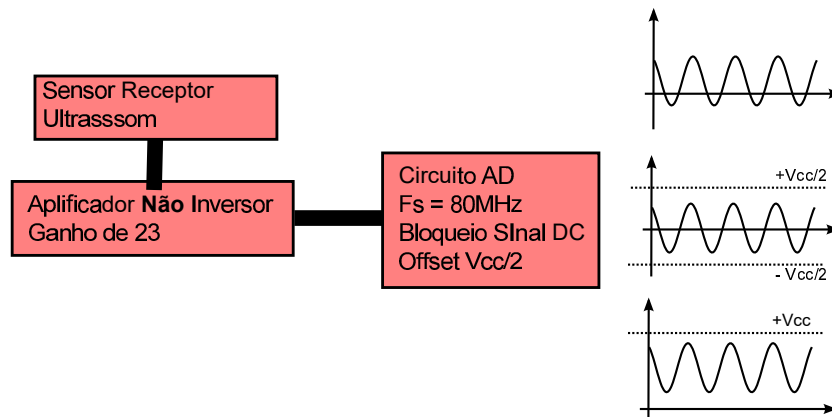
### 3.3.4 CIRCUITO DE RECEPÇÃO

O circuito de recepção projetado (que pode ser visto no diagrama de blocos da figura 25) possui a função de oferecer um ganho ao sinal recebido pelo sensor ultrassônico. A configuração não inversora foi escolhida para um fácil controle da impedância de entrada.

---

<sup>4</sup> Isso será explicado com mais detalhes na seção 3.5.

Como há dois sensores de ultrassom receptores no túnel de vento, então há a necessidade de dois circuitos <sup>5</sup>.



**Figura 25: Diagrama de blocos do circuito de recepção e circuito para amostragem de sinais.** No canto direito da figura é possível observar que o sinal de entrada no AD deve possuir uma amplitude de no máximo  $V_{cc}$ . Se o sinal de entrada possui algum offset, ele é eliminado pelo circuito de entrada do AD. O circuito de recepção está descrito no apêndice D e o circuito do AD no apêndice E.

**Fonte: Do Autor.**

De acordo com o circuito do apêndice D, a função de transferência que descreve o ganho do circuito pode ser escrita como:

$$V_{RECP\_0} = V_{IN+} \times \left( 1 + \frac{R50}{R49} \right) = 23 \times V_{IN+} \quad (59)$$

onde  $V_{RECP\_0}$  é a tensão de saída e  $V_{IN+}$  a tensão de entrada. De acordo com a folha de dados do amplificador, a banda de passagem dessa função de transferência é de 3MHz.

### 3.3.5 CIRCUITO DE AD

Este circuito possui a função de converter o sinal analógico amplificado pelo circuito de recepção em um sinal digital enviado-o para o NIOS a uma taxa de 48,82kHz, dentro da FPGA da placa de desenvolvimento de0-nano. Como há dois circuitos receptores, então há a necessidade de ter dois circuitos conversores AD <sup>6</sup>. O esquema elétrico para estes circuitos pode ser visto no apêndice E. Já o diagrama de blocos é mostrado na figura 25.

Os componentes SN74LVC86 e 74ACQ574 foram utilizados conforme recomendação do fabricante do conversor analógico digital AD9283. Além disso, conforme datasheet do

<sup>5</sup>Por isso do termo 1,2 no diagrama de blocos da figura 21.

<sup>6</sup>Este fato explica o termo 1,2 no diagrama de blocos da figura 21.

fabricante, a tensão em REFOUT é  $V_{cc}/2$ . A tensão de *offset* em AIN é igual à REFIN. Portanto, como REFOUT está conectado com REFIN, então a tensão de *offset* do sinal a ser amostrado é igual a  $V_{cc}/2$ . Isso faz com que um sinal de ultrassom sem *offset* sob o resistor R16 seja amostrado com um *offset* de  $V_{cc}/2$ . Ou seja, um sinal com as partes positivas e negativas sendo amostrado através de um circuito integrado com alimentação de  $3,3V_{dc}$  e terra em  $0V_{dc}$ .

Do ponto de vista do circuito RC entre AIN\_0/AIN\_1 e AIN, há um filtro que bloqueia a passagem de sinal DC. Isso acontece pois há um polo na origem da função de transferência entre AIN\_0/AIN\_1 e AIN conforme equação 60.

$$\frac{AIN\_0}{AIN} = \frac{sRC + 1}{sRC} \quad (60)$$

onde  $s = j\omega$ .

Com os circuitos projetados nesta seção bem como nas seções 3.3.1, 3.3.2, 3.3.3 e 3.3.4 foi possível obter o projeto da placa de circuito impresso. O layout do circuito pode ser visto no apêndice F.

### 3.4 TÚNEL DE VENTO

O túnel de vento construído para validar o sistema projetado é composto pelos seguintes componentes:

- Cilindro de alumínio com 30cm de diâmetro por 1 metro de comprimento;
- Exaustor da marca Arge, modelo A300. Trata-se de um motor de indução monofásico com capacitor permanente cuja entrada é de até  $127V_{ac}$ <sup>7</sup>.
- Suportes para posicionamento de cada par de sensores de ultrassom (um transmissor e outro receptor) com a sua linha de visada para o outro par de sensores a  $45^\circ$  da superfície do cilindro de alumínio (ver figura 26).
- Dois suportes para sustentação do cilindro metálico.
- Um anemômetro de hélices de mão (ver figura 26(c)). A especificação técnica deste equipamento pode ser observado nos quadros 2, 3 e 4.

---

<sup>7</sup>Mais detalhes pode ser encontrado em <http://www.arge.com.br/produtos/descricao/48> (Acessado em 18 de Fevereiro de 2015).



- Dois sensores de ultrassom transmissores cujo P/N é 255-400ST12P-ROX do fabricante Kobitone. O parâmetro SPL na frequência central é de  $115dB$  min. A máxima tensão de entrada é de  $20V_{p-p}$  em uma onda quadrada na frequência de  $40kHz$ .
- Dois sensores de ultrassom receptores cujo P/N é 255-400SR12P-ROX do fabricante Kobitone. A frequência central é de  $40kHz \pm 1kHz$ . A largura de banda é de  $2kHz @ -6dB$ . A sensibilidade na frequência central é de  $-67dB$ . A capacitância do sensor é de  $2650 \pm 20\% pF @ 1kHz$ .
- Um Variac para controle da rotação das hélices do exaustor.

**Quadro 2: Especificação do anemômetro de mão - velocidade do ar.**

Unidade	Alcance	Resolução	Gatilho	Exatidão
<i>m/s</i>	0-30	0,1	0,1	+/- 5%
<i>Ft/min</i>	0-5860	19	39	
<i>Knots</i>	0-55	0,2	0,1	
<i>Km/hr</i>	0-90	0,3	0,3	
<i>Mph</i>	0-65	0,2	0,2	

Fonte: Manual do anemômetro.

**Quadro 3: Especificação do anemômetro de mão - temperatura.**

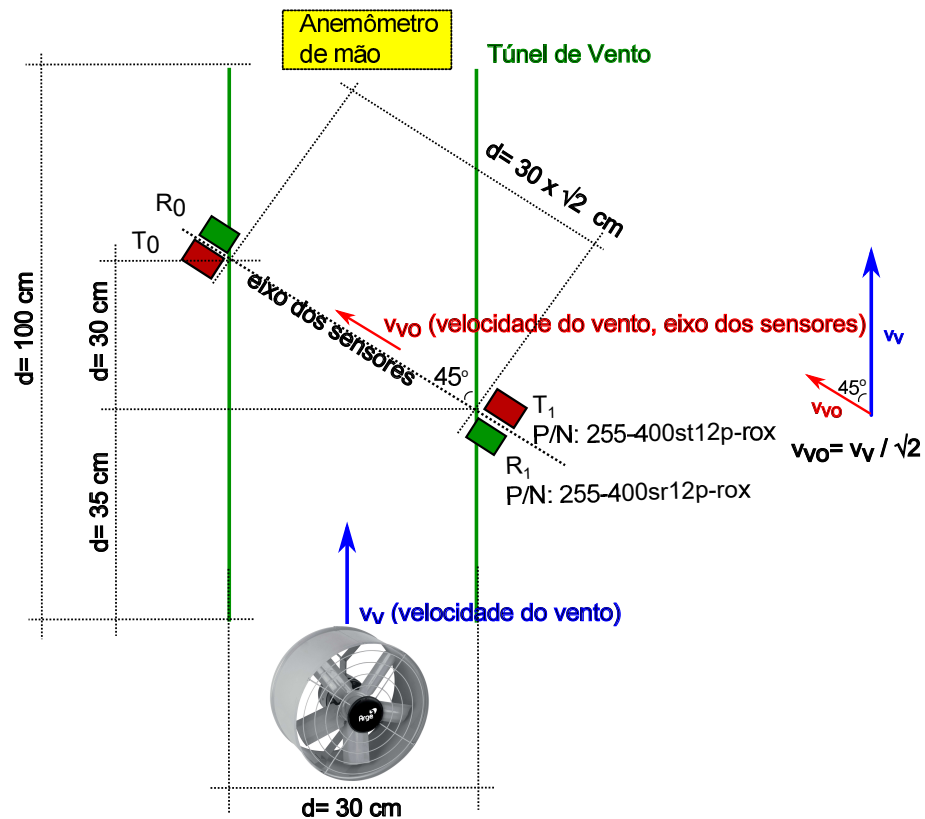
Unidade	Alcance	Resolução	Exatidão
$^{\circ}C$	-10 até 45	0,2	$\pm 2$
$^{\circ}F$	14 até 113	0,36	$\pm 3,6$

Fonte: Manual do anemômetro.

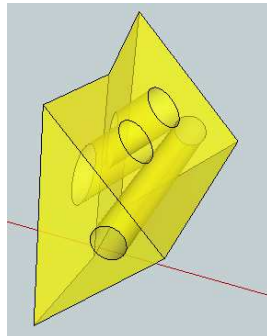
**Quadro 4: Especificação do anemômetro de mão - dados gerais.**

<b>Bateria</b>	CR2032 3,0V
<b>Termômetro</b>	Termômetro NTC
<b>Temperatura de Operação</b>	$-10^{\circ}C$ até $45^{\circ}C$ ( $14^{\circ}F$ até $113^{\circ}F$ )
<b>Umidade de Operação</b>	Menos que 90% RH
<b>Temperatura de Armazenagem</b>	$-40^{\circ}C$ até $60^{\circ}C$ ( $-40^{\circ}F$ até $140^{\circ}F$ )
<b>Consumo de Corrente</b>	Aproximadamente 3mA
<b>Peso</b>	58,9g
<b>Dimensões</b>	104,3x57,8x19,9mm

Fonte: Manual do anemômetro.



(a) Esquema do túnel de vento onde é possível ver o exaustor na parte inferior do diagrama e o anemômetro de mão posicionado na parte superior do diagrama.



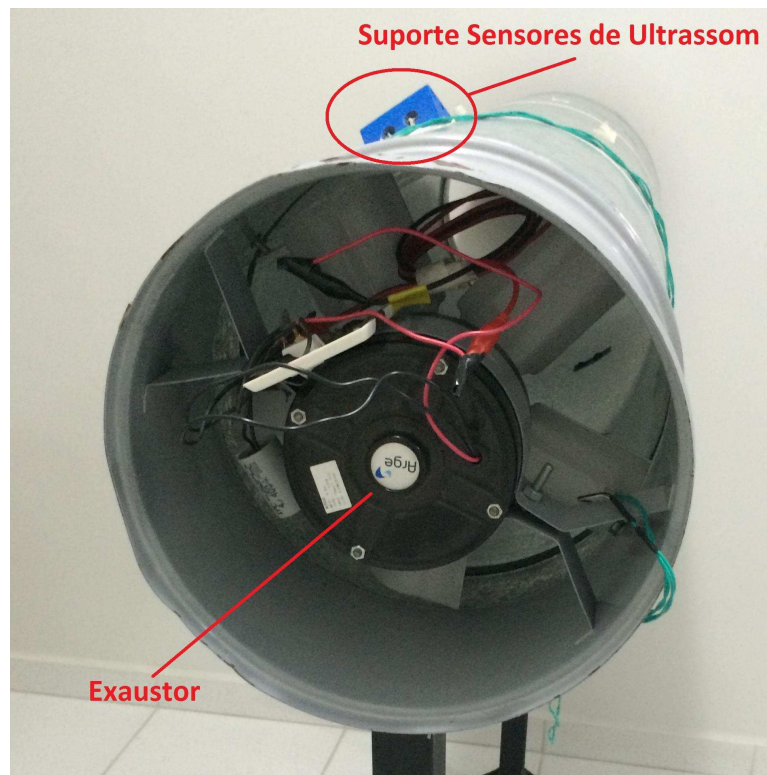
(b) Projeto do suporte para os sensores de ultrassom. O diâmetro do furo do suporte é o mesmo dos sensores de ultrassom conforme datasheet dos componentes.



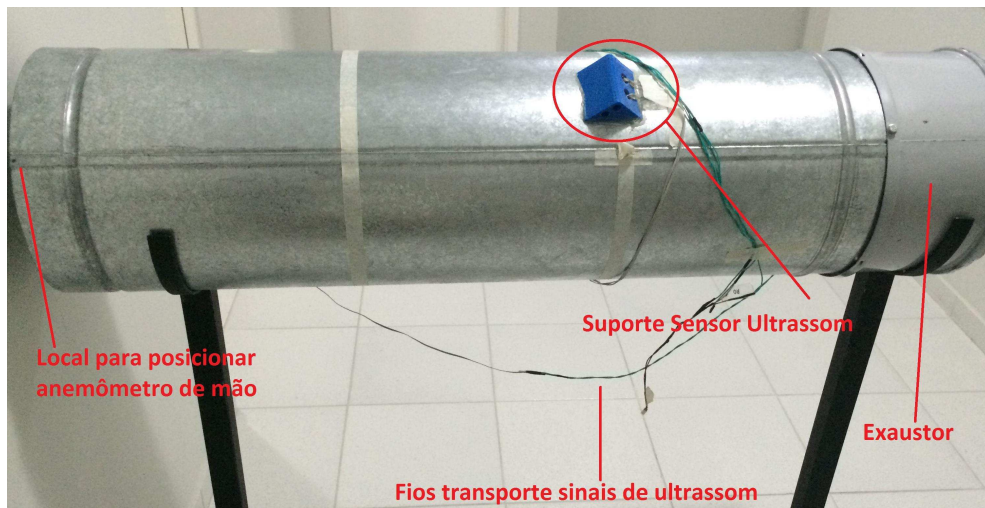
(c) Foto do anemômetro comercial.

**Figura 26:** Esquema do túnel de vento com suporte para os sensores de ultrassom e anemômetro comercial.

**Fonte:** Do Autor.



(a) Foto do túnel de vento mostrando o exaustor e os suportes para os sensores de ultrassom.



(b) Foto do túnel de vento mostrando o local do posicionamento dos sensores de ultrassom, fios que fazem o transporte dos sinais de ultrassom, suporte para os sensores de ultrassom e o exaustor.

**Figura 27: Fotos do túnel de vento montado.**

**Fonte: Do Autor.**

De acordo com o esquema do túnel de vento da figura 25(a), não foi realizado um mapeamento da velocidade do vento com o anemômetro de mão (figura 25(c)) em diferentes posições na saída do túnel. Além disso, observa-se que o ponto de medição da velocidade do vento pelos sensores de ultrassom é diferente do ponto de medição do anemômetro de mão. É possível ver que não há suporte para a fixação do anemômetro de mão na saída do túnel de vento sendo que o seu posicionamento é dependente do operador. A razão desses fatos é que o objetivo do túnel foi simplesmente gerar vento que fosse possível de ser medido pelo anemômetro de mão e pelo sistema desenvolvido. Assim, foi possível obter o túnel de vento montado conforme figura 27.

### 3.5 PLACA DE DESENVOLVIMENTO DE0-NANO E O SISTEMA DESENVOLVIDO

A placa de desenvolvimento de0-nano possui como principais características (TERASIC, 2012):

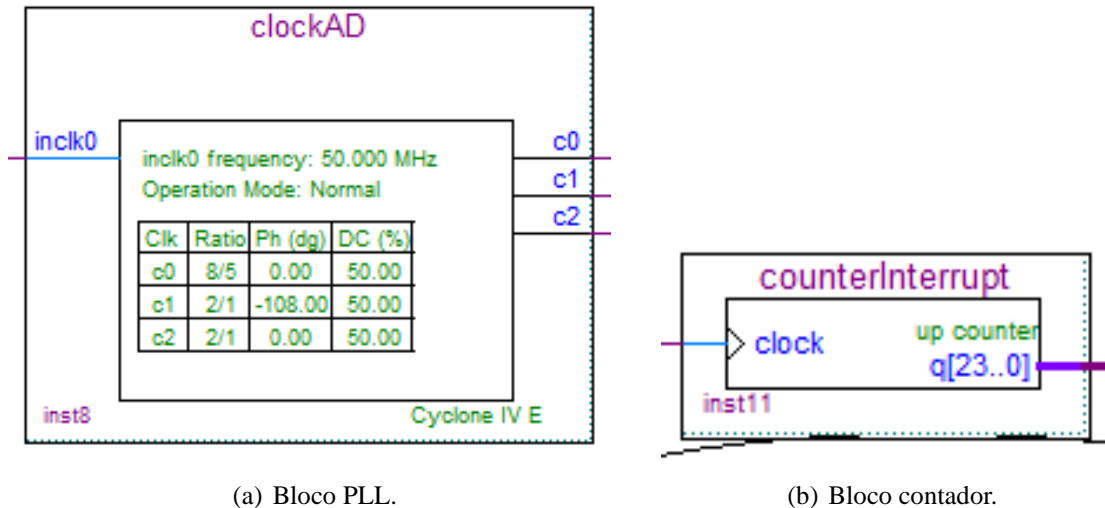
- FPGA da Altera Cyclone IV cujo P/N é o EP4CE22F17C6N.
- 72 pinos de uso geral de entrada e saída.
- Memória do tipo SDRAM com 32 MB.
- LEDs de uso geral.
- Clock interno de 50 MHz.

O sistema projetado na FPGA é composto por blocos com funções específicas, cada um é descrito em VHDL ou se trata de um bloco pronto da Altera. Além disso, dentro da FPGA foi desenvolvido um sistema através da ferramenta QSYS da Altera baseado na plataforma NIOS II. Dentro do NIOS II é executado um código descrito na linguagem C. Cada bloco descrito em VHDL, pronto da Altera e sistema NIOS foi integrado através de um arquivo chamado BDF (*block diagram file*).

#### 3.5.1 BLOCOS ALTERA MEGAFUNCTION PLL E CONTADOR

Os blocos PLL e contador (ver figura 28) foram obtidos através da utilização do *wizard* do ambiente de programação Quartus. O primeiro possui a função de gerar os *clocks* para a memória SDRAM, processador NIOS II e para o AD. Tanto a memória SDRAM como o processador NIOS tem que estar no mesmo *clock*. Para o presente sistema, foi definido

clock de 100MHz para o NIOS bem como para a memória SDRAM. Dessa forma, o fator de multiplicação do PLL é 2/1, porque o clock de entrada é de 50MHz. Além disso, para o clock da SDRAM é fundamental inserir um atraso de fase de 3 graus. Sem isso, o uso da SDRAM como memória *cache* do NIOS II não funciona.



**Figura 28: Blocos PLL e contador obtidos do wizard do ambiente de programação Quartus.**

**Fonte: Do Autor.**

O bloco PLL também possui a função de gerar um clock de 80MHz para o circuito AD. Para isso, o fator de multiplicação do PLL é 8/5. O bloco contador é importante para gerar os eventos de interrupção para o código desenvolvido em C (a ser detalhado na seção 3.5.6) como também para o clock de leitura dos dados amostrados pelo bloco AD (seção 3.5.2). Em outras palavras, o bloco contador pode gerar os seguintes clocks:

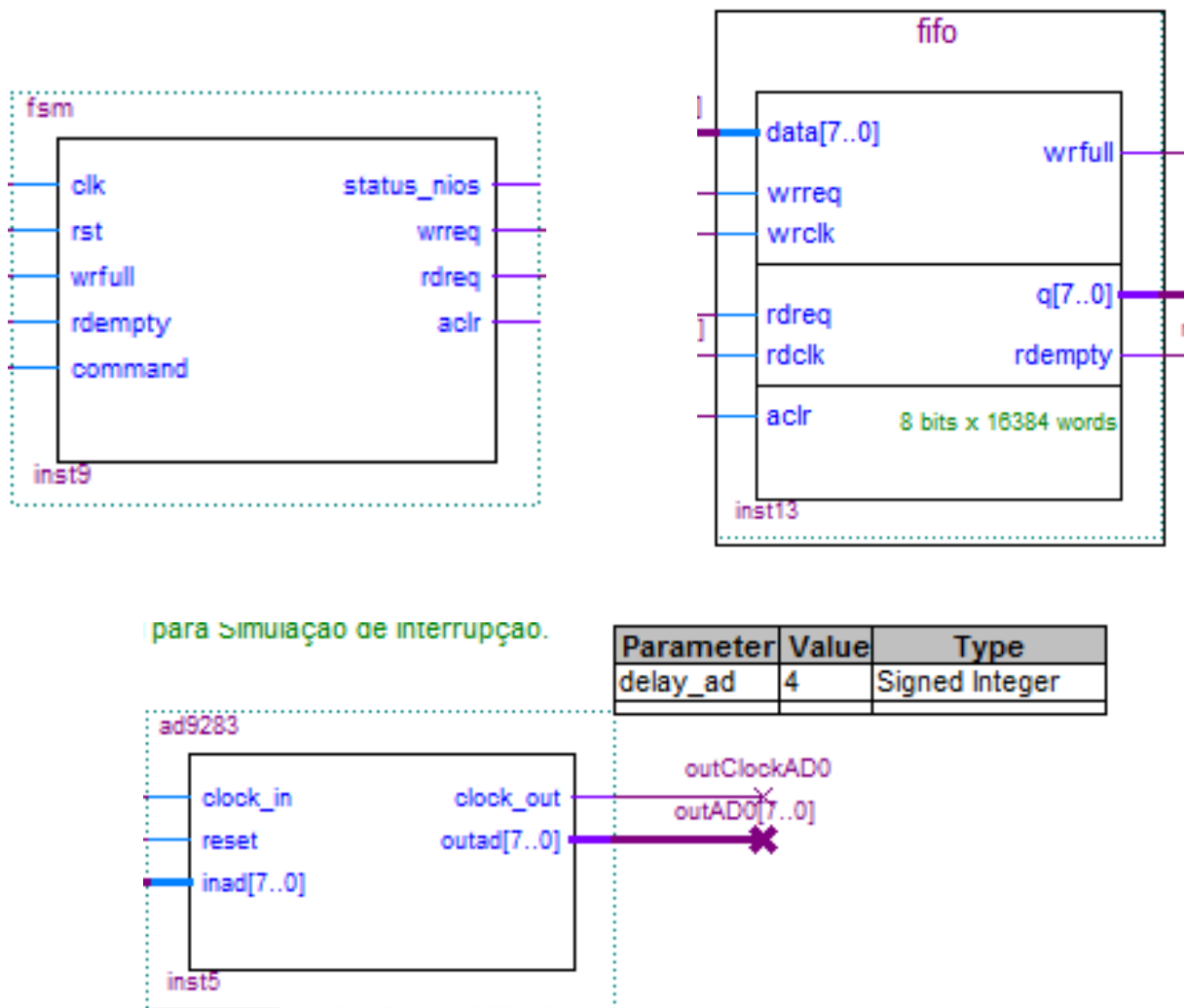
$$clockout(n) = \frac{clockin}{2^n} \quad (61)$$

onde *clockin* é o clock disponível na placa de0-nano, que é de 50MHz, e *n* é o número do terminal de saída do bloco contador.

### 3.5.2 BLOCO INTERFACE FPGA P/ AD, MÁQUINA DE ESTADOS E BLOCO FIFO

Amostrar o sinal de ultrassom a 80MHz e enviar na mesma taxa ao NIOS para processamento não foi possível porque nessa taxa o sistema não é capaz de processar as interrupções para aquisição de dados do AD visto que o NIOS possui um clock de 100MHz. Seria possível amostrar em taxas mais baixas (YUTAO et al., 2013) e (YIDING et al., 2007), uma vez que os sinais de ultrassom possuem uma frequência de 40kHz. No entanto foi escolhido

80MHz porque era a máxima taxa de amostragem possível para o AD utilizado. Assim, para enviar o sinal amostrado em 80MHz adequadamente para o NIOS, foi projetada uma máquina de estados (ver o bloco *fsm* na figura 29) para controlar o bloco FIFO (obtido através do *wizard* do Quartus) que pode receber dados a uma taxa de 80MHz e enviar dados a uma taxa adequada para que o NIOS possa receber.



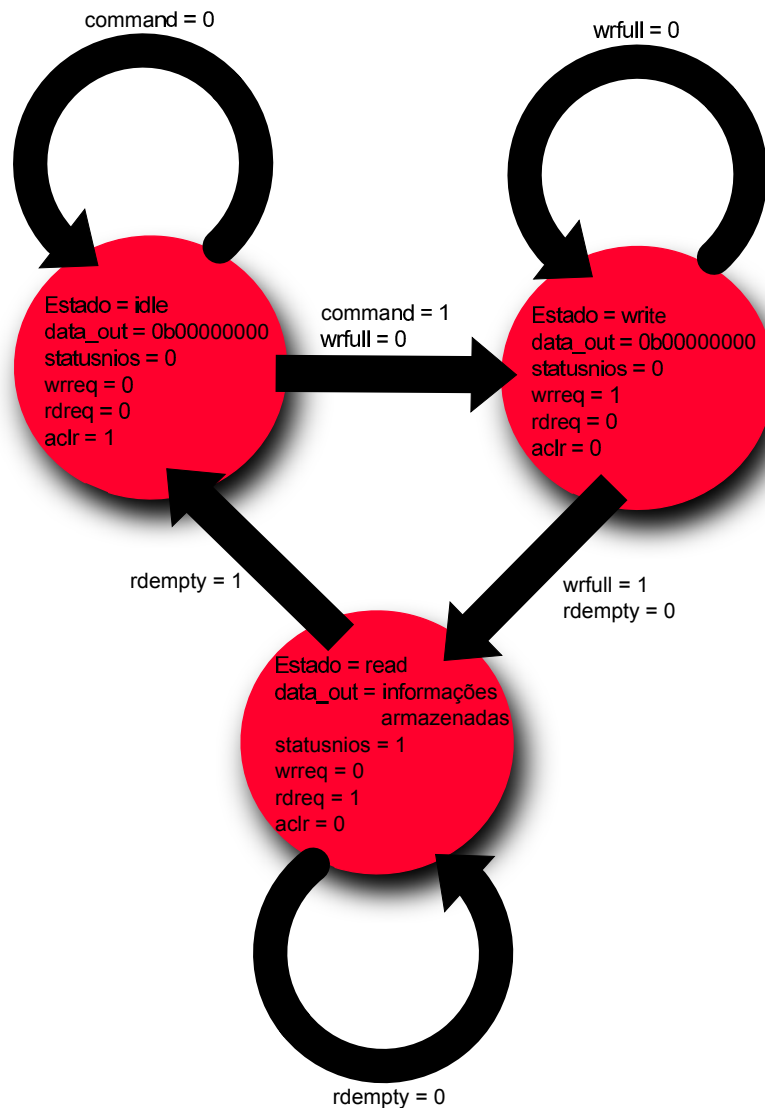
**Figura 29:** Projeto dos blocos em BDF, desenvolvidos no ambiente de programação Quartus, para fazer a conversão analógica digital.

**Fonte:** Do Autor.

Dessa forma, a construção do bloco FIFO foi realizada através do *wizard* do Quartus da Altera. Foram seguidos os seguintes passos:

1. Na tela *Width, Clks, Synchronization*, foi selecionado a largura de oito bits por palavra e um total de 16384 palavras. Na opção *Do you want a common clock for reading and writing the FIFO?* foi selecionado *no*, ...

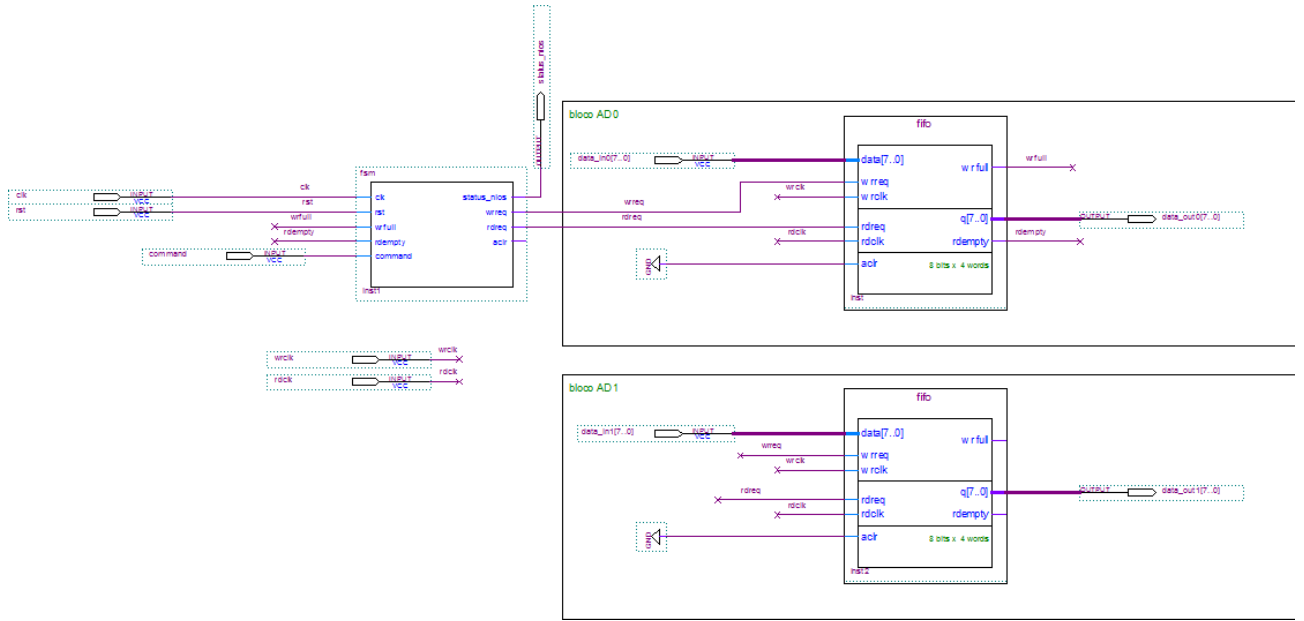
2. Não foram alteradas as configurações das telas *DCFIFO 1*, *Rdreq Option*, *Blk Type* e *Optimization*, *Circuitry Protection*.
3. tela *DCFIFO 2*, foi selecionado a opção *empty* de *Read-side* e a opção *full* em *Write-side*. Foram marcadas as opções *Asynchronous clear*.



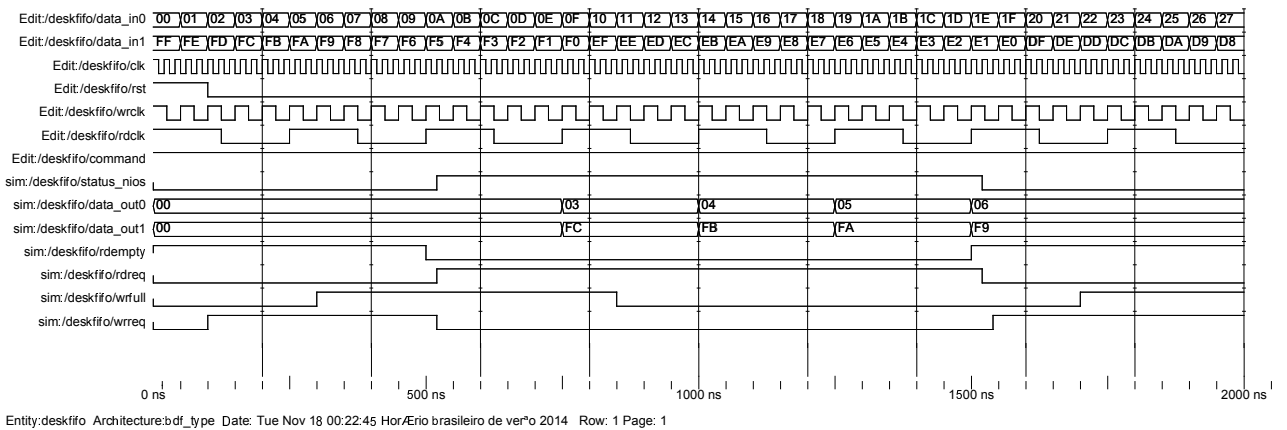
**Figura 30: Diagrama da máquina de estados para controle do bloco FIFO.**

**Fonte: Do Autor.**

Com isso, é possível obter o quadro 5 com as funções dos pinos do bloco FIFO (ALTERA, 2013). Logo, para controlar esse bloco, projetou-se uma máquina de estados conforme diagrama da figura 30. Gerou-se um código em VHDL cujo BSF pode ser visto na figura 29 sob o nome de *fsm*.



(a) Esquema para simulação da máquina de estados.



Entity:deskfifo Architecture:bd\_type Date: Tue Nov 18 00:22:45 Hor/Ério brasileiro de ver'o 2014 Row: 1 Page: 1

(b) Simulação da máquina de estados para controle do bloco FIFO (código da máquina de estados e diagrama na figura 30 no ambiente modelsim da Altera).

**Figura 31: Esquema e resultado de simulação para a máquina de estados e o bloco FIFO.**

**Fonte: Do Autor.**



**Quadro 5: Descrição dos pinos do bloco FIFO (referente à figura 29).**

<b>Pino</b>	<b>Descrição</b>
<i>data[7..0]</i>	Dados de entrada do FIFO, sincronizado com <i>wrclk</i> .
<i>wrreq</i>	Este pino deve estar em nível lógico alto quando se deseja escrever no FIFO. O pino <i>rdreq</i> deve estar em nível baixo.
<i>wrclk</i>	Clock de escrita.
<i>rdreq</i>	Este pino deve estar em nível lógico alto quando se deseja ler do FIFO. O pino <i>wrreq</i> deve estar em nível baixo.
<i>rdclk</i>	Clock de leitura.
<i>aclr</i>	Limpa assincronamente as posições de memória do FIFO quando o pino está em nível lógico alto, caso contrário mantém as informações.
<i>wrfull</i>	Quando este pino está alto, significa que todas as posições de memória já foram escritas. Caso contrário, ainda é possível escrever.
<i>q[7..0]</i>	Dados de saída do FIFO, sincronizado com <i>rdclk</i> .
<i>rdempty</i>	Quando este pino está alto, significa que todas as posições de memória já foram lidas. Caso contrário, ainda é possível ler.

**Fonte: Do Autor.**

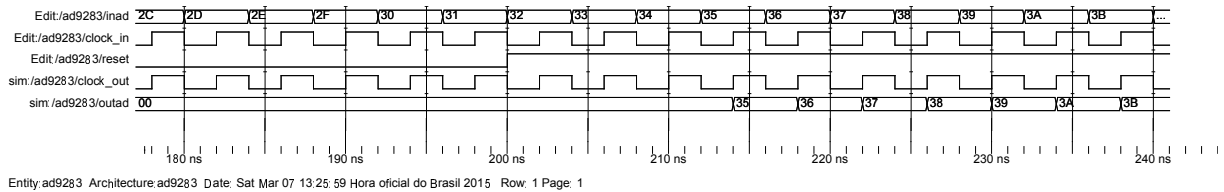
Dessa forma, foi possível obter uma simulação com dois blocos FIFO e uma instância da máquina de estados conforme a figura 31. Nesta figura, fica claro a grande vantagem deste bloco de aquisição de sinais a 80MHz, que é a capacidade de escrever rapidamente na memória FIFO e a capacidade de ler a uma taxa menor. A partir de métodos empíricos, tem-se que a frequência de leitura é de  $\frac{50MHz}{2^{10}} = 48,82kHz$ . Dessa forma, garantindo as interrupções geradas a cada ciclo do clock de leitura para o NIOS (este sistema será explicado com mais detalhes na seção 3.5.5).

Além disso, na figura 29 é possível observar o BSF chamado ad9283. É através desse bloco que é feito o controle e a aquisição de dados enviados pelo componente ad9283. A função dos pinos desse bloco é definida conforme o quadro 6. A simulação desse bloco pode ser vista na figura 32.

**Quadro 6: Descrição dos pinos do bloco ad9283 (referente à figura 29).**

<b>Pino</b>	<b>Descrição</b>
<i>clock_in</i>	clock base do componente ad9283.
<i>reset</i>	Quando em alto, o bloco permanece travado na condição inicial.
<i>inad[7..0]</i>	Pino de entrada para os dados enviados pelo componente ad9283.
<i>clock_out</i>	Mesmo sinal que chega ao pino <i>clock_in</i> .
<i>outad[7..0]</i>	Pino pelo qual são enviados os dados recebidos pelo componente ad9283.

**Fonte: Do Autor.**



**Figura 32: Simulação do bloco ad9283 no ambiente modelsim da Altera.**

**Fonte: Do Autor.**

### 3.5.3 BLOCO SENSORES DE ULTRASSOM

Este bloco possui a função de gerar o sinal base para excitação dos sensores de ultrassom. É este o sinal que é aplicado no circuito de excitação (figura 23). A forma de onda teórica que será gerada é conforme a figura 24.

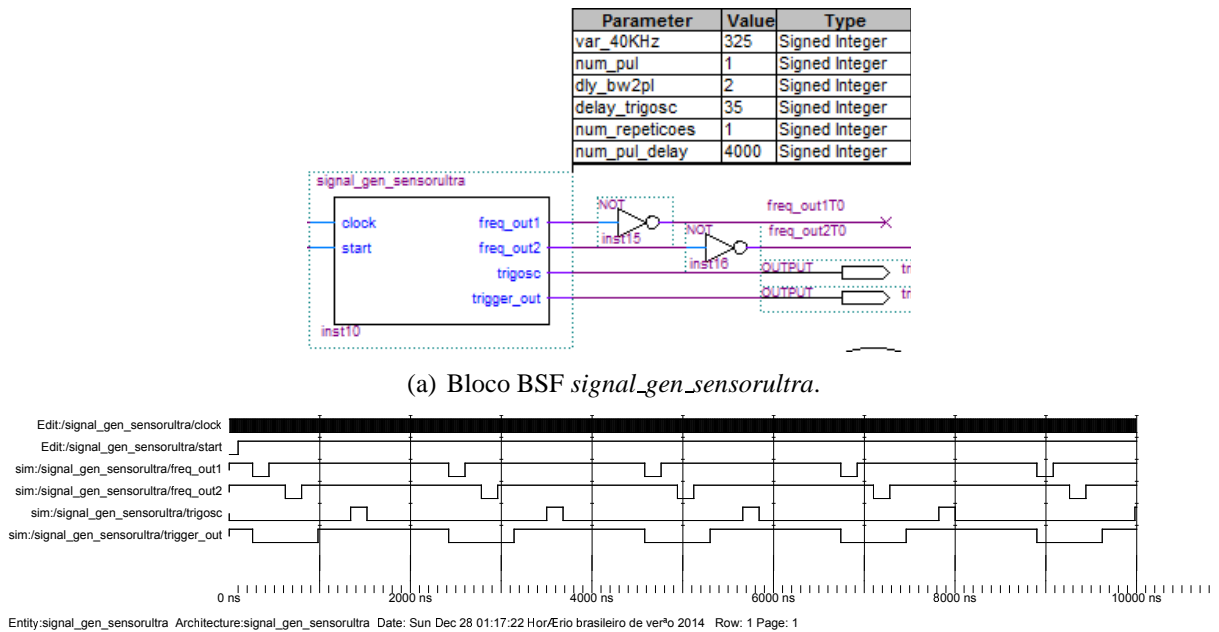
A ideia do bloco é gerar uma base de tempo para execução das instruções dentro de um *PROCESS*. Isto é definido pelo parâmetro *var\_40KHz*. Todos os ajustes disponíveis do bloco (ver quadro 7) através da declaração de parâmetros em *GENERIC* são múltiplos da base de tempo (base\_pulso) gerado através do ajuste de *var\_40KHz*.

Foi feita a simulação do bloco no modelsim. O resultado pode ser visto conforme figura 33(b).

**Quadro 7: Descrição dos ajustes possíveis para o bloco *signal\_gen\_sensorultra*.**

Parâmetro	Descrição
<i>var_40KHz</i>	Define a base de tempo (base_pulso) para execução das instruções no <i>PROCESS</i> .
<i>num_pul</i>	Define o número de pulsos positivos e negativos que serão gerados para excitação dos sensores de ultrassom.
<i>dly_bw2pl</i>	Este parâmetro define, de acordo com a base de tempo de <i>num_pul</i> , quantos pulsos (base_pulso) existirá entre a excitação positiva e a negativa.
<i>delay_trigosc</i>	Define, após o último pulso de excitação, quantos pulsos (base_pulso) a mais o sistema permanecerá em repouso até que um pulso seja enviado. Este sinal poderá ser utilizado como <i>trigger</i> no osciloscópio.
<i>num_repeticoes</i>	Define quantas vezes a operação descrita pelos parâmetros <i>num_pul</i> , <i>dly_bw2pl</i> e <i>delay_trigosc</i> será repetida.
<i>num_pul_delay</i>	Define quantos pulsos (base_pulso) o sistema permanecerá em repouso após a finalização do ciclo de repetições conforme parâmetro <i>num_repeticoes</i> . Após a conclusão deste ciclo de espera, o processo de excitação começa novamente.

**Fonte: Do Autor.**



**Figura 33: Esquema e resultado de simulação para o bloco *signal\_gen\_sensorultra*.**

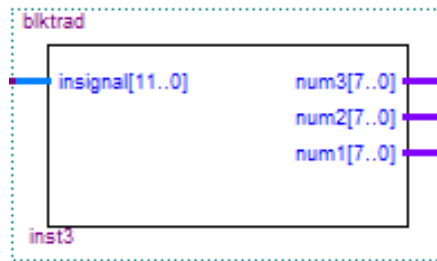
**Fonte: Do Autor.**

### 3.5.4 BLOCO INTERFACE USB P /PC

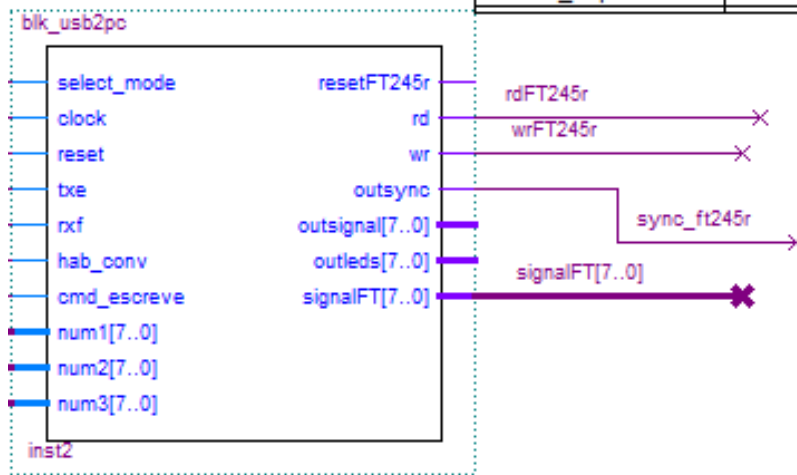
O motivo fundamental para a construção deste bloco é obter a resposta para o seguinte problema: como enviar um dado binário de 12 bits para o PC de uma forma que seja facilmente interpretável por softwares de processamento de dados, como o MS Excel. Para obter essa resposta, o primeiro passo é saber que através do componente FT245, é possível emular uma porta serial no PC.

O segundo passo é definir a estratégia de como os dados serão enviados ao PC visto que o FT245 envia uma palavra de oito bits por vez. No caso do presente sistema desenvolvido, o bloco DE0-NANO-QSYS (ver seção 3.5.5) envia um dado binário de 12 bits. Dessa forma, o bloco *blktrad* quebra os dados de entrada em três, sendo que cada parte está conforme a codificação ASCII <sup>8</sup>. Com base nesse requisito, foi possível desenvolver um código vhdI gerando o bloco *blktrad* cuja simulação é descrita na figura 34(b).

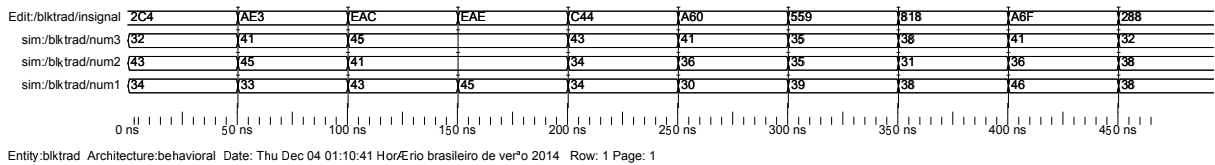
<sup>8</sup>Abreviação de *American Standard Code for Information Interchange*, é um esquema de codificação de caracteres.



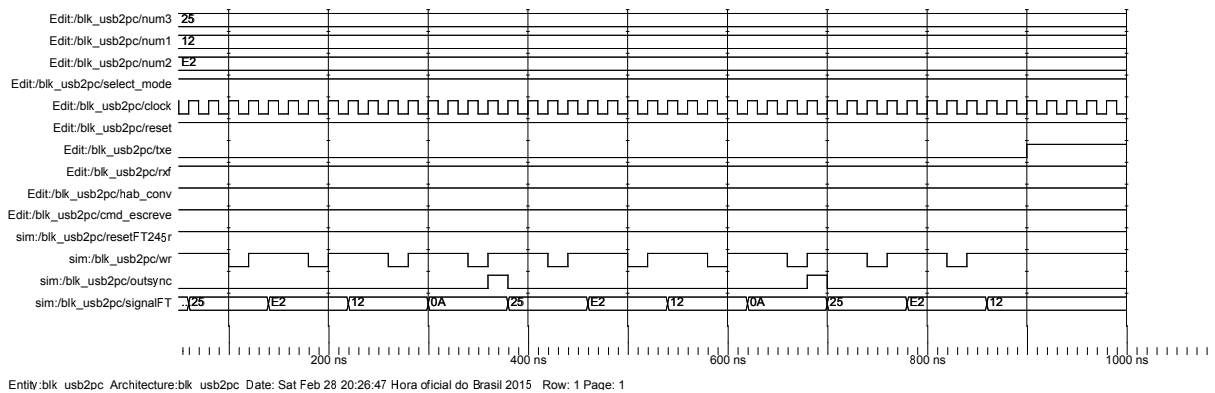
Parameter	Value	Type
waitime	1	Signed Integer
maxvalvar	150	Signed Integer
maxwords	4	Signed Integer
simbolo_separacao	00001010	Unsigned Binary



(a) Blocos *blktrad* e *blk\_usb2pc*.



(b) Simulação do bloco *blktrad* no ambiente ModelSim da Altera.



(c) Simulação do bloco *blk\_usb2pc* no ambiente modelsim da Altera.

**Figura 34: Resultado de simulação para os blocos *blktrad* e *blk\_usb2pc*.**

**Fonte: Do Autor.**

Após a tradução do sinal de entrada de 12 bits, é necessário enviar de forma ordenada ao PC as três partes traduzidas por *blktrad*. É aí que entra o bloco *blk\_usb2pc*. A função dos pinos desse bloco pode ser descrito através do quadro 8. A simulação do bloco pode ser visto na figura 34(c).

**Quadro 8: Descrição dos pinos referente ao bloco *blk\_usb2pc*.**

<b>Nome do Pino</b>	<b>Descrição</b>
<i>select_mode</i>	Este pino define que o componente FT245 vai ser configurado como escrita para o PC (nível alto) ou leitura do PC (nível baixo).
<i>clock</i>	Pino que recebe o clock para funcionamento do bloco <i>blk_usb2pc</i> .
<i>reset</i>	Pino que recebe o reset do bloco <i>blk_usb2pc</i> . Quando em alto, permite o funcionamento do bloco, quando em baixo coloca o bloco no seu estado inicial.
<i>txe</i>	Pino que recebe o sinal direto do componente FT245. Quando em baixo, significa que é possível enviar dados ao FT245. Quando em alto, não é possível enviar.
<i>rxr</i>	Pino que recebe o sinal direto do componente FT245. Está relacionado com o processo de ler do FT245.
<i>hab_conv</i>	Pino que recebe o sinal que habilita ou não o envio de dados pela FT245. Quando o nível do pino está alto, o processo de envio é permitido, quando em baixo não.
<i>cmd_escreve</i>	Este pino recebe o comando que envia dados ao FT245. Quando em alto, habilita o envio quando em baixo, não.
<i>num1, num2 e num3</i>	Estes pinos recebem os sinais a serem enviados ao FT245. A ordem de envio é <i>num3, num2 e num1</i> . Por padrão, define-se o envio de um quarto caractere cuja função é separar um conjunto dos três caracteres enviados. Esse caractere é definido por <i>simbolo_separacao</i> .
<i>rd</i>	Através deste pino é enviado ao FT245R o comando de leitura.
<i>wr</i>	Através deste pino é enviado ao FT245R o comando de escrita quando o nível lógico é baixo e nenhum comando é enviado caso contrário.
<i>outsync</i>	Através deste pino que é enviado o sinal que sincroniza com o bloco <i>DE0_NANO_QSYS</i> o envio dos dados <i>num3, num2 e num1</i> . Quando em alto significa que os números e o símbolo de separação foram enviados.
<i>signalFT</i>	Através deste pino que são enviados os dados a serem processados no FT245R e, posteriormente, enviados ao PC.

**Fonte: Do Autor.**

### 3.5.5 SISTEMA DESENVOLVIDO NO QSYS - NIOS II E INTEGRAÇÃO COM SDRAM

O propósito da existência do bloco *DE0\_NANO\_QSYS* é o controle de todos os blocos em VHDL desenvolvidos bem como as placas de circuito impresso. Para isso, foi desenvolvido o sistema da figura 35.



Figura 35: Visão geral do bloco *DE0\_NANO\_QSYS* gerado através da ferramenta QSYS da Altera.

Fonte: Do Autor.

Este sistema é composto dos seguintes componentes:

- Biblioteca do CPU com NIOS II core do tipo II/f. O motivo desta biblioteca é fazer o processamento lógico do sistema. As seguintes opções do NIOS foram habilitadas:

- *Hardware Arithmetic Operation* enabled.
  - Hardware interrupt enabled, código 31.
  - Exception vector selecionado para *sdram\_0.s1*.
- Biblioteca clock source (nome *clk\_50*) configurado para 50MHz.
  - Os seguintes sinais foram exportados: *clk\_50\_clk\_in* e *clk\_50\_clk\_in\_reset*.
- Biblioteca *jtag\_uart*.
- Biblioteca PIO com o nome de *pio\_ad0*, configurado para operar como input de oito bits. Sinal *pio\_ad0\_external\_connection* exportado. É através desta biblioteca que o sistema será capaz de obter os dados convertidos pelo AD0.
- Biblioteca PIO com o nome de *pio\_ad1*, configurado para operar como input de oito bits. Sinal *pio\_ad1\_external\_connection* exportado. É através desta biblioteca que o sistema será capaz de obter os dados convertidos pelo AD1.
- Biblioteca PIO com o nome de *pio\_led*, configurado para operar como output de oito bits. Sinal *pio\_led\_external\_connection* exportado. É através desta biblioteca que é possível exportar alguns sinais de controle nos leds disponíveis na placa de0-nano.
- Biblioteca PIO com o nome de *pio\_xcorr*, configurado como output de 12 bits. Sinal *pio\_xcorr\_external\_connection* exportado. É através desta biblioteca que é possível exportar o resultado da correlação cruzada processada pelo NIOS.
- Biblioteca PIO com o nome de *pio\_controls*, configurado como output de 16 bits. Sinal *pio\_controls\_external\_connection* exportado. Através desta biblioteca que o NIOS envia comando de ativação dos blocos VHDL bem como os do *megawizard* da Altera.
- Biblioteca PIO com o nome de *pio\_sync\_ad*, configurado como input de um bit. Através desta biblioteca que é possível sincronizar a obtenção pelo NIOS dos dados gerados pelo AD0 e AD1. Foram setados as seguintes configurações:
  - *Edge capture register*: setado o item *synchronously capture* com a seleção de *edge type* como *Rising*.
  - *Interrupt*: setado item *Generate IRQ* com a seleção de *IRQ type* como *edge*.
- Biblioteca PIO com o nome de *pio\_sync\_ft245*, configurado como input de um bit. Sinal *pio\_sync\_ft245\_external\_connection* exportado. Esta biblioteca é utilizada para sincronizar o envio de dados processados pelo NIOS ao PC.

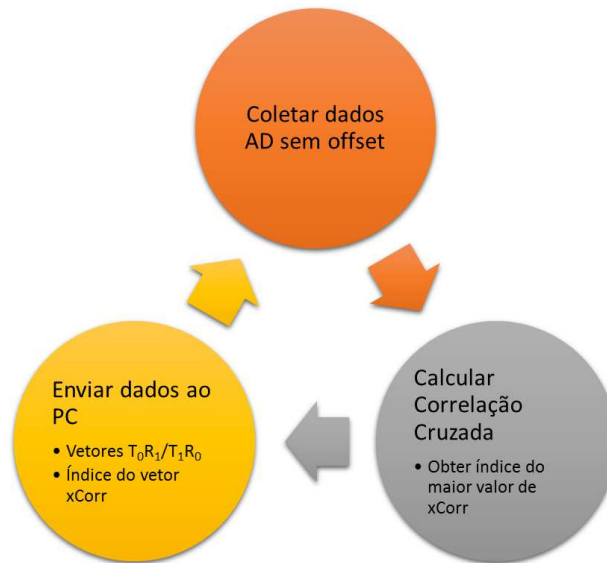
- Biblioteca PIO com o nome de `pio_writeFT245`, configurado como output de um bit. Sinal `pio_writeFT245_external_connection` exportado. Através desta biblioteca é possível enviar o comando de escrita para o componente FT245.
- Biblioteca SDRAM Controller com o nome `sdr0_0`. Sinais `sdr0_0_wire` exportados. Esta biblioteca é utilizada para que o componente SDRAM da placa de desenvolvimento de0-nano possa ser utilizado como memória de trabalho para o NIOS. Foram feitas as seguintes configurações:
  - *Aba Memory Profile:*
    - \* *Data width:* 16 bits.
    - \* *Architecture:* chipset 1, banks 4.
    - \* *Address Width:* Row 3, Column 9.
  - *Aba Timing:*
    - \* *CAS latency cycles:* 2.
    - \* *Initialization refresh cycles:* 8.
    - \* *Issue one refresh command every:* 0,75 $\mu$ s.
    - \* *Delay after powerup, before initialization:* 200 $\mu$ s.
    - \* *Duration of refresh command ( $t_{rfc}$ ):* 70ns.
    - \* *Duration of precharge command ( $t_{rp}$ ):* 20ns.
    - \* *ACTIVE to READ or WRITE delay ( $t_{rcd}$ ):* 20ns.
    - \* *Access time ( $t_{ac}$ ):* 6,5ns.
    - \* *Write recovery time ( $t_{wr}$ , no auto precharge):* 14ns.

Após as configurações apresentadas, o sistema DE0\_NANO\_QSYS foi gerado através do software QSYS integrado no ambiente de desenvolvimento Quartus da Altera.

### 3.5.6 CÓDIGO C PARA O SISTEMA DESENVOLVIDO

Com o sistema gerado conforme a figura 35, foi preciso projetar um código que fosse executado pelo sistema para controlar os blocos desenvolvidos em VHDL e pelo *wizard* do Quartus. A arquitetura desse código segue o diagrama de blocos da figura 36. O detalhamento das rotinas é mostrado no apêndice G.





(a) Diagrama de blocos da principal rotina executada no NIOS.



(b) Detalhamento do diagrama de blocos da rotina *Coletar dados AD sem offset*.

**Figura 36: Arquitetura do código C desenvolvido para execução no NIOS.**

**Fonte: Do Autor.**

Na rotina *Coletar dados AD sem offset* (figura 36(a)), calcula-se a média da seguinte forma:

$$v_{Md} = [a_1; a_2; a_3; \dots; a_n] \quad (62)$$

onde  $v_{Md}$  é o vetor média e cada termo do vetor é definido como:

$$a_k = \sum_{n=1}^K \left( \frac{v_n[k]}{K} \right) \quad (63)$$

onde  $K$  é o valor máximo de iterações para obtenção das médias e  $v_n$  o vetor obtido do conversor AD.

Além disso, a eliminação do *offset* dos sinais adquiridos pelo do AD foi conseguida através das seguintes equações:

$$media = \sum_{k=0}^{K'} \left( \frac{v_{Md}[k]}{K'} \right) \quad (64)$$

$$v_n = \sum_{k=0}^{K'} (v_{Md}[k] - media) \quad (65)$$

onde  $K'$  o número máximo de amostras obtidas pelo sistema desenvolvido.

É possível observar no diagrama de blocos que apenas os vetores  $T_0R_1$  e  $T_1R_0$  são obtidos dos ADs. Isso porque, pretende-se utilizar a técnica da diferença de tempo para obtenção da velocidade do vento.

Em outras palavras, foi definido para o presente sistema que, todas as vezes que o vetor  $T_0R_1$ ,  $T_1R_0$  e o índice do máximo valor entre os vetores fosse enviado ao PC, então o identificador em hexadecimal  $0xF01$ ,  $0xF03$  e  $0xF00$  é enviado antes do envio do dado em si respectivamente. Além disso, o identificador tem a função de separar dados subsequentes facilitando o *debug* das informações no PC.

É possível observar na figura 36(b) que o *offset* no sinal amostrado é eliminado. O valor desse *offset* é de  $\frac{V_{cc}}{2}$ , conforme circuito da figura 50 e *datasheet* do componente AD9283.

Além disso, o principal trecho do código em C para o cálculo da correlação cruzada (figura 36(a)) mostrado na rotina *Calcular Correlação Cruzada* é descrito da seguinte maneira:

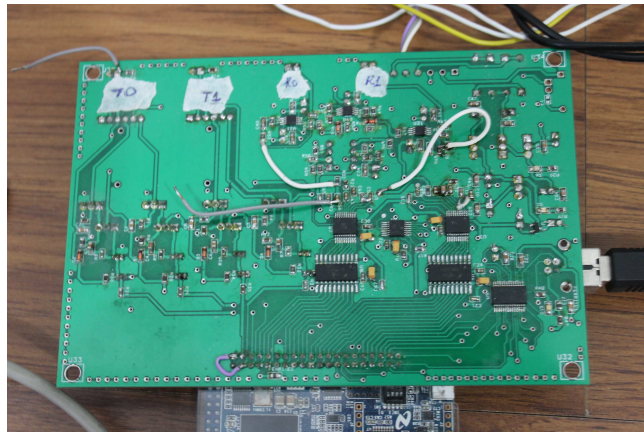
```
for (offset=0; offset<maxsamplesAD; offset++)
{
  for (k=0; k<maxsamplesAD; k++)
  {
    if (k+offset<maxsamplesAD)
      {
        aux_xcorr=aux_xcorr+vector2[k+offset]*vector1[k];
      }
  }
  res_xcorr[offset]=aux_xcorr/maxsamplesAD;
  aux_xcorr=0;
}
```

onde *vector1* é o vetor de referência e *vector2* o vetor que se desloca. Além disso, as variáveis mostradas neste trecho de código estão declaradas como inteiro. Após o cálculo da correlação, é feita uma varredura no vetor *res\_xcorr* na busca pelo maior valor. Quando o mesmo é encontrado, o índice que contém esse valor é retornado por esta sub-rotina.

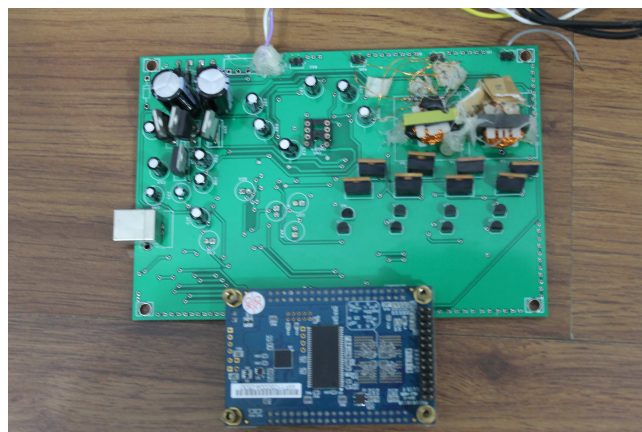
## 4 RESULTADOS

### 4.1 OBTENÇÃO DAS ONDAS DE ULTRASSOM

Após a fabricação e montagem da placa de circuito impresso (mostrado no apêndice F), foi possível obter a placa final do sistema montado conforme figura 37.



(a) Lado bottom da placa montada com a de0-nano.

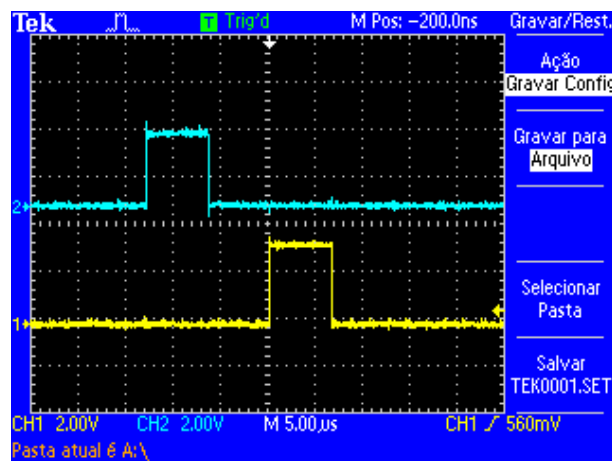


(b) Lado top da placa montada com a de0-nano.

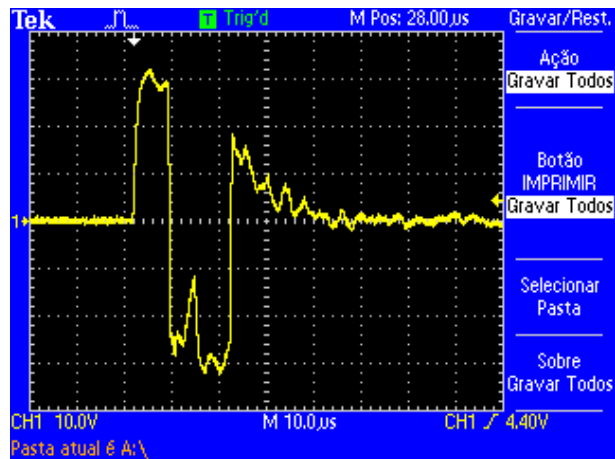
**Figura 37: Placa de circuito impresso final para o sistema desenvolvido montada com a placa de desenvolvimento de0-nano bem como cabos USB para programação da FPGA e comunicação com o PC.**

**Fonte: Do Autor.**

As ondas de excitação dos sensores de ultrassom podem ser observadas conforme a figura 38. Comparando-se esta figura com a 24, é possível observar que os resultados teóricos estão coerentes com as ondas obtidas. É possível observar um pico de  $\pm 30V_{dc}$  na onda de excitação. Isso é conseguido porque as ondas que incidem no primário do transformador da figura 23 são de  $\pm 12V_{dc}$ . Como a relação de espiras entre o primário e o secundário é de três, então a tensão teórica de saída é de  $\pm 36V_{dc}$ . No entanto, foi observada uma tensão de  $32V_{dc}$ , ou seja, 11% menor do que o valor esperado.



(a) A onda em azul (CH2) é aplicado em *PULSE\_IN\_A\_T0* do circuito da figura 23. A onda em amarelo (CH1) é aplicada em *PULSE\_IN\_B\_T0* do circuito da figura 23.



(b) Onda resultado do circuito de excitação. Esta onda que é aplicada nos sensores de ultrassom transmissores.

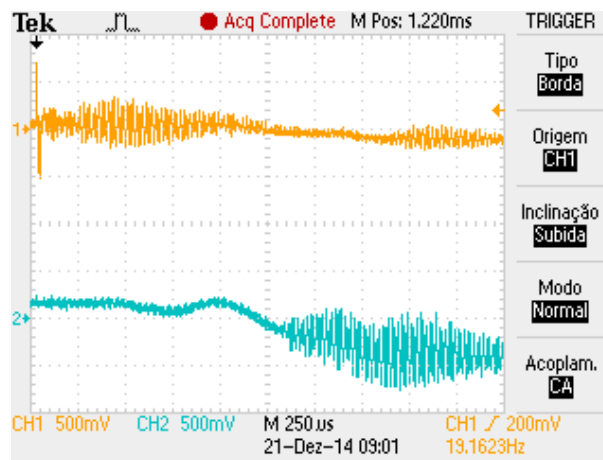
**Figura 38: Ondas de excitação para os sensores de ultrassom.**

**Fonte: Do Autor.**

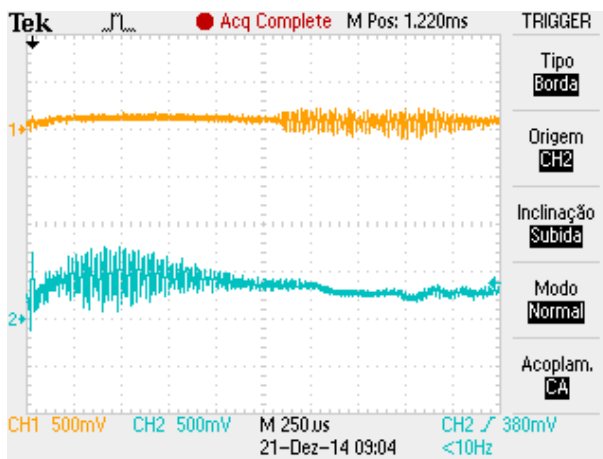
Além disso, é possível observar que, após o primeiro pico positivo da onda da figura 38(b), há uma queda gradual da tensão nos terminais do sensor de ultrassom que, logo em seguida, sofre uma excitação no sentido contrário levando a tensão nos terminais ao seu pico

negativo. Isso acontece pela configuração dos enrolamentos primários do TRAFO, que estão invertidos em relação ao enrolamento secundário para as ondas de excitação da figura 38(a).

É possível observar ainda que o período de cada pulso é de  $7\mu s$  e que a diferença entre os pulsos de excitação é de  $6\mu s$  (conforme figura 38(a)), totalizando um período de  $20\mu s$ . Intencionalmente foi projetada uma diferença entre os pulsos de excitação para que o TRAFO pudesse perder sua energia através do circuito formado com o equivalente do sensor de ultrassom transmissor bem como o resistor R3, conforme a figura 23. Assim, foi possível obter frequência de excitação de  $50kHz$ , 20% a mais do que a frequência de oscilação natural do sensor de ultrassom, que é de  $40kHz$ .



(a) A onda em laranja (CH1) é  $T_0R_0$  e a onda em azul (CH2) é  $T_0R_1$ .



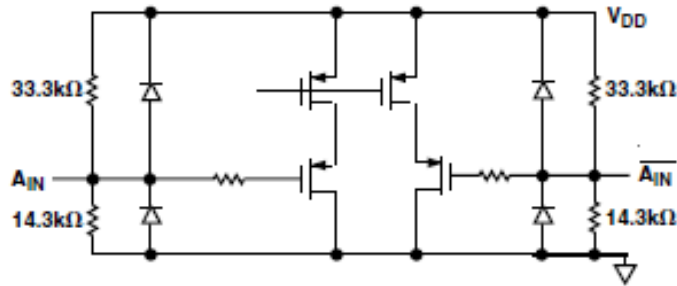
(b) A onda em azul (CH2) é  $T_1R_1$  e a onda em laranja (CH1) é  $T_1R_0$ .

**Figura 39:** Ondas de ultrassom  $T_0R_0$ ,  $T_0R_1$ ,  $T_1R_0$  e  $T_1R_1$  obtidas no osciloscópio sem vento externo sob a taxa de amostragem de  $10MHz$  centradas em  $0V_{dc}$ .

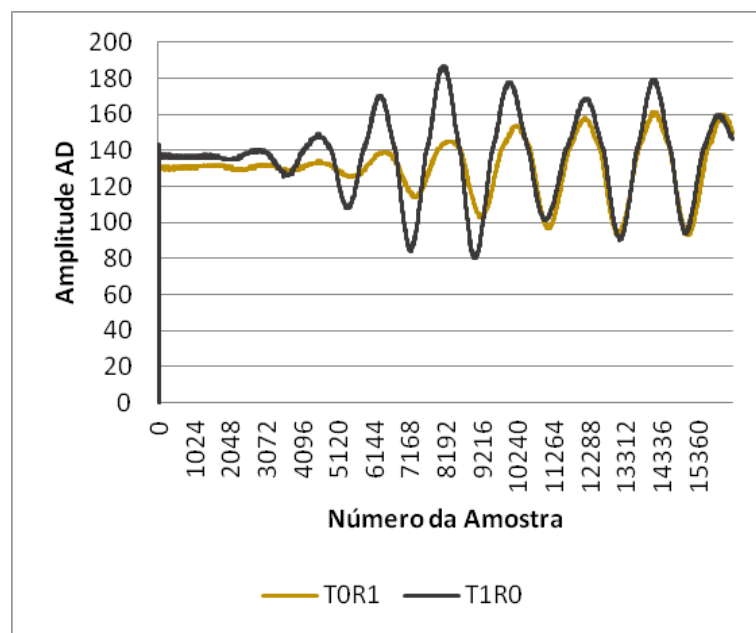
**Fonte:** Do Autor.

Com os sinais de excitação, foi possível colocar os sensores de ultrassom transmissores

( $T_0$  e  $T_1$ ) oscilando naturalmente. Assim, quando o sensor transmissor  $T_0$  era excitado, obtiveram-se as ondas  $T_0R_0$  e  $T_0R_1$  (figura 39(a)). Analogamente, quando o sensor transmissor  $T_1$  era excitado, foi possível obter as ondas  $T_1R_1$  e  $T_1R_0$  (figura 39(b)). Os sinais capturados pelo osciloscópio passaram pelo circuito amplificador conforme figura 25.



(a) Circuito equivalente de entrada do conversor AD. Este é o circuito que explica o offset que o AD disponibiliza no sinal amostrado que ele entrega. Fonte: (ANALOG DEVICES, ).



(b) Onda de ultrassom obtida com *offset* através do sistema desenvolvido. Taxa de amostragem de  $80\text{Mps}$ , a máxima taxa que o AD oferece.

**Figura 40: Onda de ultrassom com *offset* obtida pelo sistema desenvolvido (b). O *offset* é explicado conforme circuito equivalente de entrada (a).**

**Fonte: Do Autor.**

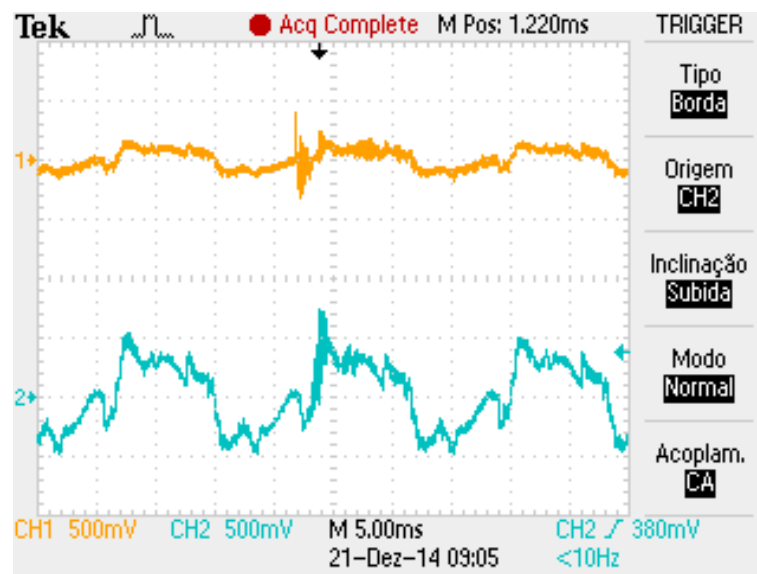
Devido à configuração do circuito de AD (figura 50), há um *offset* para o sinal amostrado. Isso é devido à configuração interna do conversor. De acordo com a figura 40(a), nota-se que o *offset* para o sinal de entrada do AD é de  $0,3 \times V_D$  (tensão de alimentação). Assim, conseguiu-se obter os sinais ultrassônicos com *offset* enviados pelo sistema desenvolvido

conforme figura 40(b).

O *offset* observado não é adequado para o cálculo da correlação cruzada. Isso porque, quando for executada essa operação em dois sinais com alguma tensão DC, então será essa a tensão a qual figurará como majoritária no vetor resultante da correlação em detrimento dos sinais ultrassônicos (que são os de interesse). Dessa forma, para evitar esse efeito, os sinais da figura 40(b) precisavam passar por um filtro digital (através de uma média escolhida pela simplicidade de implementação) para eliminar o *offset* conforme equações 64 e 65.

#### 4.2 O PROBLEMA DA MEDIÇÃO

Devido ao par de fios não blindados que leva o sinal ultrassônico do sensor de ultrassom receptor no túnel de vento à placa de circuito impresso desenvolvida (observar a figura 27), há uma interferência nos sinais obtidos, conforme pode ser observado na figura 41. Na figura, é possível observar que os sinais de ultrassom "surfam" na interferência de 60Hz. Para reduzir o efeito dessa interferência, foi projetado um tratamento digital de média (conforme equação 63).



**Figura 41: Ondas de ultrassom mostrando interferência de 60Hz decorrentes dos fios que levam os sinais de ultrassom.**

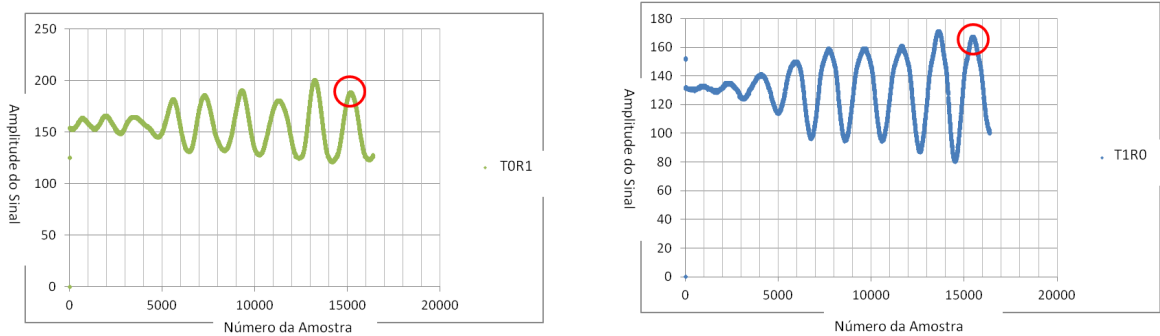
**Fonte: Do Autor.**

Considerando a aplicação da média descrita no parágrafo anterior nos vetores  $T_0R_1$  e  $T_1R_0$ , a teoria de erros, descrita nas seções 2.3 e 2.3.2, e a equação 46, que calcula a velocidade do vento, é possível considerar que  $\Delta k$  varia somente com a variação de  $T$ . Essas duas variáveis



não são dependentes e elas possuem erros nas suas medidas.  $\Delta k$  é obtido pela avaliação do maior valor do vetor correlação cruzada realizado nos vetores  $T_0R_1$  e  $T_1R_0$  (equação 34).

Essencialmente, a correlação cruzada fornece o deslocamento entre os vetores  $T_0R_1$  e  $T_1R_0$  através da avaliação de como os picos desses vetores estão sendo deslocados (equação 1). Portanto, se for conhecido quantas amostras os picos de  $T_0R_1$  e  $T_1R_0$  são deslocadas, então será possível conhecer o desvio padrão da média para esses vetores. Dessa forma, somando os desvios padrões, é possível obter o erro de  $\Delta k$ .



(a) Exemplo de um vetor  $T_0R_1$  adquirido pelo sistema desenvolvido.

(b) Exemplo de um vetor  $T_1R_0$  adquirido pelo sistema desenvolvido.

**Figura 42: Exemplo de onda de ultrassom  $T_0R_1$  e  $T_1R_0$  adquiridas pelo sistema para análise do deslocamento de pico.**

**Fonte: Do Autor.**

Um pequeno experimento foi realizado para analisar o deslocamento de um pico específico dos vetores  $T_0R_1$  e  $T_1R_0$ . Vinte e oito vetores  $T_0R_1$  e  $T_1R_0$  foram adquiridos onde o deslocamento do pico, circulado na figura 42, foi obtido conforme a tabela 1.

Portanto, através das equações descritas na seção 2.3.1 e os dados da tabela 1, o desvio padrão da média para o vetor  $T_0R_1$  é 13,09 e para o vetor  $T_1R_0$  é 7,76. Como consequência, o pior caso para  $\Delta k$  (que é obtido pela equação 1) é a soma dos desvios padrões da média, ou seja, 20,85.

Como mostrado anteriormente, a temperatura ( $T$ ) e o deslocamento de amostras ( $\Delta k$ ) não são dependentes porque é possível observar diferentes  $\Delta k$  para diferentes velocidades de vento geradas pelo túnel de vento (figura 26) se for mantida a mesma temperatura  $T$ . Dessa forma, a equação 46 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$v_v(\Delta k, T) = K \frac{\Delta k T_s T}{2d} \quad (67)$$

**Tabela 1: Deslocamento aleatório dos picos circulado em vermelho nas figuras 42(a) e 42(b) das ondas  $T_0R_1$  e  $T_1R_0$  respectivamente.**

Picos do vetor $T_0R_1$ para o trecho circulado da onda da figura 42(a)	Picos do vetor $T_1R_0$ para o trecho circulado da onda da figura 42(b)
15106	15175
15450	15134
15426	15138
15411	15121
15366	15025
15426	15037
15417	15129
15510	15138
15420	15125
15416	15063
15453	15119
15438	15145
15430	15150
15413	15175
15453	15081
15487	15175
15435	15139
15520	15112
15433	15108
15437	15075
15488	15114
15480	15045
15427	15117
15408	15110
15407	15078
15477	15143
15417	15173
15407	15105

**Fonte: Do Autor.**

Assim, os conceitos descritos na seção 2.3.2 podem ser aplicados na equação 67. Dessa forma, o desvio padrão combinado pode ser reescrito como:

$$u_c^2(v_v) = \frac{\partial v_v}{\partial \Delta k} u^2(\Delta k) + \frac{\partial v_v}{\partial T} u^2(T) \quad (68)$$

$$u_c^2(v_v) = \frac{KT_s T}{2d} u^2(\Delta k) + \frac{K \Delta k T_s}{2d} u^2(T) \quad (69)$$

Um experimento foi realizado para avaliar o erro da velocidade do vento obtida com o sistema desenvolvido contra o anemômetro de mão. Os resultados podem ser vistos na tabela 2 onde a relação entre as velocidades medidas pelo sistema desenvolvido ( $v_v$ ) e a sua projeção

no eixo dos sensores de ultrassom ( $v'_v$ ) é dada pela raiz quadrada ( $v'_v = v_v \times \sqrt{2}$ ), conforme esquema do túnel de vento (figura 26).

**Tabela 2: Experimento para avaliar o erro entre o valor verdadeiro (anemômetro de mão) e o obtido com o sistema proposto. O erro percentual é calculado como  $(|v'_v - v_{an}|) / v'_v$ .**

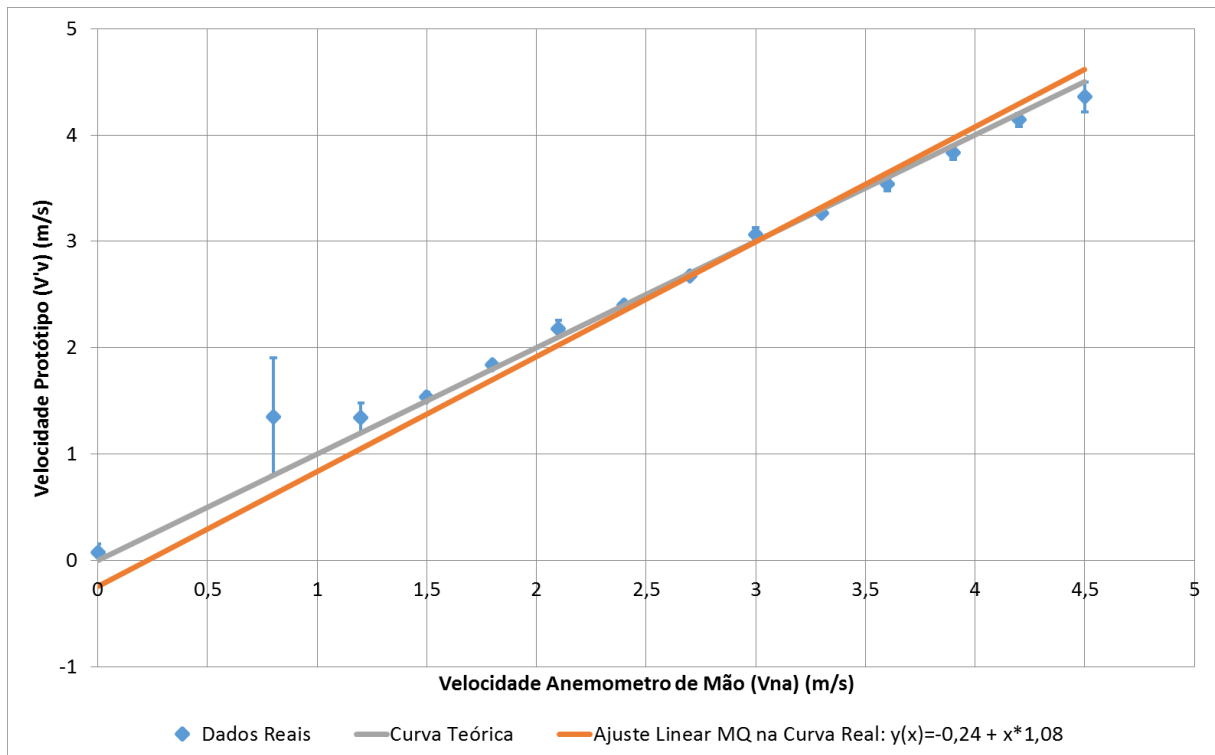
$v_{an}(m/s)$	$v'_v(m/s)$	Erro (%)	$v_v(m/s)$	$\Delta k$ (amostras)	$T(^{\circ}C)$
0,0	0,08	100	0,05	31,00	23,5
0,8	1,35	40,7	0,96	545,50	23,1
1,2	1,34	10,6	0,95	541,00	22,6
1,5	1,54	2,6	1,09	623,50	21,8
1,8	1,84	2,2	1,30	744,50	22,1
2,1	2,18	3,7	1,54	882,50	21,8
2,4	2,40	0,0	1,70	969,00	22,6
2,7	2,68	0,8	1,89	1082,00	22,4
3,0	3,06	2,0	2,17	1240,66	22,0
3,3	3,27	0,9	2,31	1323,00	22,1
3,6	3,54	1,7	2,50	1434,00	21,7
3,9	3,84	1,6	2,71	1549,66	22,7
4,2	4,14	1,5	2,93	1676,50	22,1
4,5	4,36	3,2	3,08	1763,50	22,2

**Fonte: Do Autor.**

É possível realizar um ajuste linear para as velocidades do vento obtidas com o sistema desenvolvido (tabela 2, parâmetro  $v'_v$ ) utilizando a técnica dos mínimos quadrados (seção 2.3.3). Portanto, se uma curva conforme a equação 52 é considerada, então para os resultados da tabela 2,  $z_1$  é  $-0,24$  e  $z_2$  é  $1,08$ . Para fazer os cálculos,  $b(x)$  é equivalente a  $v_{an} \left( v'_v \right)$  porque  $v_{an}$  é o valor de referência e  $v'_v$  é o valor dado pelo sistema. Além disso, os erros (raiz quadrada da variância experimental) para os valores  $z_1$  e  $z_2$ , ou seja,  $s(z_1)$  e  $s(z_2)$ , são  $0,17$  e  $0,06$  respectivamente. Dessa forma, a curva do ajuste linear pode ser escrita como:

$$v_{ajst}(v_{ref}) = -0,24 + 1,08 \times v_{ref} \quad (71)$$

onde  $v_{ajst}$  é a velocidade do vento prevista para uma velocidade de referência, que é  $v_{ref}$ . Logo, com os resultados da equação 71 e da tabela 2, foi possível analisar o comportamento de  $v'_v$  contra  $v_{an}$  conforme a figura 43.



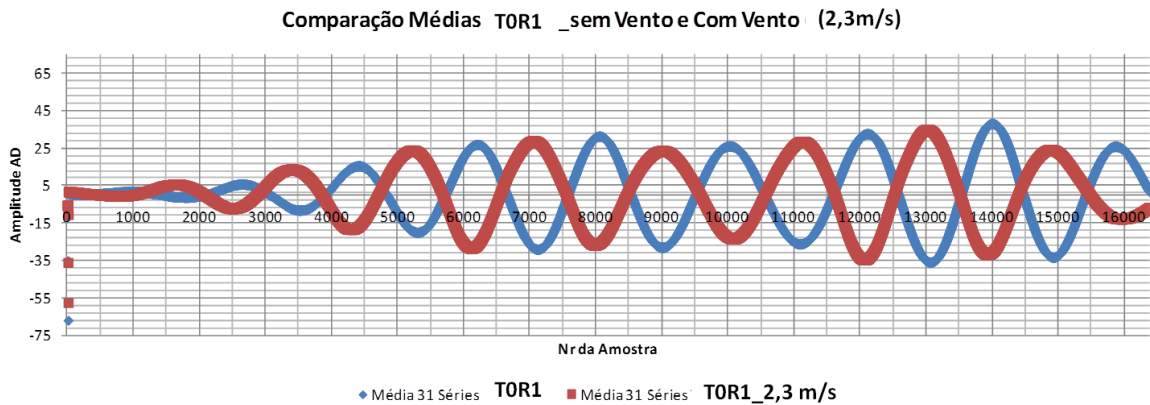
**Figura 43:** Comparação entre as curvas teóricas e reais da relação entre a velocidade do vento no eixo dos sensores de ultrassom obtidas pelo anemômetro de mão ( $v_{an}$ ) e pelo sistema desenvolvido ( $v'_v$ ).  $v'_v$  é a projeção de  $v_v$  no eixo de geração da velocidade do vento pelo exaustor.

Fonte: Do Autor.

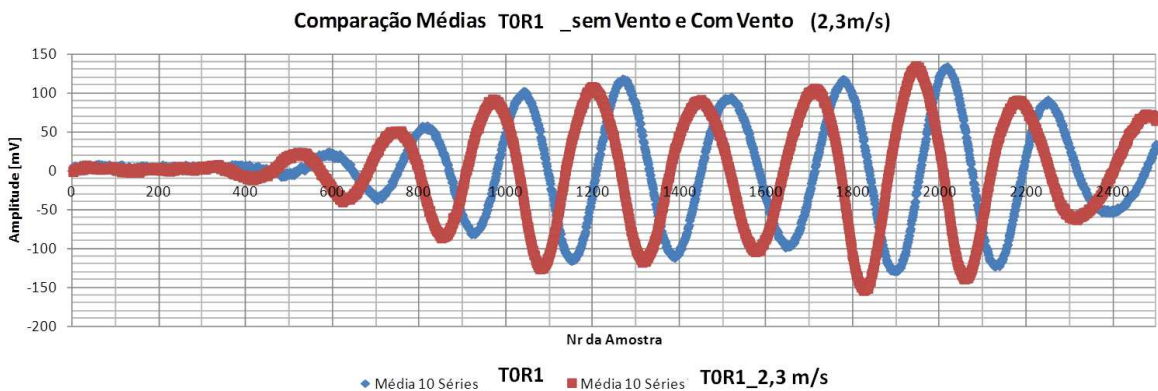
### 4.3 VALIDAÇÃO DA CORRELAÇÃO CRUZADA

Para validar a correlação cruzada, o primeiro passo foi estabilizar o sinal de ultrassom obtido devido à interferência de 60Hz (figura 41). Após, foi feita uma análise comparativa entre os sinais obtidos com o osciloscópio e com o sistema (ver figura 44), avaliando o “movimento” das ondas conforme velocidade do vento aplicada no túnel de vento.

Dessa forma, de acordo com a figura 44 e com a equação 46, foi possível obter a tabela 3 na qual se verifica a comparação dos dados teóricos versus os dados práticos. Segundo essa tabela, tem-se que  $d(m)$  é a distância entre os sensores de ultrassom,  $T(^{\circ}C)$  é a temperatura ambiente do experimento,  $t_{v_s}(\mu s)$  é o tempo de propagação do ultrassom sem interferência,  $v_v(m/s)$  é a velocidade do vento externo,  $v_s(m/s)$  é a velocidade do ultrassom,  $v_{vt}(m/s)$  é a soma de  $v_s$  com  $v_v$ ,  $t_p(\mu s)$  é o tempo de propagação do ultrassom com interferência e o tempo sem interferência é  $t_{ps}$ ,  $f_s(MHz)$  é a frequência de amostragem do AD/Osciloscópio,  $D_T(amostras)$  é a diferença de amostras teórico,  $D_R(amostras)$  a diferença real e  $Erro(\%)$  sendo a diferença percentual entre os valores  $D_T$  e  $D_R$ .



(a) Deslocamento das ondas de ultrassom obtidas pelo **sistema desenvolvido** para duas velocidades de vento:  $0\text{m/s}$  e  $2,3\text{m/s}$  (ondas com médias de 31 séries).



(b) Deslocamento das ondas de ultrassom obtidas pelo **osciloscópio** para duas velocidades de vento:  $0\text{m/s}$  e  $2,3\text{m/s}$  (ondas com médias de 10 séries).

**Figura 44: Comparação entre as ondas obtidas pelo sistema desenvolvido versus osciloscópio conforme influência de vento externo.**

**Fonte: Do Autor.**

**Tabela 3: Tabela com o cálculo da diferença de amostras teórico ( $D_T$ ) versus prático ( $D_R$ ) (conforme figura 44).**

Experimento	Osciloscópio	Sistema
$T(^{\circ}C)$	25	25
$v_s(m/s)$	346	346
$d(m)$	0,4	0,4
$t_{ps}(\mu s)$	1226	1226
$v_v(m/s)$	3,3	3,3
$v_{vt}(m/s)$	349	349
$t_p(\mu s)$	1214	1214
$f_s(MHz)$	1	80
$D_T(amostras)$	116	927
$D_R(amostras)$	72	978
$Erro(\%)$	-38	6

**Fonte: Do Autor.**

Os parâmetros  $D_T$  e  $Erro(\%)$  são calculados da seguinte forma:

$$D_T = (t_{ps} - t_p) \times F_s \quad (72)$$

$$Erro(\%) = \frac{D_R - D_T}{D_T} \quad (73)$$

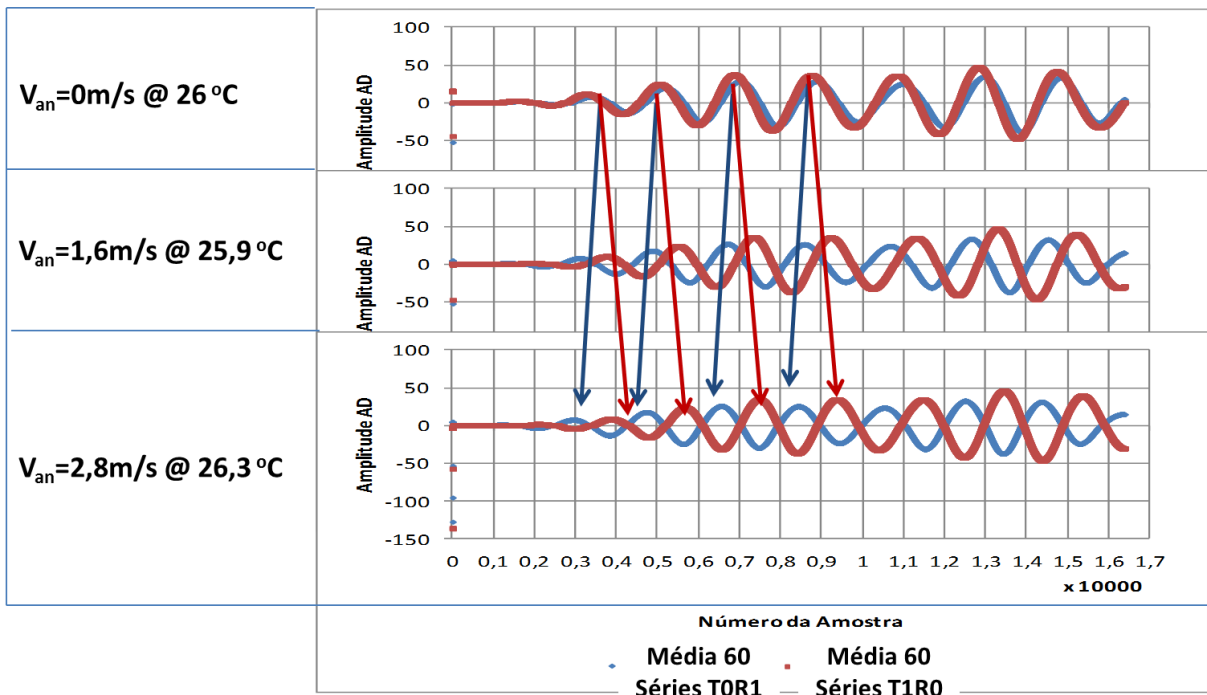
Com a diferença de amostras conseguida através da figura 44 foi possível obter uma velocidade do vento de  $1,02m/s$  (diferente em  $-56\%$  em relação à velocidade medida no anemômetro de  $2,3m/s$  ( $\frac{3,3m/s}{\sqrt{2}}$ )) para a onda osciloscópio e de  $1,72m/s$  (diferente em  $26\%$  da velocidade medida no anemômetro) para a onda do NIOS, aplicando a equação 46 a uma temperatura  $25^\circ C$ .

Com os resultados obtidos, foi possível concluir que o sistema projetado é capaz de obter ondas de ultrassom que aparentemente variam temporalmente conforme influência de vento externo. Dessa forma, o código completo descrito na seção 3.5.6 foi executado no NIOS. Neste caso, o sistema foi configurado para enviar para o PC as ondas de ultrassom obtidas, o resultado da correlação cruzada calculada pelo sistema e o índice do vetor correlação cruzada cujo valor é o maior. Com isso, foi possível obter a figura 45.

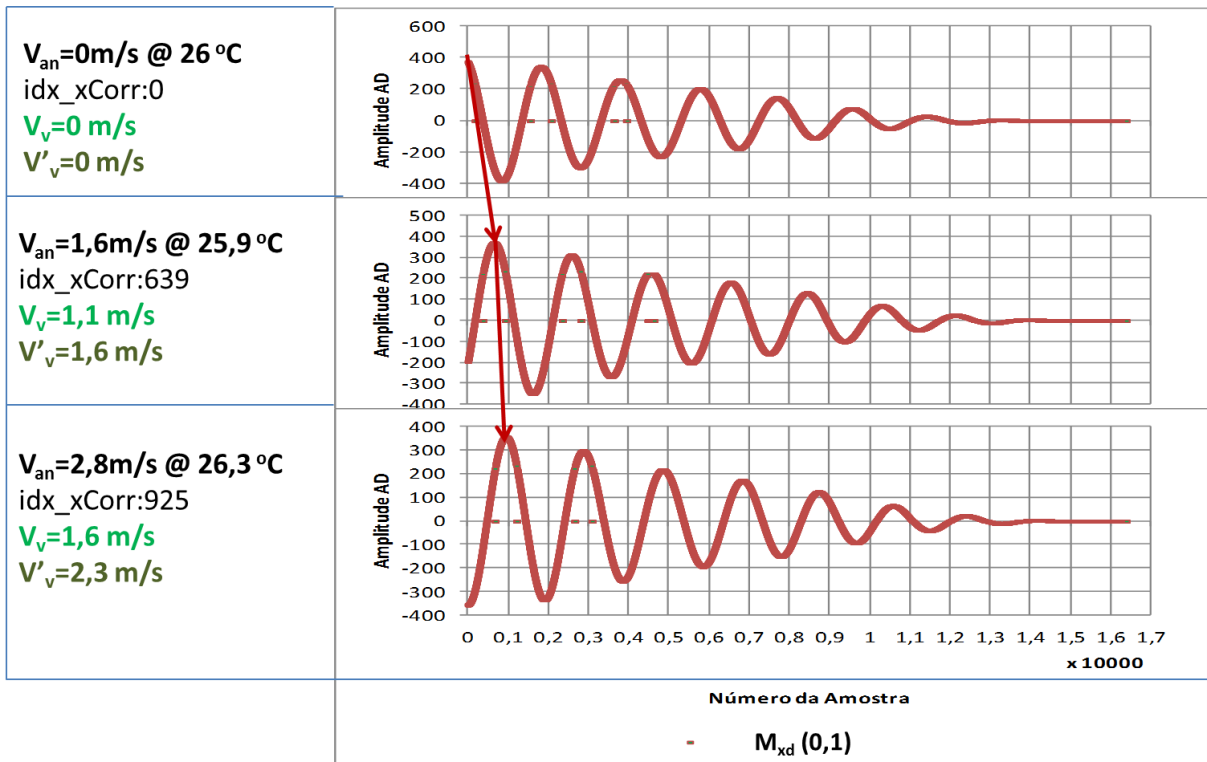
Assim, de acordo com as figuras 45 e 43 foi possível observar que o sistema é capaz de detectar diferentes velocidades de vento. Há uma coerência entre os valores obtidos com o anemômetro comercial versus sistema desenvolvido. Especificamente na figura 43, constata-se que a curva da relação entre as velocidades obtidas é muito próxima do teórico (neste caso, todas as velocidades medidas através de um equipamento são iguais à do outro).

Além disso, através das equações 41 e 42, é possível concluir que a mínima velocidade detectável pelo sistema é o equivalente ao deslocamento de pelo menos uma amostra das ondas de ultrassom obtidas conforme as figuras 45 e 44. Portanto, de acordo com a equação 46 a uma temperatura ambiente de  $25^\circ C$ , a mínima velocidade detectável pelo sistema é de  $0,002m/s$  ( $0,002 \times \sqrt{2} = 0,003m/s$  no sentido de geração da velocidade do vento do exaustor).

Por outro lado, a máxima velocidade detectável é o equivalente ao deslocamento de no máximo  $\frac{80MHz}{40kHz} = 2000$  amostras. Logo, de acordo com a equação 46 a uma temperatura ambiente de  $25^\circ C$ , a máxima velocidade detectável pelo sistema é de:  $3,5m/s$  ( $3,5 \times \sqrt{2} = 4,95m/s$  no sentido de geração da velocidade do vento do exaustor).



(a) Deslocamento das ondas de ultrassom obtidas pelo sistema desenvolvido para três velocidades de vento medidas pelo anemômetro de mão:  $v_{an} = 0m/s, 1,6m/s$  e  $2,8m/s$  (ondas com médias de 60 séries).



(b) Deslocamento das correlação cruzada calculada pelo sistema desenvolvido para três velocidades de vento medidas pelo anemômetro de mão:  $v_{an} = 0m/s, 1,6m/s$  e  $2,8m/s$ .  $idx\_xCorr$  é o índice do vetor correlação cruzada cujo valor é o maior dentre todos os outros valores do vetor para cada velocidade do vento  $v_{an}$ .  $v_v$  (em verde) é a velocidade do vento calculada através da equação 46 a partir dos valores enviados pelo sistema.  $v'_v$  é a projeção de  $v_v$  no eixo de geração do vento pelo exaustor.  $M_{xd}(0,1)$  é obtido conforme equação 36.

**Figura 45: Comparativo entre as ondas de ultrassom obtidas conforme velocidade do vento e respectiva correlação cruzada.**

Fonte: Do Autor.

## 5 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES

Com o presente trabalho foi possível desenvolver um anemômetro unidimensional. Utilizou-se a placa de desenvolvimento DE0-NANO, especificamente a sua FPGA, para criação de blocos em VHDL com funções bem definidas além do sistema DE0 NANO QSYS, o qual possui o processador NIOS II. A principal função dos blocos VHDL desenvolvidos foi possibilitar a aquisição dos sinais de ultrassom a uma taxa de amostragem de  $80MHz$ , um aspecto importante para obter a velocidade do vento indiretamente, especialmente as pequenas velocidades.

Essa taxa fez com que houvesse uma preferência pela técnica da diferença de tempo (DT) em detrimento da técnica de diferença de tempo baseado no tempo de trânsito (DTT). Isso porque a média do tempo de trânsito é da ordem de milissegundos ao passo que a diferença de tempo é da ordem de nanossegundos. Amostrando a uma taxa de  $80MHz$ , conclui-se que o vetor de dados que devem ser amostrados é muito maior na técnica DTT do que a DT.

Para o processador NIOS II foi desenvolvido um código na linguagem de programação C. A principal função deste código foi executar a correlação cruzada dos sinais de ultrassom adquiridos. Além disso, foi através deste código que se controlou os blocos desenvolvidos em VHDL e a placa de circuito impresso auxiliar. Esta placa foi desenvolvida para, basicamente, excitar os sensores de ultrassom, receber os sinais de ultrassom e fazer a “ponte” para comunicação dos dados processados pelo NIOS II ao PC.

Com os resultados obtidos foi possível concluir que o sistema desenvolvido consegue medir, indiretamente, a velocidade do vento. Foi vista uma comparação entre a velocidade do vento medida pelo sistema desenvolvido versus a velocidade medida por um anemômetro comercial. Os ensaios ocorreram em um túnel de vento especialmente construído para a validação do sistema proposto. Foi notada uma coerência entre os resultados obtidos pelo anemômetro e pelo sistema. Além disso, foi visto que o sistema consegue medir, teoricamente, velocidades de  $0,003m/s$  até  $4,95m/s$ .

Entretanto, foi visto que o projeto atual não foi capaz de medir velocidades abaixo



de aproximadamente  $1,5m/s$ . Por outro lado, foi possível validar velocidades maiores que  $1,5m/s$  até aproximadamente  $4,5m/s$ . Também foi possível realizar uma análise gráfica do deslocamento das ondas de ultrassom bem como a correlação cruzada calculada pelo sistema desenvolvido.

Além disso, foi possível concluir para o trabalho atual:

- A obtenção da velocidade do vento é realizada através de uma FPGA, ao contrário das pesquisas de Mingwei et al. (2010) que utilizou um contador de alta precisão para obter a velocidade do vento;
- A taxa de amostragem dos sinais de ultrassom foi de  $80MHz$ , maior que a taxa de  $40MHz$  observado nos trabalhos de Yiding et al. (2007).
- O fato de que o tempo de trânsito da onda de ultrassom ser da ordem de microsegundos e a diferença de tempo da ordem de nanossegundos (ver tabela 3) fez com que houvesse uma escolha pela técnica da diferença de tempo (DT) de maneira análoga aos trabalhos de Brassier et al. (2001) ao contrário dos trabalhos de Silva (2009), onde foi observado uma tentativa de obtenção da velocidade utilizando o tempo de trânsito.

## 5.1 TRABALHOS FUTUROS

A medida da velocidade do vento é indireta porque o sistema envia o índice do maior valor do vetor correlação cruzada. Esse índice, junto com a temperatura, está relacionado com a velocidade do vento que o sistema pode medir. Dessa forma, um trabalho futuro consiste em embarcar todos os procedimentos para calcular a velocidade do vento a partir da temperatura e do índice do vetor correlação cruzada dentro da FPGA. Isso implica em uma mudança na atual PCBA desenvolvida, onde um novo IC de temperatura precisa ser embarcado.

Além disso, foi possível demonstrar que o sistema mediu velocidades de vento em um eixo. Para validar a menor/menor velocidade possível que o sistema pode medir, um novo túnel de vento com controle preciso da velocidade do vento bem como um anemômetro comercial precisam ser adquiridos. Somente após essa validação em um eixo, será possível adicionar mais três eixos no anemômetro atual, resultando assim em um equipamento tridimensional.

De fato foi observado que a incerteza da velocidade do vento obtida com os dados do sistema desenvolvido é bem maior do que se comparado com o erro percentual calculado com os dados do anemômetro de mão contra os obtidos com o sistema (ver tabela 2). Dessa forma,

é necessário um estudo mais aprofundado na técnica utilizada para o cálculo da incerteza para uma melhor compreensão dessa diferença.

Para diminuir o desvio padrão da média para as ondas de ultrassom amostradas, portanto diminuindo a incerteza calculada, um trabalho futuro deve considerar a blindagem dos fios que são utilizados para adquirir as ondas de ultrassom (os fios não estão blindados neste trabalho). Assim, é esperado que a taxa de deslocamento das ondas, observado na tabela 1, diminua.

Outra melhoria que pode resultar em uma diminuição do desvio padrão seria a implementação a correlação cruzada no NIOS utilizando variáveis do tipo ponto flutuante. Isso porque, o pico da função correlação cruzada seria único ao invés de vários quando variáveis do tipo inteiro são utilizadas, abordagem utilizada no presente trabalho. Isso implica em uma mudança no projeto do sistema baseado no NIOS, realizado através da ferramenta QSYS.

Como mencionado neste trabalho, a taxa de amostragem de  $80MHz$  é mais do que o necessário para medida da velocidade do vento com ultrassom. Portanto, o chip AD atual pode ser modificado para um com menor taxa de amostragem. No entanto, uma análise de qual seria essa taxa precisa ser feita. Além disso, o sinal amostrado precisa ser de pelo menos um ciclo do seno. Com essas alterações, é possível obter os vetores com sinal amostrado menores reduzindo o tempo de cálculo da correlação cruzada e aumentando, assim, a taxa de atualização da velocidade do vento medida.

Outro trabalho futuro consiste no desenvolvimento de uma aplicação em Windows ou Android. Essa aplicação poderia interagir com o sistema desenvolvido mostrando a velocidade do vento sendo medida. Assim o sistema desenvolvido seria mais amigável para o usuário leigo. Além disso, é interessante o desenvolvimento de um protocolo de comunicação no padrão RS – 485, facilitando a integração do protótipo em micro-estações climáticas. Com essas ações, acredita-se que se aumentam as possibilidades do protótipo atual se tornar um produto comercial.

## REFERÊNCIAS

- ACOSTA, J. F.; MORAES, S. O. **Anemômetro Sônico**. Junho 2009. Disponível em: <<http://www.leb.esalq.usp.br/aulas/lce5702/lce5702.html>>.
- ALMEIDA, W. R. M. **Aneômetro Baseado no Método de Tempo de Trânsito: Estudo comparativo de arquiteturas, avaliação de incertezas e implementação**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Maranhão, 2004.
- ALTERA. **SCFIFO and DCFIFO Megafunctions**. May 2013.
- ANALOG DEVICES. **8-Bit, 50 MSPS/80 MSPS/100 MSPS 3 V A/D Converter (AD9283)**.
- ASSEF, A. A. **Sistema de Aquisição e Processamento de Sinais de Ultra-som para Caracterização de Meios Biológicos e Não Biológicos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal Tecnológica do Paraná, 2006.
- AZEVEDO, F. R. de; FREIRE, F. das C. O. **Tecnologia de Aplicação de Defensivos Agrícolas**. [S.l.], 2006.
- BARATTO, A. C. et al. **Avaliação de dados de Medição - Guia para a expressão da incerteza de medição**. [S.l.], 2008. Disponível em: <[http://www.inmetro.gov.br/inovacao/publicacoes/gum\\_final.pdf](http://www.inmetro.gov.br/inovacao/publicacoes/gum_final.pdf)>.
- BECK, M. S. Correlation in instruments: cross correlation flowmeters. **Journal of Physics**, v. 14, p. 7–18, 1981.
- BRASSIER, P.; HOSTEN, B.; VULOVIC, F. High-frequency transducers and correlation method to enhance ultrasonic gas flow metering. **Flow Measurement and Instrumentation**, v. 12, p. 201–211, 2001.
- CAO, Y.; XIE, Z.; HOU, C. Flow rate measurement system using thermal air flow sensor. In: **The Ninth International Conference on Electronic Measurement & Instruments**. [S.l.: s.n.], 2009.
- COSTA, M. S. M. **Controle de Veículos Aéreos Quadrirrotores. Uso de Filtros de Kalman para Minimização de Erros na Unidade de Medida Inercial**. Dissertação (Mestrado) — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2014.
- DEBEVEC, P. T. **The Excel FFT Function v1.2**. [S.l.], 2008. Disponível em: <<http://www.physics.oregonstate.edu/grahamat/COURSES/ph421/lec/ExcelFFT.pdf>>.
- DU, J. et al. The design of ultrasonic distance measurement system based of sopc. In: . [S.l.: s.n.], 2011. p. 166–168.
- FERNANDES, C. W.; BELLAR, M. D.; WERNECK, M. M. Cross-correlation-based optical flowmeter. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 59, p. 840–846, 2010.

GALLAS, M. R. **Incerteza de Medição**. [S.l.], 1998.

GEOGRAPHIC, N. **Anemometer**. 2014. Disponível em: <[http://education.nationalgeographic.com/education/encyclopedia/anemometer/?ar\\_a=1j](http://education.nationalgeographic.com/education/encyclopedia/anemometer/?ar_a=1j)>.

HEDRICK, W. R.; HYKES, D. L.; STARCHMAN, D. E. **Ultrasound Physics and Instrumentation**. [S.l.]: Mosby, 1995.

HIRATA, S.; KUROSWA, M. K. Ultrasonic distance and velocity measurement using a pair of lpm signals for cross-correlation method: Improvement of doppler-shift compensation and examination of doppler velocity estimation. **Ultrasonics**, p. 873–879, 2012.

KLINGENBERG, L. **Frequency Domain Using Excel**. [S.l.], 2005.

KOBITONE. **Kobitone Ultrasonic Transducers 255-400SR12P-ROX**.

KUMATANI, K. et al. Channel selection based on multichannel cross-correlation coefficients for distant speech recognition. **Joint Workshop on Hands-free Speech Communication and Microphone Arrays**, 2011.

LAI, X.; TORP, H. Interpolation methods for time-delay estimation using cross-correlation method for blood velocity measurement. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, v. 46, p. 277–289, 1999.

LIMA, F. K. de. **Desenvolvimento de um Simulador Virtual de Vazamento para Testar Correlacionadores Acústicos Comerciais**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual Paulista, 2014.

LIN, Y.; HANS, V. Self-monitoring ultrasonic gas flow meter based on vortex and correlation method. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 56, p. 2420–2424, 2007.

LUCAS, M. **Sensor Virtual Inteligente Para Estimação de Composições em Colunas de Destilação**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2012.

MINGWEI, L.; GUOSHENG, L.; YANGUO, H. Research on improving the accuracy of the ultrasonic flow-meter with time difference method. In: . [S.l.: s.n.], 2010. p. 1704–1707.

NUNES, A. O. et al. Developing and instrument for assessment of academic management in engineering courses. **IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS**, v. 13, p. 264–271, 2015.

OMEGA. **User's Guide Hot Wire Anemometer**. USA, 2014.

OPPENHEIM, A. V.; WILLSKY, A. S.; NAWAB, S. H. **Signal and Systems**. [S.l.]: Prentice Hall, 1997.

ORFANIDIS, S. J. **Optimum Signal Processing**. [S.l.]: Rutgers University, 2007.

PEREIRA, R. V. **Sensores e Transdutores Para um Sistema Automático de Aquisição de Dados Agrometeorológicos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 2008.

RUSER, H.; MÁGORI, V.; TRANKLER, H.-R. Correlated microwave-ultrasonic multi-sensor for reliable measurements of velocity and range. **IEEE Instrumentation & Measurement Magazine**, p. 25–30, 2002.

SCHAFFER, R. W.; BUCK, J. R.; OPPENHEIM, A. V. **Discrete-Time Signal Processing**. [S.l.]: Prentice Hall, 1998.

SCIENTIFIC, C. **Precision Measurements CSAT3**. 2014.

SHEWHART, W. A. Correction of data for error of averages obtained from small samples. **Bell System Technical Journal**, p. 308–319.

SILVA, T. P. da. Desenvolvimento de hardware e software para excitação de sensores de ultrassom aplicados a um anemômetro tridimensional. Trabalho de Conclusão de Curso. 12 2009.

TERASIC. **DE0-Nano User Manual**. 2012.

VASEGHI, S. **Digital Filters**. [S.l.], 2006. Disponível em: <[http://dea.brunel.ac.uk/cmstp/Home\\_saeedyaseghi/Chapter05 – DigitalFilters.pdf](http://dea.brunel.ac.uk/cmstp/Home_saeedyaseghi/Chapter05 – DigitalFilters.pdf)>.

VOLPATI, D. **Filmes Nanoestruturados Aplicados ao Sistema de Língua Eletrônica: Um Estudo de Interfaces**. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual Paulista, 2012.

VUOLO, J. H. **Fundamentos da Teoria de Erros**. [S.l.]: Edgard Blucher Ltda, 1996.

WALKER, J.; HALLIDAY, D.; RESNICK, R. **Fundamentals of Physics**. [S.l.]: Willey, 2014.

WENLIANG, N. et al. Measurement instrument design based on different multi-processors. p. 978–981, 2009.

WHITE, S. C.; BEAULIEU, N. C. On the application of the cramer-rao and detection theory bounds to mean square error of symbol timing recovery. **IEE Trans. Comm.**, v. 40, p. 1635–1643, 1992.

XIE, S. et al. Positioning error prediction theory for dual mach-zehnder interferometric vibration sensor. **Journal of Lightwave Technology**, v. 29, p. 362–368, 2011.

YANG, W. Q.; BECK, M. S. An intelligent cross correlator for pipeline. **Flow Measurement and Instrumentation**, v. 8, p. 77–84, 1997.

YIDING, L.; BAOQIANG, W.; YANJIE, W. Time-difference ultrasonic wind detection methods based on cross-correlation theory. In: **The Eighth International Conference on Electronic Measurement and Instruments**. [S.l.: s.n.], 2007.

YUTAO, W.; DAYANG, W.; GANG, Y. A new method for particle velocity measurement based on fast algorithm for cross-correlation and filter interpolation. In: . [S.l.: s.n.], 2013. p. 2784–2787.

ZHANG, W.; WANG, C.; WANG, Y. Parameter selection in cross-correlation-based velocimetry using circular electrostatic sensors. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 59, p. 1268–1275, 2010.

## APÊNDICE A - CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO

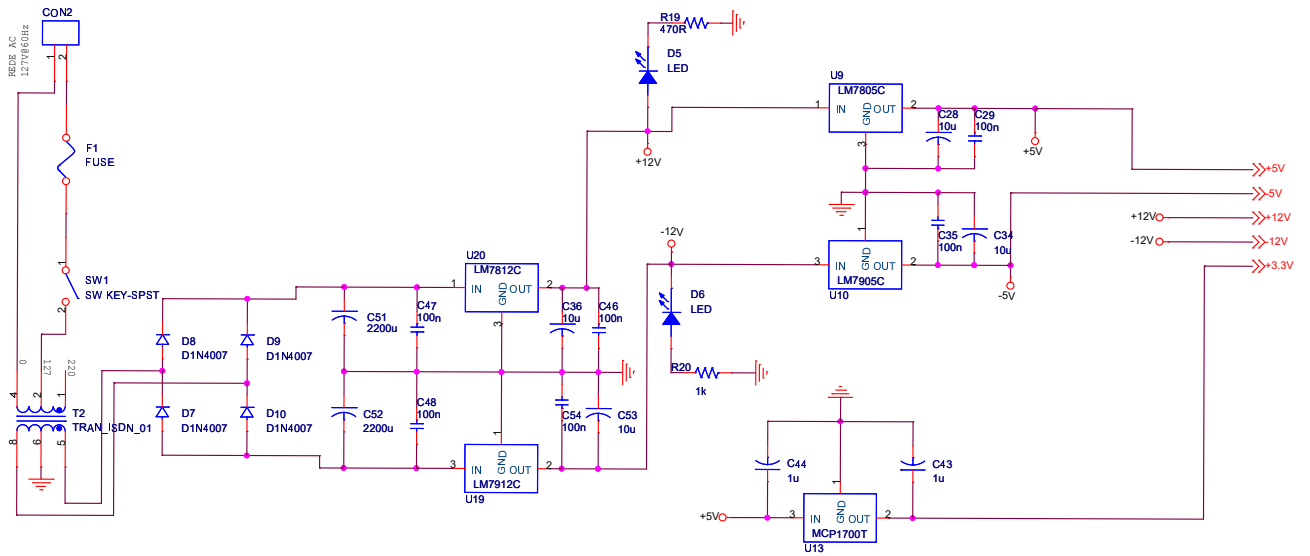


Figura 46: Esquema elétrico do circuito de alimentação.

Fonte: Do Autor.

## APÊNDICE B – CIRCUITO DE EXCITAÇÃO

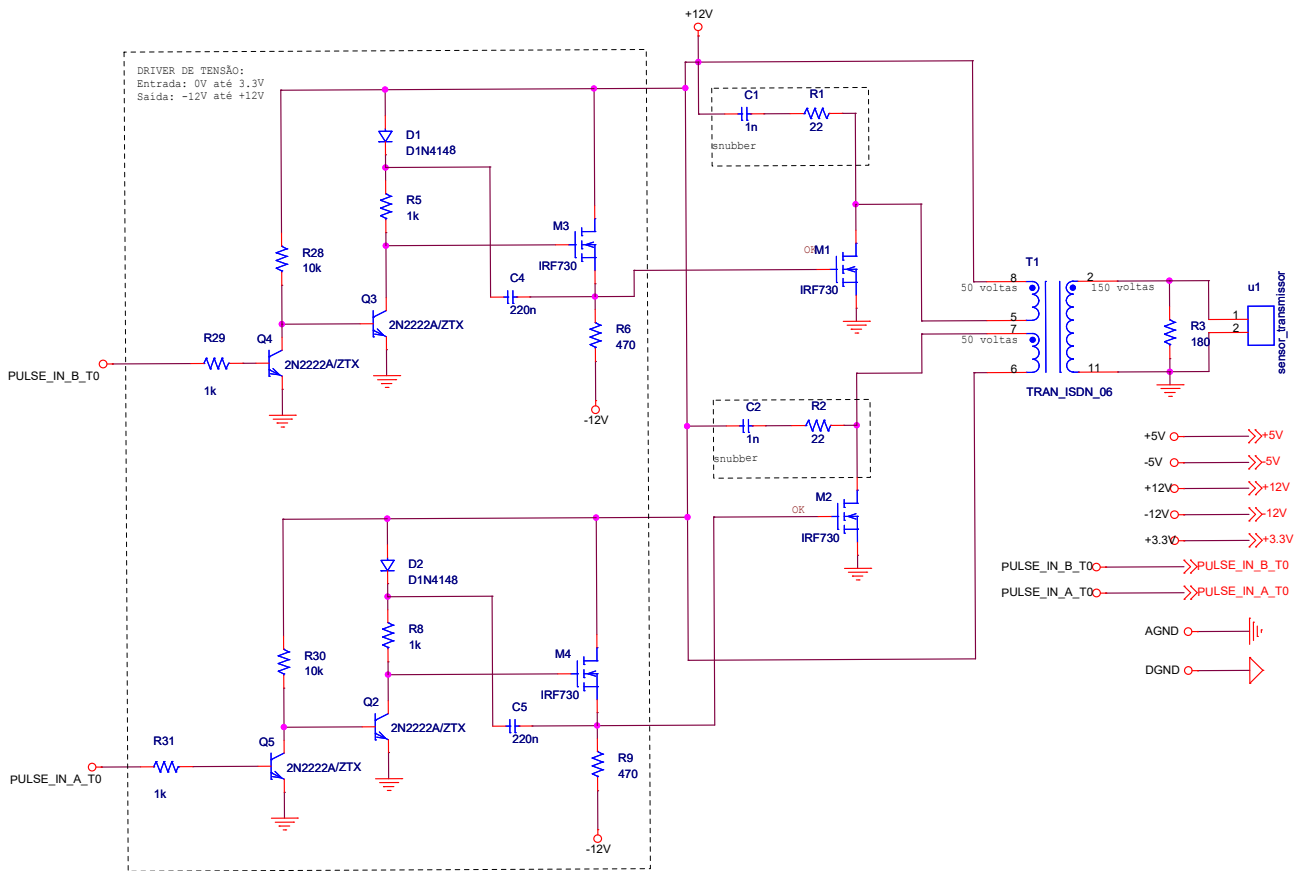


Figura 47: Esquema elétrico do circuito de excitação.

Fonte: Do Autor.

APÊNDICE C – CIRCUITO DE INTERFACE COM O COMPUTADOR

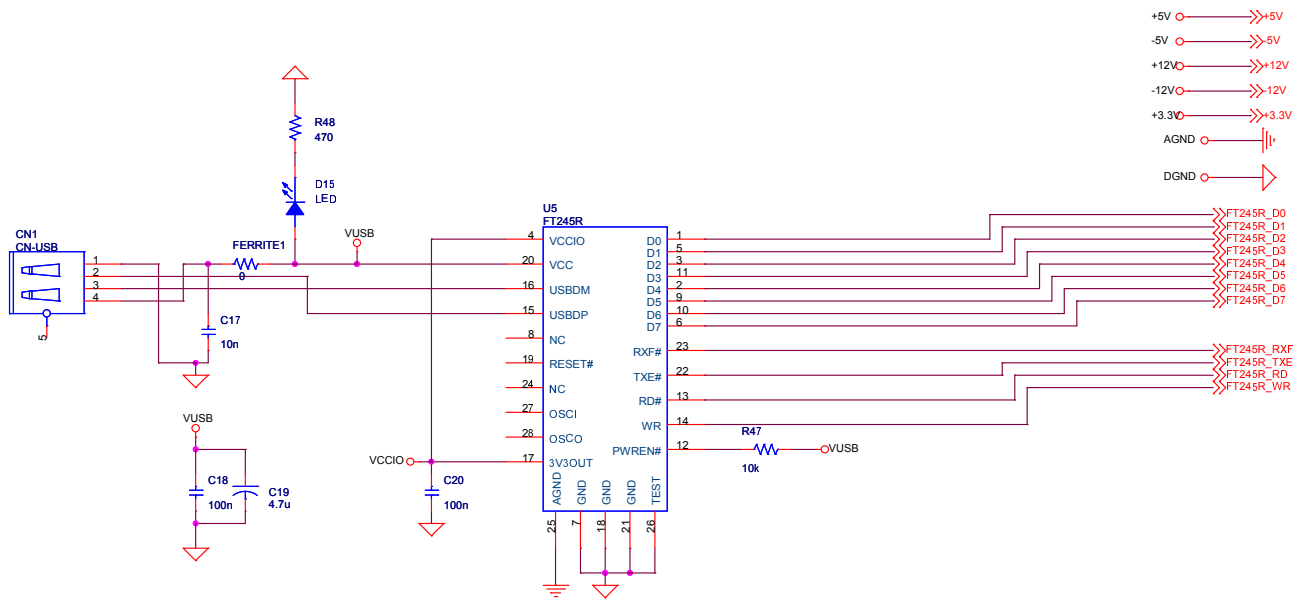
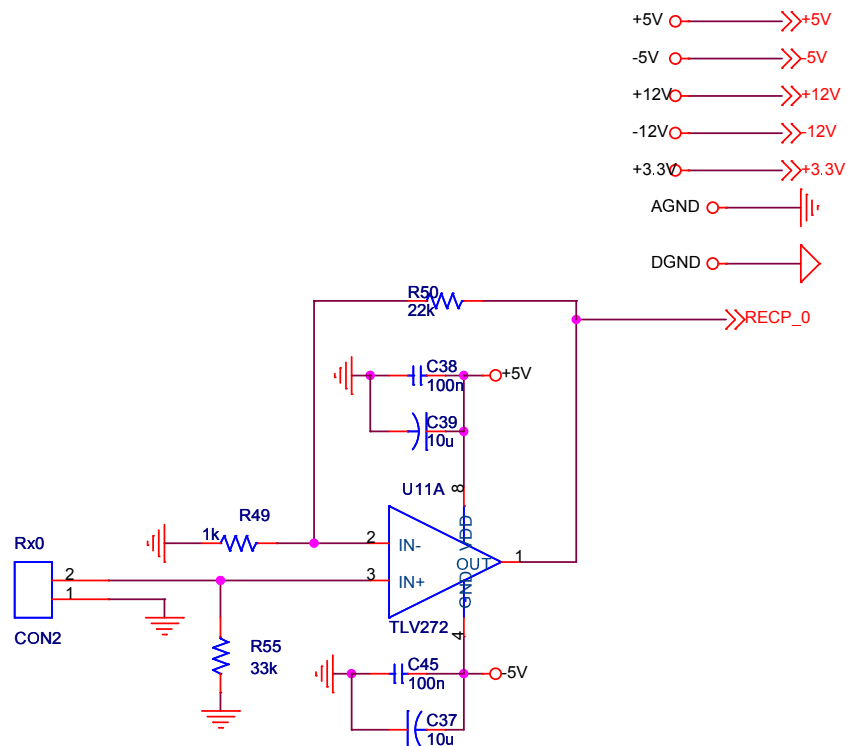


Figura 48: Esquema elétrico do circuito de interface com o computador.

Fonte: Do Autor.



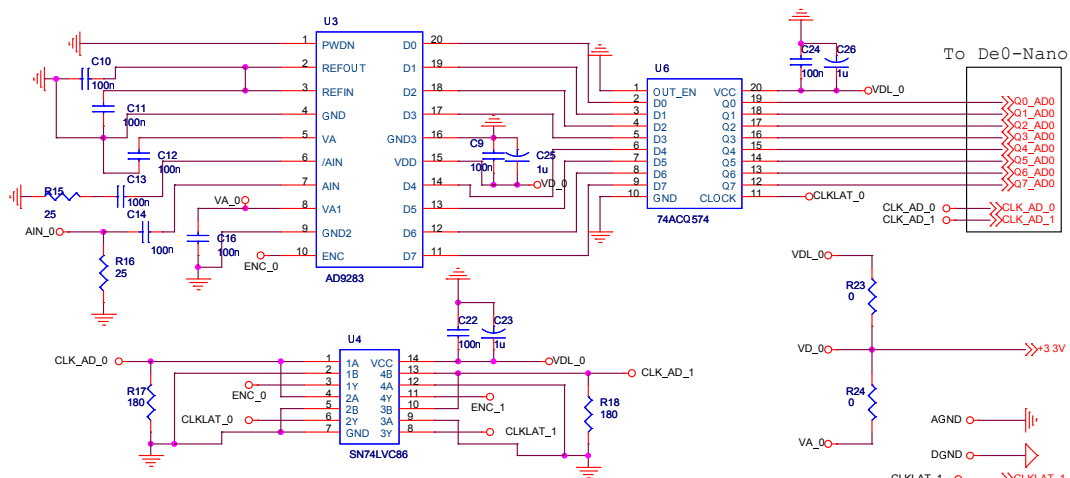
## APÊNDICE D – CIRCUITO DE RECEPÇÃO



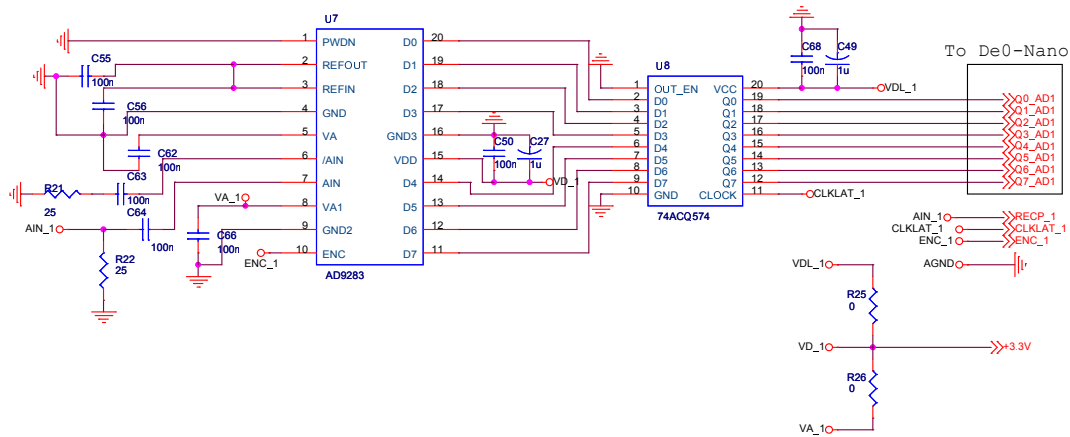
**Figura 49:** Esquema elétrico do circuito de recepção. Os capacitores C38, C45, C39 e C37 possuem a função de eliminar ruídos e estabilizar a tensão para o amplificador operacional. O Resistor R55 controla a impedância de entrada do circuito de recepção.

Fonte: Do Autor.

## APÊNDICE E – CIRCUITO DE AMOSTRAGEM DE SINAIS



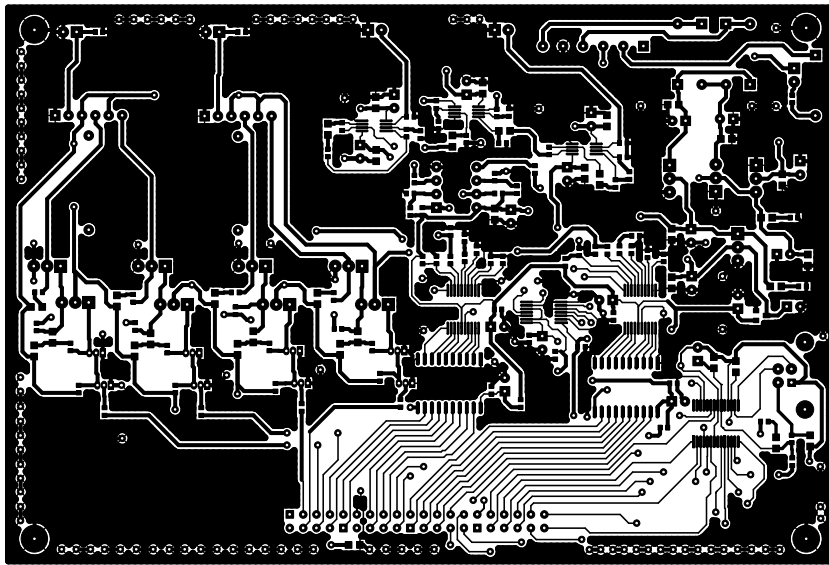
(a) Circuito conversor analógico digital para o sensor ultrassônico zero.



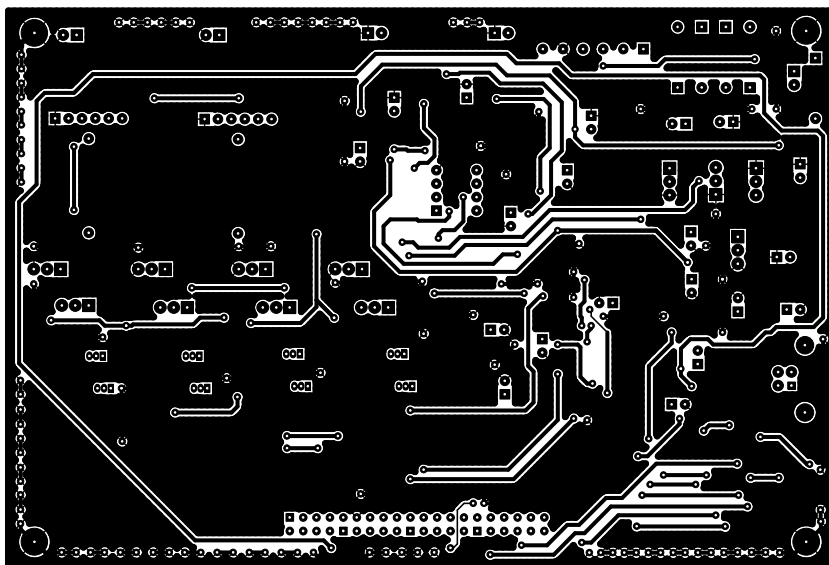
(b) Circuito conversor analógico digital para o sensor ultrassônico um.

**Figura 50: Esquema elétrico circuitos conversores analógicos para digital.**

**Fonte: Do Autor.**

**APÊNDICE F – LAYOUT FINAL DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO**

(a) Versão *top* da placa de circuito impresso.



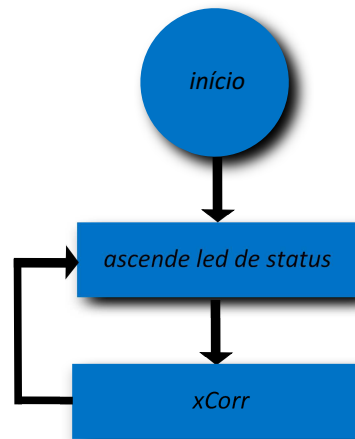
(b) Versão *bottom* da placa de circuito impresso.

**Figura 51: Placa de circuito impresso para o sistema desenvolvido.**

**Fonte: Do Autor.**

## APÊNDICE G – DETALHAMENTO DO CÓDIGO C DESENVOLVIDO PARA O NIOS

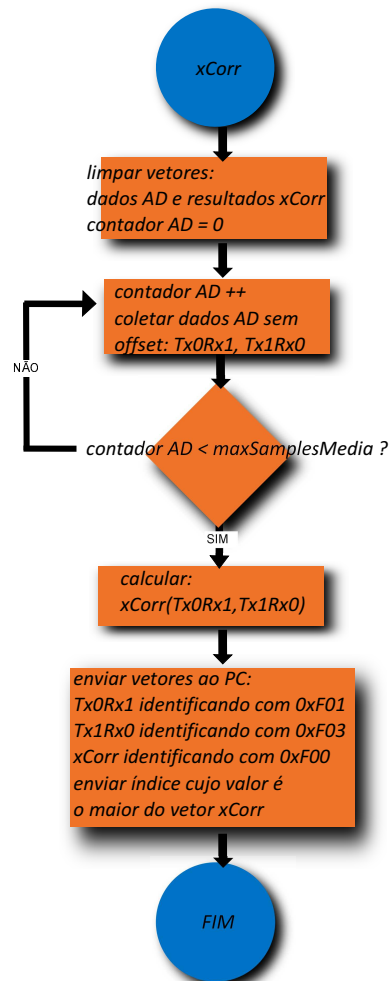
A rotina da figura abaixo mostra um *loop* infinito que acende um LED a cada iteração bem como executa a rotina *xCorr*. As seções seguintes mostrarão em detalhes os subsistemas que formam esta rotina.



**Figura 52: Diagrama de blocos macro do sistema (código C) desenvolvido.**

**Fonte: Do Autor.**

As sub-rotinas *preparar excitação*, *excitar sensores de ultrassom* e *coletar dados AD* são realizadas conforme sinais dispostos no barramento de controle (destacado em preto na figura 21 enviados pelo NIOS). A lista de comandos é definida conforme o quadro 9.



**Figura 53: Diagrama de blocos macro da rotina xCorr que executa sub-rotinas de obtenção, cálculo e envio dos dados ao PC.**

**Fonte: Do Autor.**

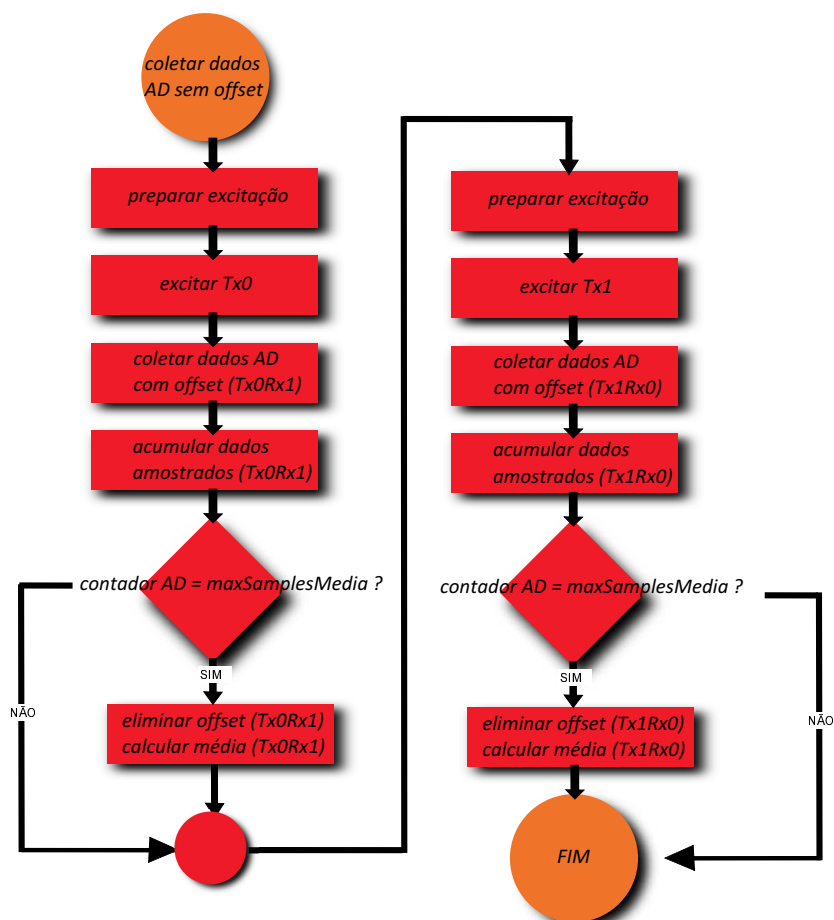


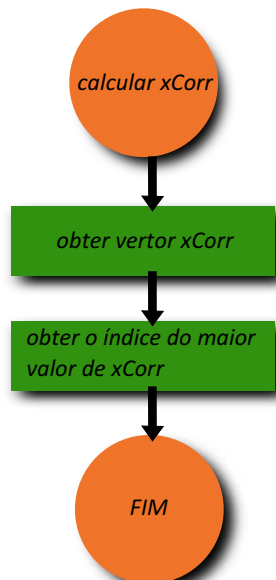
Figura 54: Diagrama de blocos da sub-rotina que executa a excitação dos sensores de ultrassom e obtenção de dados dos ADs.

Fonte: Do Autor.

**Quadro 9: Descrição dos comandos no barramento de controle que definem a operação dos blocos VHDL desenvolvidos.**

Código do Comando	Nome do Comando	Excitar Sensor 0	Habilitar AD 0	Habilitar FT245	Habilitar AD 1	Excitar Sensor 1	Restante Bits
0x5000	prepara excitação	-	-	-	-	-	<i>don't care</i>
0xD000	excita T0_0 <sup>1</sup>	X	-	-	-	-	<i>don't care</i>
0x8000	excita T0_1	X	X	-	X	-	<i>don't care</i>
0x5800	excita T1_0	-	-	-	-	X	<i>don't care</i>
0x0800	excita T1_1	-	X	-	X	X	<i>don't care</i>
0x7000	envia dados	-	-	X	-	-	<i>don't care</i>

Fonte: Do Autor.



**Figura 55: Diagrama de blocos da sub-rotina que executa a correlação cruzada.**

Fonte: Do Autor.

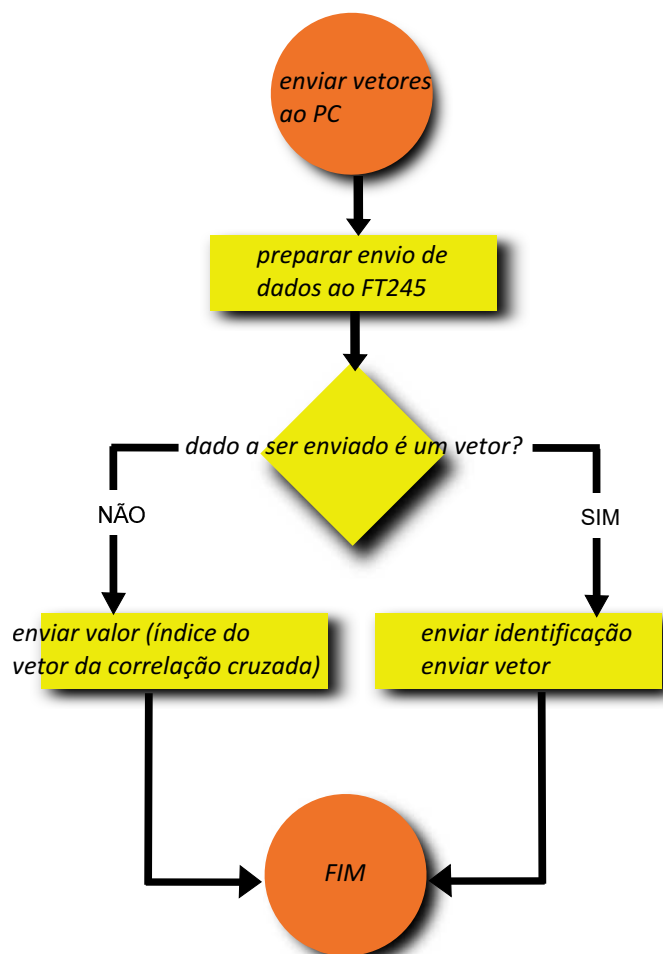


Figura 56: Diagrama de blocos da sub-rotina que envia dados processados pelo NIOS ao PC.

Fonte: Do Autor.



## APÊNDICE H – CONCEITOS BÁSICOS DE PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

Neste apêndice serão descritos alguns princípios básicos de processamento digital de sinais que são importantes para o desenvolvimento do presente trabalho.

### H.1 ESTUDO SOBRE TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA E CONTÍNUA

A transformada de Fourier pode ser analisada de uma forma simples conforme o quadro 10 (OPPENHEIM et al., 1997).

**Quadro 10: Transformada de Fourier Discreta e Contínua.**

Tipo de Equação	Transformada Discreta	Transformada Contínua
Síntese	$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} X(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega$	$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$
Análise	$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] e^{-j\omega n}$	$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$

Fonte: (OPPENHEIM et al., 1997)

É importante notar que há uma diferença na equação de síntese das transformadas de Fourier contínua e discreta. Isto é, no caso contínuo a integral é avaliada de  $-\infty$  até  $\infty$  porém, no caso discreto, a soma é avaliada no período de  $2\pi$ . Este conceito é decorrente da amostragem de sinais contínuos para obter as suas versões discretas <sup>1</sup> conforme equações 78 e 80 que são explicadas na seção H.2.

Plataformas como Microsoft Excel ou Matlab podem calcular a transformada de Fourier conforme a equação de análise demonstrada na tabela 10. Seja uma função  $h(t)$  então, a sua versão discreta pode ser descrita como  $h[k = t \times T_s]$ . Sendo a versão discreta com  $N$  amostras onde  $k = 1, 2, 3 \dots N - 1$ , então os coeficientes de Fourier da transformada de  $h[k]$  podem ser descritos como (DEBEVEC, 2008):

$$H(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] e^{-j\Omega k} \quad (74)$$

<sup>1</sup>Apesar do mundo em que vivemos ser contínuo, as máquinas trabalham somente com sinais discretos.

onde  $\Omega$  é a frequência de amostragem em radianos e  $T_s$  o período de amostragem. Estes parâmetros serão descritos com detalhes na seção H.2.

No MS Excel, a função  $H(n)$  da equação 74 pode ser calculada através do comando (dentro do ambiente de programação VBA <sup>2</sup>):

```
Application.Run "ATPVBAEN.XLAM!Fourier", ActiveSheet.Range
("$Col1$Lin1:$Col1$Lin 2^n -1"), ActiveSheet.Range
("$Col2$Lin1:$Col2$LinLin 2^n -1"), False, False
```

onde  $n$  pode ser no máximo 12,  $Col$  representa a coluna da planilha e  $Lin$  a linha. Além disso, a planilha precisa estar no formato .xlsm (macro habilitada) e com o pacote atpvbaen.xls ativo (DEBEVEC, 2008).

O resultado dos coeficientes obtidos da equação 74 são complexos apresentando a seguinte forma  $x = a + jb$ . Logo, a magnitude e fase de  $H(n)$  podem ser descritas como:

$$|H(n)| = \sqrt{(\Re H(n))^2 + (\Im H(n))^2}$$

$$\angle H(n) = \tan^{-1} \frac{\Im H(n)}{\Re H(n)} \quad (75)$$

onde  $\Re H(n)$  é a parte real de  $H(n)$  e  $\Im H(n)$  a parte imaginária.

Para concluir a análise de Fourier do sinal  $H(n)$ , conforme equação 75, é preciso relacionar  $n$  com a frequência correspondente. De acordo com Klingenberg (2005), essa relação é descrita da seguinte maneira:

$$f(n) = \frac{n}{T_s \times N} \quad (76)$$

Dessa forma, com as equações 75 e 76, é possível fazer a análise de Fourier de um sinal discreto.

## H.2 ESTUDO SOBRE AMOSTRAGEM

O princípio básico para o processamento digital de sinais passa primeiramente pela amostragem. Um sinal discreto nada mais é do que a versão amostrada a cada período de tempo  $T_s$  de sua versão contínua. Em termos de equação, é possível descrever (SCHAFER et al., 1998):

---

<sup>2</sup>Visual Basic for Applications.

$$x_s[n] = x_c[nT_s] \quad (77)$$

onde  $x_s[n]$  é um sinal discreto amostrado a cada período  $T_s$  de sua versão contínua  $x_c[t]$ . Um dispositivo muito comum, que é utilizado para fazer tal operação, são os conversores Analógicos para Digital (ADs).

Aplicando a transformada de Fourier na equação 77, então é possível observar uma periodicidade na transformada de Fourier de  $x[n]$  por causa da amostragem. Logo (SCHAFER et al., 1998),

$$X(e^{j\Omega T_s}) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c(j(\Omega - k\Omega_s)) \quad (78)$$

Além disso, é possível descrever a frequência de amostragem em radianos ( $\Omega_s$ ) em função de  $T_s$  da seguinte maneira:

$$\Omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (79)$$

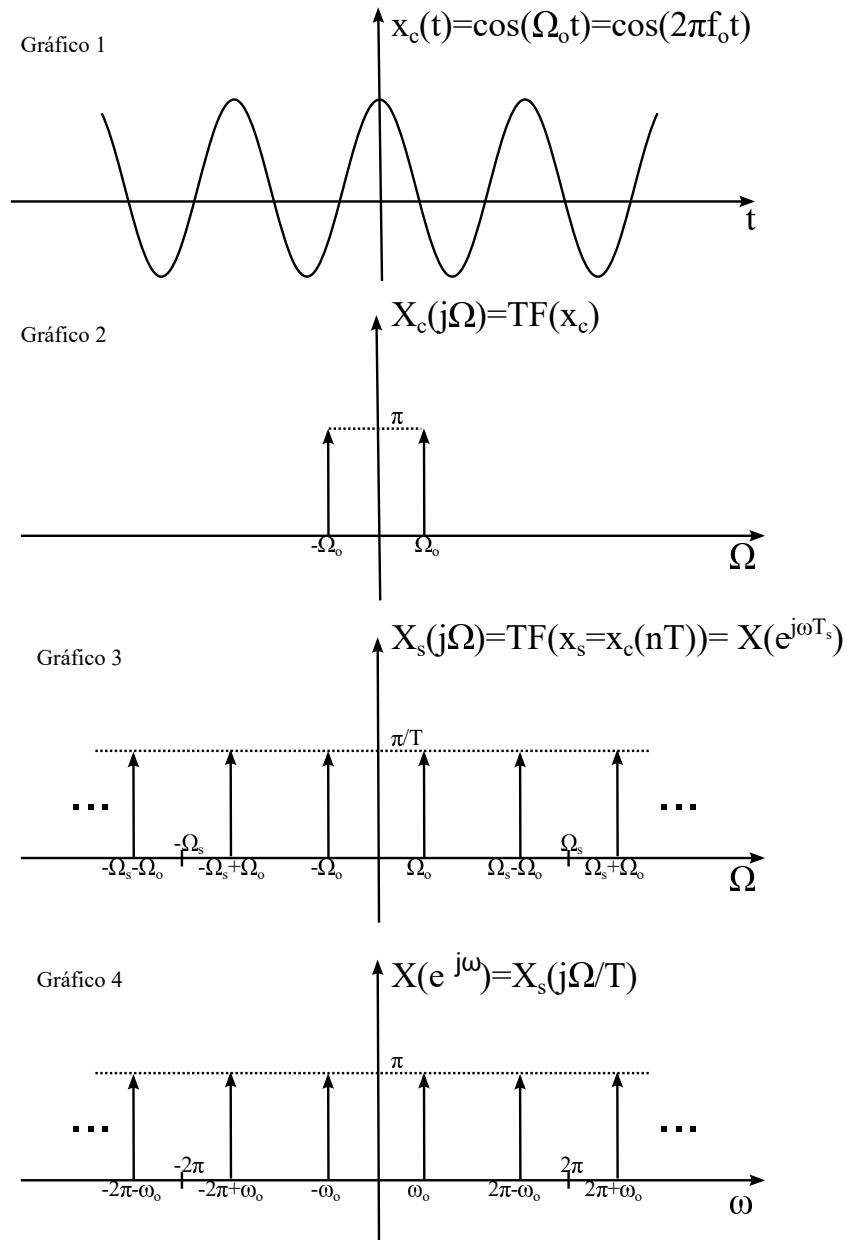
Dessa forma, com base na equação 79, defini-se a frequência de amostragem normalizada, ou seja, sem o fator de escala  $T_s$  como  $\omega = 2\pi$ . Logo, tem-se que a transformada de Fourier descrita na equação 78 pode ser reescrita conforme a equação 80. A figura 57 mostra visualmente a relação entre o efeito da amostragem com a transformada de Fourier para um coseno.

$$X(e^{j\omega}) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c(j(\frac{\omega}{T_s} - \frac{2\pi k}{T_s})) \quad (80)$$

É possível observar, através da figura 57, que a frequência de amostragem ( $\Omega_s$ ) deve ser obrigatoriamente maior que a frequência do sinal ( $\Omega_0$ ) a ser amostrado para que não ocorra *aliasing*<sup>3</sup> e o sinal não podendo ser recuperado por um filtro passa baixa. Mais especificamente, prova-se que  $\Omega_s \geq 2 \times \Omega_0$ <sup>4</sup>.

<sup>3</sup>Fenômeno onde é observada a sobreposição da magnitude das versões replicadas devido à amostragem no domínio da frequência.

<sup>4</sup>Teorema de Nyquist neste trabalho aplicado ao coseno/seno (SCHAFER et al., 1998).



**Figura 57: Ilustração do efeito da amostragem na transformada de Fourier de um sinal contínuo. Gráfico 1 mostra um cosseno de frequência  $f_0$ . Gráfico 2 mostra a TF de  $x_c(t)$ . Gráfico 3 mostra a TF do sinal amostrado. Gráfico 4 mostra a TF do sinal amostrado com base na frequência normalizada.**

**Fonte: Do Autor.**

### H.3 A SOMA DE CONVOLUÇÃO

Para desenvolver a teoria da soma de convolução define-se o pulso unitário ( $\delta[n]$ ) e o degrau unitário ( $u[n]$ ) como (SCHAFER et al., 1998):

$$\delta[n] = \begin{cases} 0, & n \neq 0 \\ 1, & n = 0 \end{cases} \quad (81)$$

$$u[n] = \begin{cases} 0 & n < 0 \\ 1 & n \geq 0 \end{cases} \quad (82)$$

Com o resultado das equações 81 e 82, é possível reescrever o pulso unitário (equação 81) como:

$$u[n] = \sum_{k=0}^{\infty} \delta[n-k] \quad (83)$$

Um sistema é dito *invariante no tempo* se um deslocamento temporal no sinal de entrada produz um deslocamento idêntico no sinal de saída. Em outras palavras, seja  $x[n]$  o sinal de entrada e  $y[n]$  o sinal de saída, então se  $x[n - n_0]$  produzir  $y[n - n_0]$  diz-se que o sistema é *invariante no tempo*. Um exemplo de sistema com essa característica é a função seno:  $y[n] = \sin[n]$ . Já para um sistema ser linear, é necessário que o mesmo atenda dois princípios básicos (considerando que  $x[n]$  seja o sinal de entrada e que  $y[n]$  seja o sinal de saída):

- $x_1[n] + x_2[n]$  deve produzir  $y_1[n] + y_2[n]$  (propriedade aditiva);
- $ax[n]$  deve produzir  $ay[n]$ , sendo  $a$  um número complexo (propriedade de fator de escala).

Combinando esses dois conceitos, tem-se que um sistema é linear se  $ax_1[n] + bx_2[n] \rightarrow ay_1[n] + by_2[n]$ , com  $a$  e  $b$  sendo números complexos. Uma consequência de um sistema ser linear e invariante no tempo é a propriedade de superposição. Dessa forma, é possível escrever um sinal discreto arbitrário como um conjunto de subsinais. Considerando o impulso  $\delta[n]$ , temos:

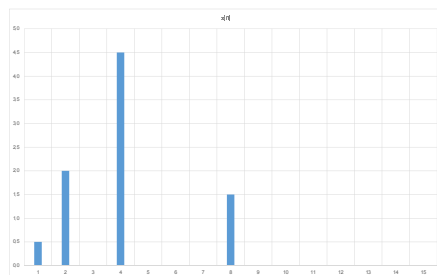
$$x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \delta[n-k] \quad (84)$$

Portanto, considerando dois sistemas  $x[n]$  e  $y[n]$  que possam ser escritos conforme a equação 84, a resposta de  $x[n]$  devido à  $y[n]$  é dada por:

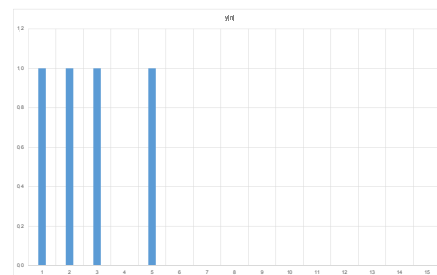
$$R_{xy}[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]y[n-k] \quad (85)$$

que nada mais é do que a soma de convolução. Essa soma também pode ser escrita como  $R_{xy}[n] = x[n] * y[n]$  onde  $*$  é o operador convolução.

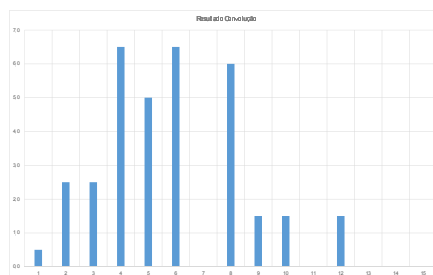
A equação 85 é importante para os sistemas/sinais lineares e invariantes no tempo pois a partir de um sinal arbitrário aplicado a um sistema conhecido, é possível prever/explicar a saída observada. Por exemplo, considerando um sistema que tenha a seguinte resposta ao impulso<sup>5</sup>  $y[n] = \delta[n-1] + \delta[n-2] + \delta[n-3] + \delta[n-5]$ . Para um sinal de entrada  $x[n] = 0,5\delta[n-1] + 2\delta[n-2] + 4,5\delta[n-4] + 1,5\delta[n-8]$ , teremos que a convolução de  $y[n]$  com  $x[n]$  ( $R_{xy}[n]$ ) será:  $R_{xy}[n] = 0,5\delta[n-1] + 2,5\delta[n-2] + 2,5\delta[n-3] + 6,5\delta[n-4] + 5\delta[n-5] + 6,5\delta[n-6] + 6\delta[n-8] + 1,5\delta[n-9] + 1,5\delta[n-10] + 1,5\delta[n-12]$ . O resultado pode ser observado conforme a figura 58.



(a) Sinal de entrada.



(b) Representação da resposta ao impulso de um sistema arbitrário.



(c) Soma de convolução resultante.

**Figura 58: Exemplo de Convolução.****Fonte: Do Autor.**

<sup>5</sup>A resposta ao impulso é dada pela soma dos elementos do sinal de um sistema discreto multiplicados pela função impulso defasados temporalmente. Mais especificamente, seja  $R_z[n]$  a resposta ao impulso para o sinal  $z[n]$ , então:  $R_z = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]h_k[n]$ .

#### H.4 DETERMINAÇÃO DO ENVELOPE DE UM SINAL ATRAVÉS DA TRANSFORMADA DE HILBERT

Uma série de dados pode ser expressa como uma soma de uma sequência par e ímpar. Assim, seja  $x[n]$  uma série de dados discreta, então:

$$\begin{aligned} x[n] &= x_e[n] + x_o[n] \\ x_e[n] &= \frac{1}{2} \{x[n] + x[-n]\} \\ x_o[n] &= \frac{1}{2} \{x[n] - x[-n]\} \end{aligned} \quad (86)$$

onde  $x_e[n]$  e  $x_o[n]$  são as versões pares e ímpares da sequência  $x[n]$  respectivamente.

No caso da sequência da equação 86, a transformada de Fourier (*TF*) de  $x_e[n]$  corresponde à  $X_r(e^{j\omega})$  e  $x_o[n]$  a  $X_i(e^{j\omega})$  que nada mais são do que as componentes reais e imaginárias da *TF* de  $x[n]$  (SCHAFER et al., 1998).

Fazendo com que a *TF* de  $x[n]$  seja  $X(e^{j\omega}) = 0$  para  $-\pi \leq \omega < 0$ <sup>6</sup>, então  $x[n]$  deve possuir a propriedade do conjugado simétrico, ou seja,  $X(e^{j\omega}) = X^*(e^{-j\omega})$ . Portanto,  $x[n]$  pode ser escrito da seguinte forma (SCHAFER et al., 1998):

$$x[n] = x_r[n] + jx_i[n] \quad (87)$$

onde  $x_r[n]$  é a parte real do sinal,  $x_i[n]$  é a parte imaginária e  $j$  é a variável que denota a variável imaginária.

O sinal representado pela equação 87 é chamado analítico. Aplicando a *TF* neste sinal tem-se:

$$X(e^{j\omega}) = X_r(e^{j\omega}) + jX_i(e^{j\omega}) \quad (88)$$

Tendo como base a equação 86, é possível reescrever a equação 88 da seguinte forma:

$$\begin{aligned} X_r(e^{j\omega}) &= \frac{1}{2} [X(e^{j\omega}) + X^*(e^{-j\omega})] \\ jX_i(e^{j\omega}) &= \frac{1}{2} [X(e^{j\omega}) - X^*(e^{-j\omega})] \end{aligned} \quad (89)$$

---

<sup>6</sup>A restrição é feita apenas para  $\omega$  entre  $-\pi$  e 0 devido ao fato da transformada de Fourier dos sinais discretos ser periódica. Isso porque, a função que representa um sinal discreto amostrado é o trem de pulsos:  $x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) \xrightarrow{\text{Fourier}} X(j\omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \frac{2\pi}{T}k)$  (OPPENHEIM et al., 1997).

Como  $X(e^{j\omega})$  deve ser zero para  $-\pi \leq \omega < 0$ , ou seja  $X^*(e^{-j\omega}) = 0$  para esse intervalo, então é possível recuperar  $X(e^{j\omega})$  a partir de sua componente real e imaginária (SCHAFER et al., 1998). Logo, a partir da equação 89 obtém-se:

$$X(e^{j\omega}) = \begin{cases} 2X_r(e^{j\omega}), & 0 \leq \omega < \pi \\ 0, & -\pi \leq \omega < 0 \end{cases} \quad (90)$$

$$X(e^{j\omega}) = \begin{cases} 2jX_i(e^{j\omega}), & 0 \leq \omega < \pi \\ 0, & -\pi \leq \omega < 0 \end{cases} \quad (91)$$

Comparando as equações 90 e 91 e sabendo da condição do conjugado simétrico, ou seja,  $X_r(e^{j\omega}) = X_r^*(e^{-j\omega})$  e  $jX_i(e^{j\omega}) = -jX_i^*(e^{-j\omega})$ , é possível relacionar  $X_r^*(e^{-j\omega})$  e  $X_i^*(e^{-j\omega})$  da seguinte forma:

$$X_i(e^{j\omega}) = \begin{cases} -jX_r(e^{j\omega}), & 0 \leq \omega < \pi \\ jX_r(e^{j\omega}), & \pi \leq \omega < 0 \end{cases} \quad (92)$$

Dessa forma, é possível escrever que a função de transferência ( $H(e^{j\omega})$ ) entre  $X_i(e^{j\omega})$  e  $X_r(e^{j\omega})$  da seguinte maneira:

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j, & 0 \leq \omega < \pi \\ j, & \pi \leq \omega < 0 \end{cases} \quad (93)$$

Assim, observa-se que o módulo de  $H(e^{j\omega})$  é unitário, ou seja, um filtro passa tudo. No entanto, a fase é deslocada de  $\pi/2$ . Ou seja,

$$\angle(H(e^{j\omega})) = \begin{cases} -\pi/2, & 0 \leq \omega < \pi \\ \pi/2, & \pi \leq \omega < 0 \end{cases} \quad (94)$$

Aplicando a transformada inversa de Fourier ( $TF^{-1}$ ) na equação 93 obtém-se a resposta ao impulso da função de transferência. Logo:

$$h[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (95)$$

Utilizando a relação trigonométrica  $1 - \cos x = 2 \sin^2 x/2$  para resolver a equação 95,



então a resposta ao impulso da função da transformada de Hilbert ( $TH$ ) pode ser escrita conforme a equação 96. O gráfico de  $h[n]$  pode ser observado conforme figura 59.

$$h[n] = \begin{cases} \frac{2 \sin^2(\pi n/2)}{\pi n}, & n \neq 0 \\ 0, & n = 0 \end{cases} \quad (96)$$



**Figura 59:** Gráfico da resposta ao impulso da função da transformada de Hilbert conforme equação 96.

**Fonte: Do Autor.**

Dessa forma, é possível obter um sinal analítico (equação 87) a partir de um sinal discreto. Seja  $x_r[n]$  um sinal real, então  $x_i[n]$  pode ser gerado da seguinte forma:

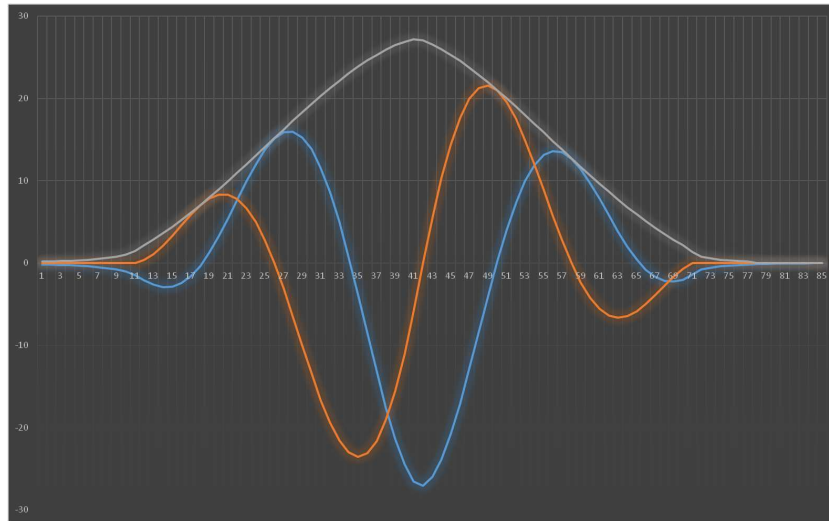
$$x_i[n] = x_r[n] * h[n] \quad (97)$$

onde  $*$  é o operador convolução e  $h[n]$  é a resposta ao impulso da função da  $TH$ . A operação da equação 97 é a  $TH$ . Em outras palavras,  $x_i[n]$  é o resultado da transformada de Hilbert aplicado ao sinal  $x_r[n]$ .

Assim, o envelope de um sinal real ( $E[n]$ ) é conseguido através da operação descrita na equação 98. A figura 60 descreve um exemplo do cálculo do envelope para um pulso de uma função seno.

$$E[n] = \sqrt{(x_r[n])^2 + (x_i[n])^2} \quad (98)$$

Dentro do padrão de recepção do pulso-eco de um TUS, modo diferença de tempo, o envelope de um sinal real pode ser utilizado para determinação do tempo de trânsito de uma



**Figura 60: Cálculo do envelope (equação 98) de uma função seno.**

**Fonte: Do Autor.**

onda de ultrassom. Nos trabalhos de Assef (2006), o cálculo do envelope foi utilizado para determinar o tempo de propagação de uma onda de ultrassom em meios biológicos.

## H.5 FILTROS DIGITAIS UTILIZANDO JANELAMENTO

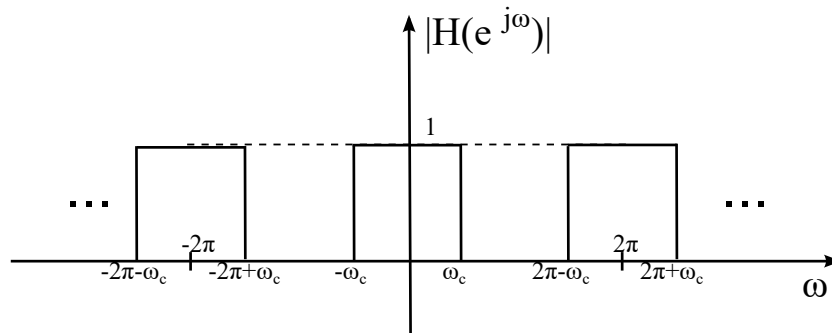
Na seção H.4 foi possível observar um método para obtenção de um sinal analítico cujo módulo é equivalente a um filtro passa tudo. Dessa forma, nesta seção, será feita a formalização de filtros digitais com resultados similares aos conseguidos com o cálculo do envelope de um sinal.

### H.5.1 FILTRO DIGITAL PASSA BAIXA

Um filtro digital passa baixa é um sistema que mantém a integridade de um sinal de entrada cuja frequência é menor que a de corte eliminando os sinais misturados com frequência acima da frequência de corte. Mais especificamente, a *TF* de um filtro passa baixa pode ser descrito como (VASEGHI, 2006):

$$H_{f_{pb}}(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & \omega_c < |\omega| < \pi \end{cases} \quad (99)$$

Aplicando a  $TF^{-1}$  no **FPB** definido pela equação 99 e figura 61, tem-se que a resposta ao impulso de um **FPB** é:



**Figura 61: Gráfico da TF de um FPB.**

**Fonte: Do Autor.**

$$h_{fpb}[n] = \begin{cases} \frac{\sin \omega_c n}{\pi n}, & n \neq 0 \\ \frac{\omega_c}{\pi}, & n = 0 \end{cases} \quad (100)$$

É possível observar que a equação 100 é do tipo *IIR* (*Infinity Impulse Response*). Dessa forma, é preciso "truncar" a resposta ao impulso  $h_{fpb}$  através de uma janela retangular ou outras janelas como por exemplo a de Hamming<sup>7</sup>, cuja equação é definida como (VASEGHI, 2006):

$$w_{Ham} = \begin{cases} \alpha - \frac{\cos(2\pi m)}{(M+1)}, & 0 \leq m \leq M \end{cases} \quad (101)$$

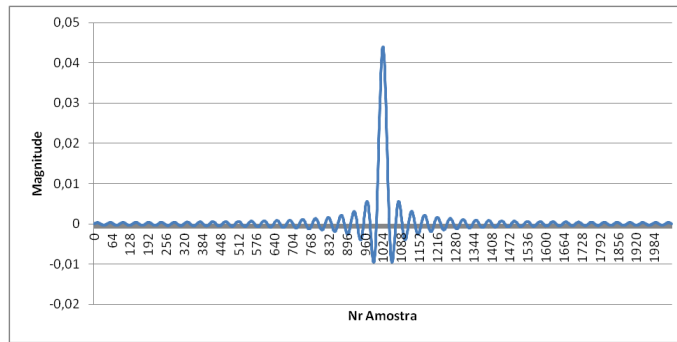
onde  $M$  é o número de amostras da janela que determina a ordem do filtro bem como torna a equação 100 do tipo *FIR* (*Finite Impulse Response*). Na figura 62 mostra-se um exemplo da aplicação de um **FPB**.

## H.5.2 FILTRO DIGITAL PASSA ALTA, PASSA FAIXA E REJEITA FAIXA

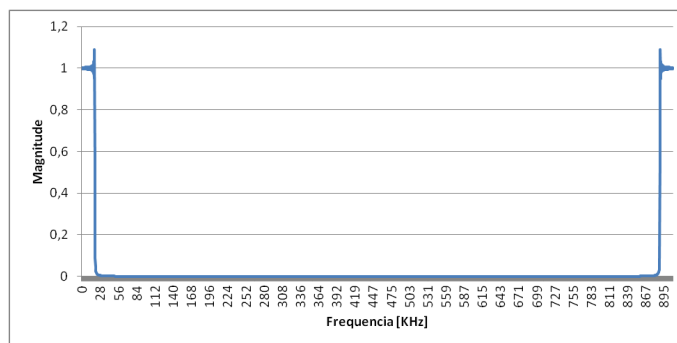
Da mesma forma como o **FPB**, um filtro passa alta (**FPA**), Passa Faixa (**FPF**) e Rejeita Faixa (**FRF**) mantém a integridade de um sinal para uma determinada faixa de frequência. A diferença destes filtros para o **FPB** é o intervalo da frequência cuja magnitude é mantida (considerando um filtro de ganho unitário). As equações que definem esses filtros podem ser descritas como:

$$H_{fpa}(e^{j\omega}) = \begin{cases} 0, & |\omega| < \omega_c \\ 1, & \omega_c < |\omega| < \pi \end{cases} \quad (102)$$

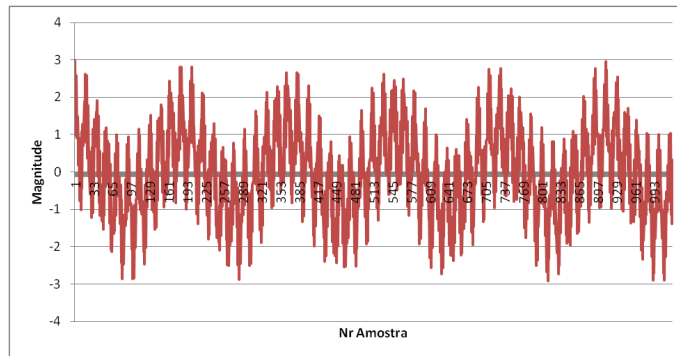
<sup>7</sup>Especialmente para o cálculo da convolução.



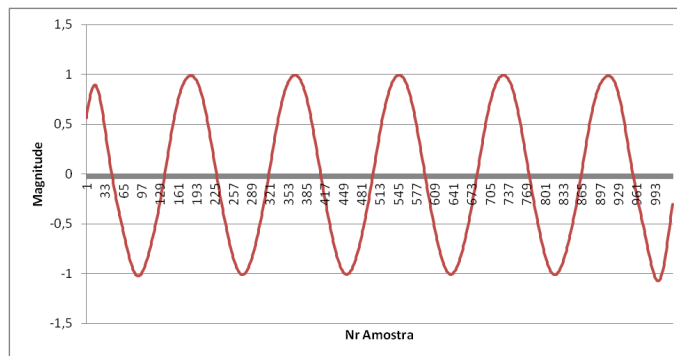
(a) Filtro Passa Baixa (FPB), frequência de corte ( $\omega_c$ ) =  $0.14rad/s$ , Período de Amostragem ( $T_s$ ) =  $1.1 \times 10^{-6}s$ , Tamanho da Janela ( $M$ ) = 2048



(b) Magnitude da Transformada Rápida de Fourier (FFT) para um FPB.



(c)  $x(k) = \cos(\omega_1 k) + \cos(\omega_2 k) + \cos(\omega_3 k)$ ,  $\omega_1 = 0.03rad/s$ ,  $\omega_2 = 0.35rad/s$ ,  $\omega_3 = 3.46rad/s$ ,  $T_s = 1.1 \times 10^{-6}s$



(d) Convolução de  $x(k)$  com  $FPB(k)$ .

**Figura 62: Exemplo de aplicação de um FPB.**

**Fonte: Do Autor.**

$$H_{f_{pf}}(e^{j\omega}) = \begin{cases} 0, & |\omega| < \omega_L \\ 0, & |\omega| > \omega_H < \pi \\ 1, & \omega_L < |\omega| < \omega_H < \pi \end{cases} \quad (103)$$

$$H_{f_{rf}}(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_L \\ 1, & |\omega| > \omega_H < \pi \\ 0, & \omega_L < |\omega| < \omega_H < \pi \end{cases} \quad (104)$$

onde  $H_{f_{pa}}(e^{j\omega})$ ,  $H_{f_{pf}}(e^{j\omega})$  e  $H_{f_{rf}}(e^{j\omega})$  representa a *TF* do **FPA**, **PPF** e **FRF** respectivamente. Na figura 63 é possível observar a *TF* ideal desses filtros.

A partir das equações 102, 103 e 104 é possível obter as respostas ao impulso dos filtros no domínio do tempo através da  $TF^{-1}$ . Portanto,

$$h_{f_{pa}}[n] = \begin{cases} \frac{\sin \pi n}{\pi n} - \frac{\sin \omega_c n}{\pi n}, & n \neq 0 \\ 1 - \frac{\omega_c}{\pi}, & n = 0 \end{cases} \quad (105)$$

$$h_{f_{pf}}[n] = \begin{cases} \frac{\sin \omega_H n}{\pi n} - \frac{\sin \omega_L n}{\pi n}, & n \neq 0 \\ \frac{\omega_H}{\pi} - \frac{\omega_L}{\pi}, & n = 0 \end{cases} \quad (106)$$

$$h_{f_{rf}}[n] = \begin{cases} \frac{\sin \pi n}{\pi n} - \frac{\sin \omega_H n}{\pi n} + \frac{\sin \omega_L n}{\pi n}, & n \neq 0 \\ 1 - \frac{\omega_H}{\pi} + \frac{\omega_L}{\pi}, & n = 0 \end{cases} \quad (107)$$

Realizando a convolução (conforme equação 85) entre um sinal discreto qualquer das expressões definidas em 100, 105, 106 e 107 é possível eliminar ruídos que estão misturados no sinal desejado.

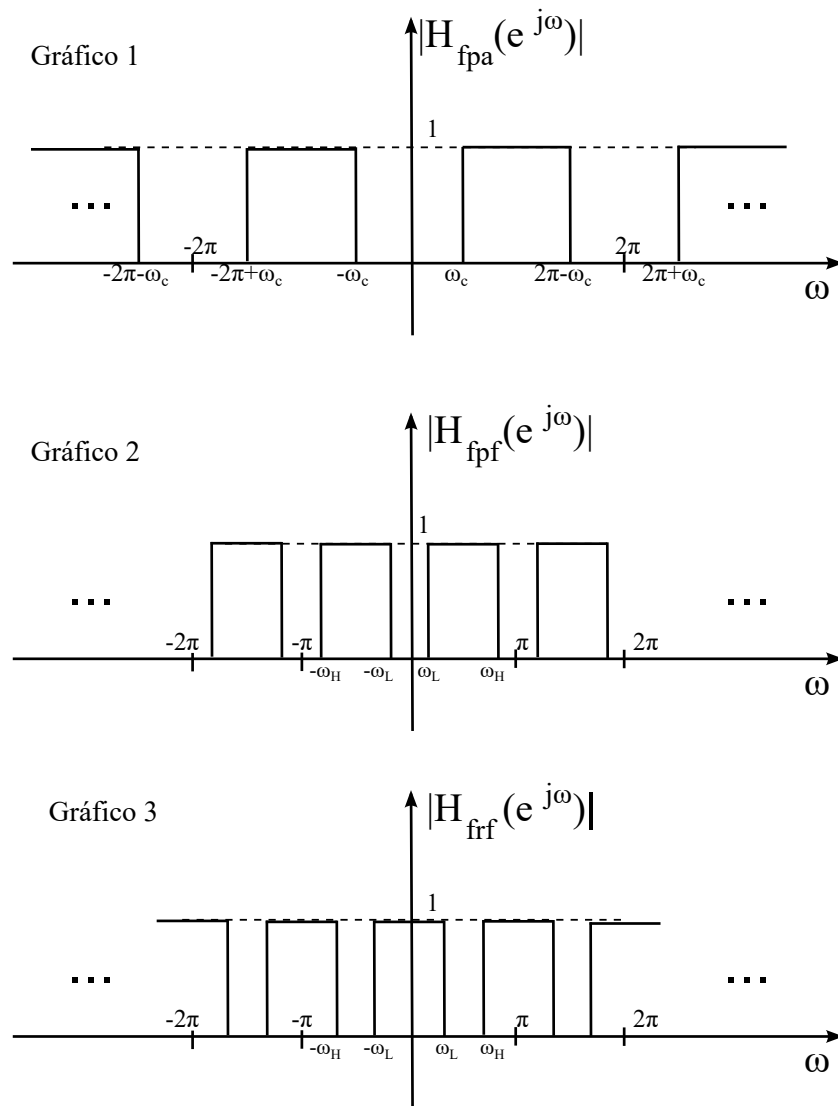


Figura 63: Gráfico 1: *TF* ideal de um FPA. Gráfico 2: *TF* ideal de um FPF. Gráfico 3: *TF* ideal de um FRF.

Fonte: Do Autor.