



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

MAXWELL MOURA COSTA

**MEDIÇÃO DE VELOCIDADE DE VENTO UTILIZANDO
TRANSDUTORES ULTRASSÔNICOS BASEADA NA
TRANSFORMADA DE FOURIER**

Campina Grande - Paraíba - Brasil

Março de 2015

Maxwell Moura Costa

**MEDIÇÃO DE VELOCIDADE DE VENTO UTILIZANDO
TRANSDUTORES ULTRASSÔNICOS BASEADA NA
TRANSFORMADA DE FOURIER**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Linha de pesquisa: Instrumentação Eletrônica/Processamento da Informação

Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire

Orientador

Prof. Dr. Juan Moisés Maurício Villanueva

Orientador

Campina Grande - Paraíba - Brasil

Março de 2015

Aos meus pais Deoclecio (*in memoriam*) e Filomena,
a minha amada Família: Daniela, Guilherme e Henrique.

Agradecimentos

A Deus, o Deus do impossível, que proporciona bênçãos muito mais do que possamos imaginar. “Muitas são, Senhor, meu Deus, as maravilhas que tens operado para conosco, e os teus pensamentos não se podem contar diante de ti, eu quisera anunciá-los e manifestá-los, mas são mais do que se podem contar”. (Salmos, 40:5)

Agradeço ao Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire meu orientador, pela sua confiança, respeito e conhecimento dispensados.

Ao prof. Dr. Juan Moisés Maurício Villanueva, meu orientador e amigo, pelo tempo dedicado e as valiosas contribuições ao trabalho realizado.

Aos professores Edson Guedes, Waslon Terlizzie, Sebastian Yuri e Robson Nunes, membros da banca examinadora, pelas críticas e sugestões prestadas ao enriquecimento desta pesquisa.

À Universidade Federal de Campina Grande – UFCG, e ao Instituto Federal do Tocantins pela oportunidade de aperfeiçoamento.

Agradeço ao Prof. Ronildo, Coordenador do Laboratório de Eficiência Energética e Hidráulica em Saneamento (LENHS) da Universidade Federal da Paraíba (UFPB), pela disponibilidade na utilização do túnel de vento instalado neste laboratório.

Agradeço ao Prof. Antônio Augusto, da Universidade Federal da Paraíba (UFPB), pela disponibilidade em compartilhar dos seus conhecimentos.

Agradeço a todos os amigos da Universidade Federal de Campina Grande, em especial aos amigos Bob Brandt, Euler Macedo, Malone Castro, Newton Fonseca, pela ajuda, companheirismo e amizade.

Agradeço aos amigos da Coordenação de Indústria do IFTO Campus Palmas, pela torcida e por me substituir nas aulas quando necessário. Aos companheiros e amigos do programa DINTER UFCG/IFTO: Wendell, Marcus André, Mateus e Gerson por compartilharem comigo os bons e difíceis momentos dentro deste programa. Ao companheiro Francisco Canindé, sentimos saudades de você.

Sou grato aos meus familiares, especialmente minha mãe, D. Filomena e meus queridos irmãos Marcelle, Priscilla, Wendell e Júnior, que sempre me apoiaram e incentivaram para enfrentar os desafios com perseverança. Agradeço a meus sogros e cunhados, pelo apoio incondicional nos momentos difíceis no percurso deste trabalho;

A minha amada esposa Daniela e meus filhos Guilherme e Henrique, pela paciência e amor demonstrados em todo tempo.

Resumo

A medição da velocidade de vento é de grande importância em várias áreas do conhecimento, seu valor aliado a uma baixa incerteza de medição pode, por exemplo, ser utilizado para a determinação dos melhores locais para a instalação das turbinas aerogeradoras. Desta forma, este trabalho apresenta uma nova metodologia de medição da velocidade de vento com base em transdutores ultrassônicos, estimando-se estatisticamente o seu resultado. O princípio de funcionamento de transdutores de ultra-som é baseado na medição do tempo-de-voo (*ToF*), que pode ser estimado utilizando várias técnicas, tais como: Diferença de Tempo (TH), Diferença de Fase (PD), Fusão de Dados (MLE) e Correlação Cruzada (CC). Embora existam diferentes técnicas, pesquisas vêm sendo desenvolvidas para a determinação do *ToF* com menor incerteza de medição. Nesta tese, o *ToF* foi estimado utilizando a Transformada Discreta de Fourier (DFT), que a partir de suas propriedades de simetria, periodicidade e da análise dos sinais no domínio da frequência, permite estimar a diferença entre as fases dos sinais ultrassônicos transmitido e recebido, obtendo consecutivamente o *ToF*. A fim de avaliar a técnica proposta, foi elaborado um modelo matemático para um sistema ultrassônico, com base nos princípios da teoria de identificação do sistema. Assim, um conjunto de dados coletados experimentais da resposta em frequência do sistema ultrassônico foi utilizado para a elaboração de um novo modelo matemático, utilizando para tanto o método de Levi para identificação dos parâmetros do sistema, obtendo-se um modelo com um índice de aproximação de aproximadamente 90%. Com a finalidade de avaliar a qualidade da estimação do *ToF*, foi realizada uma análise da propagação de incertezas da diferença de fase na presença de um ruído multiplicativo e aditivo, obtendo uma expressão que os caracteriza. Observou-se que apenas o ruído aditivo influencia na medição de incerteza de fase. Assim, foi realizado um estudo de modo a avaliar influência do ruído aditivo na incerteza de fase do sinal, que culminou com o desenvolvimento de uma nova expressão que possibilita avaliar a incerteza de fase e, por consequência, a propagação da incerteza de medição. A partir dos resultados de simulação computacional e experimentais comprovam que a técnica de estimação do *ToF* baseada na Transformada Discreta de Fourier fornece uma menor incerteza na medição, quando comparada com técnicas convencionais, assim também as estimações do *ToF* foram coerentes com as técnicas clássicas de estimação, confirmando a adequação da nova técnica para uso na estimação do *ToF* e por consequência na estimação da velocidade de vento.

Palavras chave: velocidade de vento, transdutor ultrassônico, medição do tempo-de-voo, transformada discreta de fourier, análise de incertezas.

Abstract

The measurement of wind speed is of great importance in various fields of knowledge, its value combined with low measurement uncertainty can, for example, it is used to determine the best locations for installing wind turbines. Thus, this work presents a new methodology wind speed measurement based on ultrasonic transducers, statistically estimating its outcome. The principle of operation of ultrasonic transducers is based on measuring the Time-of-Flight (*ToF*), which can be estimated using various techniques, such as: Threshold Detection (TH), Phase Difference (PD), Data Fusion (MLE) and Cross-Correlation (CC). Although there are different techniques, research has been developed for determining the *ToF* with lower uncertainty measurement. In this Thesis, the *ToF* was estimated using Discrete Fourier Transform (DFT), which from its symmetry properties, periodicity and analysis of signals in the frequency domain, allows for an estimate of the difference between the phases of the ultrasonic signals transmitted and received, consecutively obtained the *ToF*. In order to evaluate the proposed technique, we designed a mathematical model for an ultrasonic system, based on the principles of system identification theory. Thus, a set of experimental data collected from the ultrasonic frequency response system was used for the preparation of a new mathematical model, using both the method of Levi to identify the system parameters, resulting in a model with an approach index of approximately 90%. In order to evaluate the quality of the *ToF* estimation, an analysis of the propagation phase difference of the uncertainties in the presence of multiplicative noise and additive was performed, obtaining an expression that characterizes them. It was observed that only the additive noise has an influence on phase measurement uncertainty. Thus, there was a study to assess the influence of additive noise in the signal phase of uncertainty, which culminated in the development of a new expression which assesses the uncertainty phase and, therefore, the spread of measurement uncertainty. The results of computational simulation and experimental show that the *ToF* estimation technique based on Discrete Fourier Transform provides a smaller uncertainty measurement when compared with conventional techniques, consequently the estimates of *ToF* were consistent with the classical estimation techniques confirming the adequacy of the new technique for use in the estimation of *ToF* and therefore the wind speed estimation.

Keywords: wind speed, ultrasonic transducers, time-of-flight measurement, discrete fourier transform, uncertainties analysis.

Sumário

1. Introdução	1
1.1 Delimitação do tema	1
1.1.1 Expressão do resultado de uma medição	2
1.1.2 Exemplos de aplicação.....	2
1.1.2.1 Medição de velocidade de vento aplicada a avicultara.....	2
1.1.2.2 Medição de velocidade de vento aplicada a análise do potencial eólico	4
1.2 Motivação científica para a pesquisa	5
1.3 Objetivos	6
1.4 Contribuições	7
1.5 Organização do documento	7
2. Fundamentação teórica.....	9
2.1 Introdução	9
2.2 Estatística, análise das incertezas e propagação de incertezas	9
2.3 Conceitos fundamentais e características das ondas sonoras	12
2.4 Velocidade de propagação do som.....	13
2.5 Transdutor ultrassônico	14
2.6 Métodos de medição utilizando transdutores ultrassônicos	15
2.6.1 Método Doppler	15
2.6.2 Método Tempo de Trânsito (<i>ToF</i>)	16
2.7 Estudo da estrutura unidirecional para medição de velocidade de vento.....	17
2.7.1 Estrutura unidirecional.....	17
3. Técnicas de medição baseadas no tempo de trânsito	21
3.1 Introdução	21
3.2 Detecção do Limiar	21
3.3 Diferença de Fase	24
3.4 Fusão de dados utilizando Estimacão de Máxima Verossimilhança.....	25
3.5 Correlação Cruzada	28
3.6 Filtro de Kalman	30
3.7 Transformada Wavelet	32

3.8 Técnicas de inteligência computacional.....	35
3.9 Conclusões parciais	38
4. Modelo de simulação do sistema	40
4.1 Introdução	40
4.2 Ruído	40
4.3 Modelo dos sinais transmitido (Tx) e recebido (Rx).....	42
4.4 Geração do sinal emissor	43
4.5 Transdutores ultrassônicos	44
4.6 Meio de transmissão.....	44
4.7 Recepção	45
4.8 Ruído de fase e <i>jitter</i> em osciladores	47
4.8.1 Onda senoidal ideal e seu espectro	47
4.8.2 Ruído de fase	48
4.8.3 Desenvolvimento da expressão do sinal modulado em fase de banda estreita.....	49
4.8.4 Espectro de amplitude do sinal modulado em FMFE.....	50
4.8.5 Expressão do ruído de fase	51
4.8.6 Ruído de fase experimental.....	52
4.9 Conclusões parciais	55
5. Modelagem de sistemas ultrassônicos baseada na teoria de identificação de sistemas	56
5.1 Introdução	56
5.2 Modelagem matemática de sistemas dinâmicos	56
5.3 Modelo matemático do par ultrassônico baseado em identificação de sistemas	59
5.3.1 Procedimento para coleta de dados.....	60
5.3.2 Indicador de desempenho	65
5.3.3 Fator de qualidade.....	66
5.3.4 Escolha da representação matemática do modelo e estimação de parâmetros	66
5.3.4.1 Modelo não-paramétrico.....	66
5.3.4.2 Modelo paramétrico.....	67
5.3.4.3 Validação dos dados	71

5.4 Função de transferência final	72
5.4.1 Atenuação	73
5.4.2 Atraso de transporte	74
5.5 Conclusões parciais	84
6. Estimação do ToF no domínio da frequência para medição de velocidade de vento: Simulação.	86
6.1 Introdução	86
6.2 Configuração de medição.....	86
6.3 Representações de Fourier para sinais	87
6.4 Estimação da diferença de fase baseada na DFT	88
6.4.1 Compensação de fase e temperatura.....	89
6.4.2 Estimação da diferença de fase ($\Delta\phi_{TxRx}$) entre sinais Tx e Rx baseada na DFT	92
6.5 Análise do ruído sobre o sinal recebido utilizando a DFT	98
6.5.1 Estudo do comportamento do ruído aditivo gaussiano.....	101
6.5.2 Avaliação da propagação de incerteza de medição de ToF (u_{ToF}) devido a incerteza de fase (u_ϕ).....	107
6.6 Resultados de Simulação.....	108
6.7 Análise de incerteza de velocidade de vento para dois tipos diferentes de extruturas...	112
6.7.1 Anemômetro 1D	113
6.7.2 Anemômetro 2D	113
6.7.3 Avaliação da propagação de incerteza de medição de Velocidade de vento.....	115
6.7.4 Avaliação da propagação de incerteza de medição de velocidade de vento devido ao ToF	116
6.7.5 Avaliação da propagação de incerteza de medição da velocidade do vento devido a Temperatura (T).....	118
6.7.6 Simulação de Monte Carlo para estimação das incertezas de medição da velocidade do vento.....	120
6.8 Conclusões parciais	122
7. Estimação do ToF no domínio da frequência para medição de velocidade de vento: Resultados experimentais.	124

7.1 Introdução	124
7.2 Análise da distribuição das frequências de <i>ToF</i> experimental.....	124
7.3 Nível de ruído obtido experimentalmente.....	126
7.4 Configurações do experimento para medição de velocidade de vento	126
7.5 Procedimento experimental.....	128
7.6 Resultados experimentais.....	129
7.6.1 Aquisição e processamento dos dados.....	130
7.7 Conclusões parciais	136
8. Conclusões e propostas para novos trabalhos.....	137
8.1 Conclusões	137
8.2 Propostas para novos trabalhos	139
Referências Bibliográficas	140
Anexo A	146
A.1 Faixa de medição de velocidade de vento	146
Apêndice A	149
A.1 Publicações realizadas	149

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Ilustração dos intervalos de confiança na distribuição Gaussiana.	11
Figura 2.2 – Estrutura típica de um transdutor de ultrassom.	15
Figura 2.3 – Medição da velocidade de fluidos baseado no método Doppler.	16
Figura 2.4 – Configuração dos transdutores para sentido de velocidade de vento igual ao de propagação da onda ultrassônica.	17
Figura 2.5 – Configuração dos Transdutores sentido direto - Sentido de propagação da onda ultrassônica é o mesmo do fluxo de ar.	18
Figura 2.6 – Configuração dos Transdutores sentido inverso - Sentido de propagação da onda ultrassônica é contrária ao do fluxo de ar.	20
Figura 3.1 - Ilustração dos sinais transmitido e recebido com estimativa do <i>ToF</i> utilizando o método de Detecção de Limiar.	22
Figura 3.2 – A ilustração representa a forma de onda ultrassônica recebida implementando a técnica PTS.	23
Figura 3.3 – Sinais ultrassônicos transmitido e recebido utilizados para determinar a diferença de fase.	25
Figura 3.4 – Curvas de redução do fator de incerteza (ρ) para diferentes incertezas: $p = 1$, $p = 2$ e $p = 5$, em função do número de medições <i>ToF</i> utilizando a técnica <i>PD</i> ($u_{TH} = p u_{PD}$).	27
Figura 3.5 – Onda ultrassônica transmitida e recebida.	28
Figura 3.6 – Resultado da operação de correlação dos sinais x e y	29
Figura 3.7 – Aquisição de sinais ultrassônicos.	31
Figura 3.8– Envoltória do sinal a partir da Transformada de Hilbert.	31
Figura 3.9– Estimativa da envoltória do sinal recebido (Rx) utilizando filtro de Kalman.	32
Figura 3.10– Escalonamento (decomposição) utilizando filtros passa-baixa e passa-alta com o mesmo processo se repetindo para as componentes de baixa frequência.	35
Figura 3.11– Diagrama em blocos da estratégia evolutiva.	36
Figura 3.12– Limites inferior e superior.	37
Figura 4.1 Diagrama de blocos do sistema de medição baseado em ultrassom.	40
Figura 4.2 - (a) Ruído gaussiano e (b) FDP gaussiana do ruído.	41
Figura 4.3 – Blocos responsáveis por gerar a onda senoidal de 40 kHz.	43
Figura 4.4 – Forma de onda senoidal de 40 kHz.	44
Figura 4.5 – Blocos responsáveis por gerar o atraso <i>ToF</i> e por acrescentar um ruído multiplicativo ao sistema.	45

Figura 4.6 – Conjunto de blocos responsáveis pela recepção.	45
Figura 4.7 – Sinal recebido no transdutor receptor, sem ruído aditivo e multiplicativo.	46
Figura 4.8 – Sinal recebido no transdutor receptor, com ruído aditivo e multiplicativo.	46
Figura 4.9 – Representação de um sinal senoidal com $A_c = 1$ V e $f_c = 40$ kHz.	47
Figura 4.10 – Espectro de amplitude do sinal com $A_c = 1$, $f_c = 40$ kHz.	48
Figura 4.11 – Efeito do ruído de fase em um sinal senoidal. Características dos sinais: Portadora: $v(t) = \text{sen}(2\pi \cdot 40 \text{ kHz} \cdot t)$; Sinal modulado: $v_\gamma(t) = \text{sen}(2\pi \cdot 40 \text{ k} \cdot t + 0,349 \text{sen}(2\pi \cdot 10 \text{ k} \cdot t))$; Ruído de fase: $\gamma(t) = \text{sen}(2\pi f_m t)$	49
Figura 4.12 – Espectro de amplitude do sinal $v(t)$, Expressão 4.13.	50
Figura 4.13 – Densidade espectral de potência para um atraso de 20°	52
Figura 4.14 – Ruído de fase (dBc/Hz) em função das frequências de separação da portadora (Δf).	54
Figura 5.1 - Método de medição da resposta em frequência para um sistema <i>SISO</i>	60
Figura 5.2 - Disposição experimental dos pares ultrassônicos.	61
Figura 5.3 - Representação do esquema de ligação do sistema ao par ultrassônico.	62
Figura 5.4 - Gráfico da Resposta em Frequência dos pares ultrassônicos medidos, com a inversão de polaridade do par ultrassônico, alterando em 180° a fase deste par.	63
Figura 5.5 - Gráfico da Resposta em Frequência dos pares ultrassônicos medidos. Com fase corrigida.	64
Figura 5.6 - Gráfico da média de Resposta em Frequência dos pares ultrassônicos.	64
Figura 5.7 - Gráfico com limitação de banda da média de Resposta em Frequência dos pares ultrassônicos.	68
Figura 5.8 - Gráfico da Resposta em Frequência da média (linha contínua) e modelo estimado utilizando 1^{a} e 4^{a} ordem, respectivamente, para numerador e denominador (linha tracejada).	71
Figura 5.9 - Protótipo desenvolvido para medição da distância de separação entre os transdutores de ultrassom.	73
Figura 5.10 - Curva de atenuação do par ultrassônico x distância.	74
Figura 5.11 - Fase da STFT do sinal recebido experimentalmente para uma distância de 15 cm.	76
Figura 5.12 - Impulsos obtidos devido a derivada do sinal de fase da STFT do sinal recebido.	77
Figura 5.13 - Conjunto de blocos desenvolvidos para medição da distância de separação entre os transdutores de ultrassom.	79

Figura 5.14 - Fase da STFT do sinal recebido simulado (ϕ_s) em função do tempo (T).	81
Figura 5.15 - Impulsos obtidos devido a derivada do sinal de fase da STFT do sinal recebido.	82
Figura 6.1 - Fluxograma procedimento de ajuste do ToF_{DFT}	91
Figura 6.2 – Representação no domínio da frequência da amplitude e fase do sinal.....	94
Figura 6.3 – Representação gráfica de um sinal de tempo contínuo.	94
Figura 6.4 – Representação gráfica de um sinal de tempo discreto.	95
Figura 6.5 – Representação gráfica do módulo da DFT.....	96
Figura 6.6 – Representação gráfica da fase da DFT.....	96
Figura 6.7 – Procedimento para determinação da diferença de fase e diferença de tempo.....	98
Figura 6.8 – Relação do desvio-padrão da fase (σ_ϕ) em função do ruído multiplicativo (u_M).	100
Figura 6.9 – Relação da incerteza de fase (u_ϕ) em função da incerteza aditiva (u_A).	101
Figura 6.10 - Comportamento da incerteza de fase em função da frequência de amostragem.	104
Figura 6.11 - Comportamento da incerteza de fase em função do número de ondas (M) para uma $f_s = 320$ kHz.....	106
Figura 6.12 – Estimação da FDP para diferentes técnicas de detecção do ToF	110
Figura 6.13 – ToF versus velocidade do vento (θ).	112
Figura 6.14 - Configuração dos Transdutores Ultrassônicos - 1D.	113
Figura 6.15 - Configuração dos transdutores ultrassônicos 2D.....	114
Figura 6.16 - Estimativa da incerteza da velocidade do vento em função da velocidade do vento para diferentes estruturas e estimativas das incertezas do ToF	118
Figura 6.17 Estimativa da incerteza da velocidade do vento em função da velocidade do vento para diferentes estruturas e estimativas das incertezas da T , baseado em GUM.....	119
Figura 6.18 - Estimativa da incerteza da velocidade do vento em função da velocidade do vento para diferentes estruturas e estimativas das incertezas do ToF , baseado em MMC.....	121
Figura 6.19 - Estimativa da incerteza da velocidade do vento em função da velocidade do vento para diferentes estruturas e estimativas das incertezas da T , baseado em MMC.	121
Figura 7.1 - Histograma dos dados experimentais e a curva teórica da distribuição para $t = 3,671 \mu s$ e $u_{TOF} = 0,063 \mu s$	125
Figura 7.2 - Fotos de túnel de vento subsônico.	127
Figura 7.3 - Foto da estrutura em madeira acoplada ao túnel de vento.....	128

Figura 7.4 - Sinais adquiridos pelo osciloscópio Tektronix: (1) Onda transmitida e (2) onda recebida.....	131
Figura 7.5- Resposta da Correlação Cruzada entre o sinal ultrassônico transmitido e recebido, quando o ajuste do túnel estava posicionamento na posição 7.....	132
Figura 7.6 - Incerteza de medição de velocidade de vento utilizando a técnica DFT.....	135

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 – Comparação entre as técnicas baseadas no método de Tempo de Trânsito.	38
Tabela 4.1 - Potência em dBm para cada frequência (Δf) separada da portadora.	53
Tabela 4.2 - Dados de ruído de fase $\xi(\Delta f)$ para cada frequência de separação da portadora (Δf).	54
Tabela 5.1: Vantagens e desvantagens de modelos baseados em caixa-branca e preta (CORRÊA, AGUIRRE, 2004).	57
Tabela 5.2: Resultados numéricos do desempenho da média com respeito a cada par.	65
Tabela 5.3: Resultados numéricos do desempenho dos modelos com respeito a ordem do numerador.	70
Tabela 5.4: Resultados numéricos do desempenho do modelo com respeito aos pares que o geraram.	72
Tabela 5.5: Resultados numéricos do desempenho do modelo com respeito a 2 pares que não foram utilizados para gerar o modelo.	72
Tabela 5.6: Dados obtidos experimentalmente e teórico.	77
Tabela 5.7: Dados obtidos experimentalmente do <i>ToF</i> e da <i>L</i>	78
Tabela 5.8: Atraso devido ao tempo de resposta do par ultrassônico.	80
Tabela 5.9: Dados obtidos de simulação do <i>ToF</i> e da <i>L</i>	80
Tabela 5.10: Avaliação do <i>ToF</i> e da distância de separação entre transdutores de ultrassom, para três níveis diferentes de ruído aditivo.	83
Tabela 6.1 – Coeficientes de $v[n]$	95
Tabela 6.2 – Coeficientes de $V[k]$	97
Tabela 6.3 - Resultado da incerteza de fase para diferentes valores de frequência de amostragem.	104
Tabela 6.4 - Resultado da incerteza de fase para diferentes valores de número de ondas para uma $f_s = 320$ kHz.	105
Tabela 6.5 - Continuação.	106
Tabela 6.6 - Resultado da incerteza de <i>ToF</i> para diferentes incertezas de fase.	107
Tabela 6.7 – Variação da incerteza aditiva e as Incertezas na medida do <i>ToF</i>	111
Tabela 6.8 - Dados utilizados para simulação.	116
Tabela 7.1 - Dados utilizados e obtidos a partir do procedimento experimental.	126
Tabela 7.2- Valores obtidos da leitura do anemômetro comercial.	129

Tabela 7.3 - Resultados de diferença de tempo para a técnica DFT e CC com suas respectivas incertezas de 50 medições.	132
Tabela 7.4 - Valores estimados de ToF a partir da diferença de tempo para as técnicas DFT e CC.....	133
Tabela 7.5 - Valores estimados de ϑ (m/s) a partir das técnicas DFT e CC.....	134
Tabela 7.6- Resultado de medição de ϑ (m/s) e de u_{ϑ} (m/s).....	134

Lista de Siglas

DFT	Transformada Discreta de Fourier;
<i>DPV</i>	Densidade de potência do vento;
DTFS	Série de Fourier de Tempo Discreto;
DTFT	Transformada de Fourier de Tempo Discreto;
FIT	Índice de desempenho do sistema;
FS	Série de Fourier;
FT	Transformada de Fourier;
FFT	Transformada Rápida de Fourier;
GUM	Guia para a Expressão da Incerteza de Medição;
LENHS	Laboratório de Eficiência Energética e Hidráulica em Saneamento;
MLE	Estimação de Máxima Verossimilhança;
MMC	Método de Monte Carlo;
PD	Diferença de fase;
PDF	Função densidade de probabilidade;
PTS	Sequência de tempo de picos;
SNR	Relação Sinal-Ruído;
TH	Detecção de Limiar;
<i>ToF</i>	Tempo de trânsito;
UFPB	Universidade Federal da Paraíba;

Lista de Símbolos

λ	Comprimento de onda;
θ	Ângulo de alinhamento dos transdutores com respeito a propagação do vento;
ρ	Massa específica do fluido;
ω	Frequência angular;
ϕ	Ângulo de Fase;
A	Área;
C	Velocidade do som;
CC	Corrente contínua;
D	Diâmetro;
f_0	Frequência de operação dos transdutores de ultrassom;
f_s	Frequência de amostragem;
FS	Série de Fourier;
I	Intensidade sonora;
L	Distância de separação entre os transdutores;
M	Número de ondas analisadas;
N	Número total de amostras;
N_0	Período fundamental;
n	Número de períodos de viagem da onda transmitida;
P	Pressão sonora gerada a partir do transdutor transmissor;
Rx	Transdutor receptor;
T	Temperatura graus Celsius;
T_K	Temperatura em Kelvin;
Tx	Transdutor transmissor;
t	Diferença de tempo entre as ondas ultra-sônicas transmitidas e recebidas;
t_A	Ajuste de diferença de tempo;
T_s	Período de amostragem
t_M	Tempo de medição;
t_E	Tempo de atraso eletrônico
ϑ	Velocidade do vento;
$u_A(t)$	Ruído aditivo;
u_A	Incerteza aditiva;
σ_A	Desvio-padrão para o ruído aditivo;
$u_M(t)$	Ruído multiplicativo;
u_M	Incerteza multiplicativa;
σ_M	Desvio-padrão para o ruído multiplicativo;
u_ϑ	Incerteza na medição de velocidade de vento;
$u_{\vartheta D}$	Incerteza na medida da velocidade do vento para configuração dos transdutores no sentido unidirecional;

$u_{\vartheta B}$	Incerteza na medida da velocidade do vento para configuração dos transdutores no sentido bidirecional;
u_{ToF}	Incerteza na medida do tempo de trânsito (ToF);
u_{ϕ}	Incerteza na medição de fase
$u_{\phi S}$	Incerteza de medição da fase simulada
$u_{\phi E}$	Incerteza da fase expressão;
u_T	Incerteza da temperatura do fluido
$u_{\Delta\phi_{TxRx}}$	Incerteza da diferença de fase entre as ondas transmitida e recebida
ϕ_{TxRx}	Fase entre a onda transmitida e recebida;
$\Delta\phi_{TxRx}$	Diferença de fase estimada;
Ω_0	Frequência fundamental;
ϑ	Velocidade de vento;
v_M	Amplitude máxima no receptor;
ε_{DPV}	Incerteza relativa da densidade de potência do vento;

1. Introdução

1.1 Delimitação do tema

A velocidade das massas de ar em movimento (vento) é uma das principais variáveis meteorológicas e a determinação com uma avaliação adequada e correta do seu valor é de importância fundamental em várias áreas do conhecimento, tais como: previsão do tempo, operações de navegação marítima e aérea, estudo do ambiente agrícola, impacto na produção animal, estudo da previsão do potencial energético de parques eólicos, bem como em seu monitoramento e controle após instalação, dentre outras (PATTISON, 2010).

Os instrumentos utilizados para realizar a medição de velocidade do vento são chamados de anemômetros, que podem ser dos seguintes tipos: anemômetros de copos, anemômetros de ventoinha, anemômetros de fio quente, anemômetros a laser e anemômetros ultrassônicos (MA *et al.*, 2012). Dentre estes anemômetros, os baseados em transdutores ultrassônicos apresentam: alta confiabilidade, baixa incerteza, baixo tempo de resposta, baixa manutenção e elevada durabilidade (VILLANUEVA *et al.*, 2009). Além disso, os transdutores de ultrassom não possuem partes móveis, não obstruem e não mantêm contato com o fluxo de ar. Por estes motivos, neste trabalho foi escolhido o anemômetro do tipo ultrassônico para medição de velocidade do vento.

Os transdutores ultrassônicos apresentam as seguintes características (DELMÉE, 1995; BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011):

- Baixa incerteza quando comparados com instrumentos que utilizam técnicas convencionais;
- Funcionamento com menor tempo de resposta, registrando mudanças bruscas de velocidade (turbulência);
- Capacidade de realizar medição com ou sem contato com o fluido;
- Inexistência de partes móveis;
- Não interferem no fluxo de ar;
- Resistência à corrosão;
- Medição de vazão bidirecional;
- Possibilidade de medição de vazão a partir de 12 mm de diâmetro no duto;
- Não inserem perdas de carga (pressão diferencial) no sistema de escoamento.

As desvantagens que podem ser enumeradas são: custo elevado, necessidade de calibração periódica e de manutenção especializada (DELMÉE, 1995; BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2011).

1.1.1 Expressão do resultado de uma medição

Com objetivo de fornecer a avaliação adequada e correta do valor do resultado de uma medição, o Bureau Internacional de Pesos e Medidas (BIPM - *Bureau International des Poids et Mesures*) publicou a primeira edição do Guia para a Expressão da Incerteza de Medição (GUM - *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, de 1993), sendo atualizado no ano de 2008.

No Brasil, o Inmetro (Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia) publicou, no ano de 2012, a tradução deste guia, sendo chamado de: Avaliação de dados de medição – Guia para a expressão de incerteza de medição – GUM 2008. Este guia, seus suplementos (JCGM, 2008) e o Vocabulário Internacional de Metrologia (VIM, 2012) são um conjunto de obras adotadas mundialmente que tem a finalidade de unificar os procedimentos, as terminologias, definições e expressões dos resultados de uma medição. Estes textos se tornaram uma referência fundamental nos campos da metrologia e da instrumentação. Assim, os resultados e estimativas das incertezas de medição desta tese foram abordados segundo ferramentas estatísticas, utilizando-se dos documentos citados.

1.1.2 Exemplos de aplicação

Esta seção apresenta dois exemplos de aplicação do monitoramento da velocidade de vento, em que a baixa incerteza de medição contribui significativamente para um melhor julgamento do problema que se deseja avaliar.

1.1.2.1 Medição de velocidade de vento aplicada a avicultura

A avicultura tem se tornado umas das principais cadeias produtivas do agronegócio brasileiro. Segundo dados do relatório anual da União Brasileira de Avicultura (UBABEF) o Brasil é o terceiro maior produtor mundial de frangos, ficando atrás apenas da China e dos EUA, que estão respectivamente em terceiro e segundo lugares. Este mesmo relatório informa

que o Brasil encontra-se no primeiro lugar na exportação mundial de carne de frango (UBABEF, 2012).

Fatores importantes como o bem estar animal e a qualidade do ar estão sendo avaliados de modo a proporcionar melhores condições para aves e trabalhadores quando no interior dos galpões de frangos de corte.

Devido à diversidade climática encontrada no Brasil, estudos vêm sendo realizados de modo a proporcionar maior eficiência na produção aviária. Assim, a ventilação de ar além de adequar o conforto térmico para aves e trabalhadores é utilizada na melhora da qualidade do ar, diminuindo níveis dos gases amônia (NH₃), dióxido de carbono (CO₂) e monóxido de carbono (CO) que são produzidos no interior dos galpões (ABREU; ABREU, 2000; SANTOS, 2008).

Normas regulamentadoras de segurança no trabalho, estabelecidas pelo Ministério do Trabalho, são utilizadas para averiguar os níveis de concentração destes gases, pois estes podem comprometer a saúde das aves e dos trabalhadores quando no interior dos galpões (BRASIL, 1994).

A Norma Reguladora NR-15, em seu anexo 11, regulamenta as atividades ou operações insalubres, nas quais os trabalhadores ficam expostos a agentes químicos. Um ambiente insalubre é um ambiente prejudicial à saúde (FERREIRA, 2009). Tendo como base este anexo, os limites de tolerância para exposição dos principais gases observados na exploração avícola, com jornada de trabalho de 48 (quarenta e oito) horas semanais, podem ser observados na Tabela 1.1 (BRASIL, 1994).

Tabela 1.1 - Limites de tolerância para exposição de gases tóxicos, em ambiente avícola, segunda a NR-15, Anexo 11.

Tipo de gás	Unidade de medida (ppm*)	Grau de insalubridade
Amônia (NH ₃)	20	Médio
Dióxido de carbono (CO ₂)	3900	Mínimo
Monóxido de carbono (CO)	20	Máximo

*ppm - partes de vapor ou gás por milhão de partes de ar contaminado.

Fonte: Adaptado da NR-15, 1990.

A organização, não governamental norte americana, Cuidado Humanitário dos Animais de Fazenda (Humane Farm Animal Care - HFAC) publicou alguns princípios de bem-estar animal, com respeito à qualidade do ar, quando aplicados a frangos de corte (HFAC, 2008):

- A concentração de amônia no nível da ave deve ser inferior a 10 ppm e não deve exceder 25 ppm, estes níveis de concentração devem ser armazenados ao menos uma vez a cada duas semanas;
- Níveis de CO₂ devem ser inferiores a 3.000 ppm e não devem exceder 5.000 ppm;
- A concentração de CO deve ser inferior a 10 ppm e não devem exceder 50 ppm;

Desta forma, sistemas de ventilação devem ser projetados de modo a manter os parâmetros de qualidade do ar sob quaisquer condições climáticas. Assim, sistemas de monitoramento de velocidade de vento, com baixa incerteza de medição, contribuiriam com uma melhor avaliação do problema.

1.1.2.2 Medição de velocidade de vento aplicada a análise do potencial eólico

Na instalação de parques eólicos, um estudo de viabilidade econômica é essencial para minimizar o risco do investimento. Um parâmetro importante utilizado na análise do potencial eólico é a Densidade de Potência do Vento (DPV) (CATUNDA *et al.*, 2004). A expressão que relaciona a DPV com a velocidade do vento é dada por:

$$DPV = \frac{1}{2} \rho v^3 \quad (W / m^2) \quad (1.1)$$

em que: ρ é a densidade do ar e v é a velocidade do vento.

Pela expressão tem-se que a DPV é proporcional ao cubo da velocidade do vento. Assim, um acréscimo de 10% na velocidade do vento acarreta um aumento de 33,1% na DPV. Observa-se que pequenas variações na incerteza na medição da velocidade do vento causam variações significativas na DPV.

A incerteza de uma medição é um parâmetro importante de ser observado, pois está diretamente associada ao resultado da medição, indicando uma dúvida em seu resultado, além de proporcionar a dispersão dos valores que podem ser atribuídos ao mensurando (GUM, 2008).

Considera-se que a incerteza na medição da densidade do ar seja desprezível (CATUNDA *et al.*, 2004). Realizando a análise de propagação de incertezas (TAYLOR, 1997) na Expressão 1.1 obtém-se uma expressão que relaciona as incertezas nas medições de DPV com a incerteza da velocidade de vento, que é dado por:

$$u_{DPV} = \frac{1}{2} \cdot 3 \rho v^2 u_v \quad (1.2)$$

em que: u_{DPV} e u_{ϑ} são as incertezas nas medições da DPV e da velocidade de vento (ϑ), respectivamente.

De posse da incerteza absoluta da DPV, pode-se encontrar a incerteza relativa que é igual ao quociente entre a incerteza absoluta e a medição da grandeza:

$$\varepsilon_{DPV} = \frac{u_{DPV}}{DPV} = \frac{\frac{1}{2} \cdot 3\rho\vartheta^2}{\frac{1}{2} \cdot \rho\vartheta^3} u_{\vartheta} = 3 \cdot \frac{u_{\vartheta}}{\vartheta} = 3 \cdot \varepsilon_{\vartheta} \quad (1.3)$$

em que: ε_{DPV} e ε_{ϑ} são as incertezas relativas da DPV e da velocidade do vento (ϑ), respectivamente.

Observa-se a partir da Expressão 1.3 que o grau de incerteza relativa da medição da DPV, ε_{DPV} , possui uma expectativa de ser cerca de três vezes maior do que o grau de incerteza relativa da medição da velocidade do vento, ε_{ϑ} . Assim, para realizar a medição da velocidade do vento adequadamente, faz-se necessário o desenvolvimento de um equipamento com baixa incerteza, fornecendo informações confiáveis sobre a DPV para a adequada instalação dos parques eólicos e conseguinte geração de energia eólica (CATUNDA *et al.*, 2004). Assim, o conhecimento da medição de velocidade dos ventos é essencial para a avaliação do potencial eólico, sendo parte indispensável no processo de estudo para instalação de um sistema eólico para geração de energia elétrica.

1.2 Motivação científica para a pesquisa

O princípio do sistema de medição de velocidade do vento utilizando método ultrassônico consiste na transmissão, a partir de um transdutor emissor, de ondas ultrassônicas que após interagir com o meio de propagação (ar) são recebidas pelo transdutor receptor. Em seguida, é realizado um processamento levando-se em consideração os sinais ultrassônicos transmitidos e recebidos, para a determinação da velocidade do vento (HAUPTMANN *et al.*, 2001).

A medição de velocidade do vento usando transdutores de ultrassom pode ser realizada empregando: (a) o método de Tempo de Trânsito (*Time of Flight – ToF*), utilizado preferencialmente para fluidos líquidos e gasosos sem partículas refletoras no meio e (b) o método Doppler, utilizado preferencialmente para fluidos líquidos e gasosos com partículas refletoras no meio de propagação da onda ultrassônica (PÀLLAS-ARENY; WEBSTER,

2001). Como nesta tese há o interesse de realizar medições de velocidade do vento, utiliza-se apenas o método de Tempo de Trânsito, pois o ar não terá partículas refletoras.

Em virtude da influência do ruído e da atenuação do meio, a estimativa do *ToF* deve ser realizada utilizando técnicas adequadas para obtenção de uma baixa incerteza de medição. Por meio da revisão bibliográfica verificou-se a existência de um esforço mundial no sentido de desenvolver técnicas de medição do *ToF* com baixa incerteza de medição. Assim, diversas técnicas têm sido implementadas, tais como: Detecção do Limiar (TH) (VILLANUEVA, 2009; COSTA *et al.*, 2012), Diferença de Fase (PD) (TONG *et al.*, 2001; VILLANUEVA, 2009; COSTA *et al.*, 2012), Correlação Cruzada (MARIOLI *et al.*, 1992), Estimação de Máxima Verossimilhança (MLE, *Maximum Likelihood Estimation*) (VILLANUEVA, 2009; COSTA, *et al.*, 2012), Filtro de Kalman (ESPINOZA *et al.*, 2010) e Transformada Wavelet (INGAROCA *et al.*, 2012). Embora diferentes técnicas existam, pesquisas vêm sendo desenvolvidas para a determinação do *ToF* com menor incerteza de medição.

Desta forma, a motivação científica da pesquisa encontra-se na aplicação de uma nova metodologia baseada na Transformada Discreta de Fourier (DFT), que também pode ser utilizada na análise de sinais ultrassônicos no domínio da frequência (espectro de módulo e fase). A DFT é utilizada para a estimativa da diferença de fase entre os sinais ultrassônicos transmitidos e recebidos, cuja estimativa está diretamente associada com a medição do *ToF* (TAO; LI; WANG, 2010; OPPENHEIM; SCHAFFER; BUCK, 1999).

1.3 Objetivos

Os objetivos da tese são:

- Desenvolver um procedimento de medição de velocidade de vento utilizando transdutores ultrassônicos baseada na Transformada Discreta de Fourier (DFT);
- Desenvolver um modelo matemático do sistema físico real que possibilite avaliar o sistema ultrassônico, a partir da modelagem orientada por dados (identificação de sistemas);
- Avaliar o ruído de fase presente nos osciladores senoidais utilizados para excitar o transdutor transmissor de ultrassom;
- Implementar e avaliar técnicas de medição do Tempo de Trânsito (*ToF*) ultrassônico;
- Analisar a influência das incertezas aditivas e multiplicativas presentes no sinal ultrassônico, de modo a obter um modelo que represente o sistema real;

- Apresentar os resultados de simulação e experimentais do procedimento de medição de velocidade de vento baseados na Transformada Discreta de Fourier.

1.4 Contribuições

Principais contribuições da tese:

- Desenvolver um procedimento de medição de velocidade de vento utilizando transdutores ultrassônicos baseado na Transformada Discreta de Fourier (DFT). Comprovou-se que a estimação do *ToF* baseada na DFT possui menor incerteza de medição quando comparado com técnicas clássicas;
- Desenvolver um modelo matemático do sistema físico real que possibilite avaliar o sistema ultrassônico, a partir da modelagem orientada por dados (identificação de sistemas). O modelo desenvolvido, par ultrassônico Tx-Rx, representa de maneira mais eficiente a dinâmica do sistema ultrassônico;
- Análise e propagação das incertezas da diferença de fase quando utilizando a DFT. Foi realizada uma análise da influência das incertezas aditivas e multiplicativas presentes no sinal ultrassônico, de modo a obter um modelo que melhor represente o sistema real.

1.5 Organização do documento

Com o intuito de se alcançar os objetivos propostos, este trabalho está organizado da seguinte maneira:

- No capítulo 2 apresenta-se uma revisão da fundamentação teórica referente aos temas desenvolvidos neste trabalho. Esta fundamentação teórica faz-se necessária para a averiguação da confiabilidade do experimento a ser realizado, com base em normas e critérios de análise e propagação de erros e incertezas no processo de medição, além de explorar conceitos básicos sobre as ondas ultrassônicas, descrevendo os tipos de propagação. Com relação aos transdutores ultrassônicos, descreve-se o princípio de funcionamento e partes constitutivas. São apresentados os métodos de medição de velocidade de fluidos utilizando transdutores ultrassônicos baseados nos métodos de Tempo de Trânsito (*ToF*) e Doppler. Apresenta-se um estudo do tipo de estrutura, dependente do sentido de transmissão e recepção da onda ultrassônica, utilizada para medição de velocidade de vento empregada nesta tese;

- O capítulo 3 contém uma revisão bibliográfica a cerca das técnicas utilizadas para a determinação do (*ToF*);
- No capítulo 4 descreve-se o modelo do sistema físico real baseado em uma formulação matemática do sistema ultrassônico. Os sinais de transmissão e recepção são analisados considerando a influência da atenuação e dos ruídos aditivo e multiplicativo;
- No capítulo 5 descrevem-se as duas abordagens que são utilizadas para a modelagem de sistemas: a modelagem por princípios básicos e a modelagem orientada por dados. Apresenta-se o método de Levi para identificação dos parâmetros do sistema e o índice *FIT* para indicar o desempenho, de modo a determinar a aproximação correspondente do modelo proposto ao sistema real. Outras variáveis como a atenuação e o atraso foram analisadas e acrescentadas na função de transferência final, um experimento utilizando o par ultrassônico para medição da distância de separação entre os mesmos, comprova a semelhança do modelo proposto com o sistema real;
- O capítulo 6 realiza-se uma análise da medição de velocidade do vento utilizando a Transformada Discreta de Fourier para a determinação do Tempo de Trânsito (*ToF*). Neste capítulo realiza-se análise da propagação das incertezas na estimativa do módulo e fase da DFT e são apresentados resultados de simulação que comprovam que a DFT pode ser utilizada para determinação da velocidade do vento;
- O capítulo 7 apresenta-se uma análise da distribuição das frequências de *ToF* experimental, verifica-se o nível de ruído aditivo obtido experimentalmente. Apresentam-se os experimentos de laboratório realizados em um túnel de vento. Verifica-se a aplicabilidade do procedimento de medição de velocidade de vento baseada na Transformada Discreta de Fourier (DFT). Descreve-se a obtenção dos resultados finais do tempo de trânsito (*ToF*) e de velocidade de vento (9);
- Por fim, no capítulo 8 são apresentadas as conclusões da tese e as sugestões para trabalhos futuros.

2. Fundamentação teórica

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados alguns operadores estatísticos que possibilitem a avaliação de dados de medição, segundo o Guia para Expressão de Incerteza de Medição (GUM, 2008). Realiza-se uma explanação dos conceitos básicos sobre ondas sonoras, relativos a tipos de propagação e classificação. Com relação aos transdutores ultrassônicos, descrevem-se os materiais constituintes, princípio de funcionamento e partes constitutivas. Apresentam-se os métodos de medição de velocidade de vento utilizando transdutores ultrassônicos baseados nos métodos de Tempo de Trânsito (*ToF*) e Doppler. Apresenta-se um estudo do tipo de estrutura, dependente do sentido de transmissão e recepção da onda ultrassônica, utilizada para medição de velocidade de vento empregada nesta tese.

A seguir, apresenta-se de forma resumida a fundamentação teórica necessária para a averiguação da confiabilidade do experimento a ser realizado, com base em normas e critérios de análise e propagação de incertezas no processo de medição (GUM, 2008).

2.2 Estatística, análise das incertezas e propagação de incertezas

Métodos estatísticos são utilizados para fornecer valores numéricos que possibilitem tratar os dados experimentais. Diferentes parâmetros estatísticos podem ser calculados a partir de um conjunto de dados, estes são normalmente utilizados para (BATTISTI; BATTISTI, 2008):

- Medida de tendência central: Demonstra o valor médio atribuído ao conjunto de dados. Representa a posição central do conjunto de dados. As medidas de posição são: média aritmética, média ponderada, mediana e moda;
- Medida de dispersão: Demonstra como os dados estão distribuídos em torno da média. São utilizadas para avaliar a variabilidade dos valores no conjunto de dados. As medidas de dispersão são: variância, desvio-padrão e coeficiente de variação.

A forma mais comum de definir a média de um conjunto de dados é a média aritmética das observações. Esta é a estimativa que mais se aproxima do valor esperado (μ) de uma grandeza que varia aleatoriamente para um conjunto de n medições, sendo definida por (GUM, 2008):

$$\bar{V} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n V_i \quad (2.1)$$

em que: V_i são as medições realizadas de um determinado mensurando, o valor de i varia de 1 até o valor das n medições que foram realizadas.

Ao se realizar uma medição é necessário saber o grau de confiabilidade da leitura realizada, isto é, a representatividade deste número de modo que outras pessoas possam entendê-las; este grau de confiabilidade é expresso pela incerteza, definida pelo valor de dispersão dos valores que são atribuídos a uma grandeza que está submetida à medição.

O desvio-padrão da distribuição dos erros, dentre as outras medidas de dispersão, é a maneira mais utilizada para indicar a incerteza de uma medição. Por possuir a mesma unidade da variável que está sendo medida, o desvio-padrão facilita a comparação entre os valores das grandezas. Assim, o desvio-padrão mede o grau de dispersão em torno do valor médio e é definido como (TAYLOR, 1997; GUM, 2008):

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (V_i - \bar{V})^2} \quad (2.2)$$

Nesta tese, a estimativa do valor das variáveis aleatórias, que são utilizadas para descrever o fenômeno físico do vento, são avaliadas em relação à distribuição normal. A distribuição normal, também conhecida como distribuição gaussiana, é a distribuição de probabilidade mais importante na estatística, pois muitos fenômenos naturais apresentam uma distribuição normal. Além disso, média de amostras que foram retiradas de outras distribuições tendem a apresentar um comportamento normal à medida que o tamanho da amostra aumenta (SMITH, 1997).

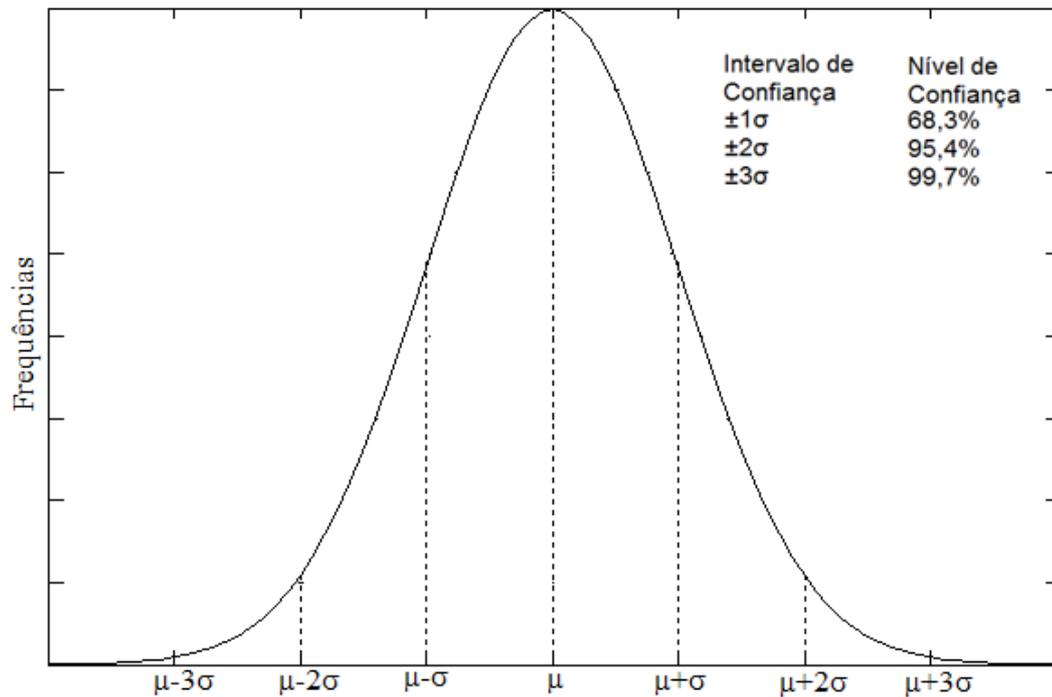
Complementarmente, a distribuição normal ou Gaussiana é uma representação matemática utilizada para sistemas de uma única população. A expressão matemática utilizada para essa distribuição é:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (2.3)$$

em que: x é a variável de medição, μ é o valor médio de x e σ é o desvio-padrão.

Na Figura 2.1 ilustra-se a representação gráfica da distribuição de probabilidade gaussiana com média μ e desvio padrão σ (TAYLOR, 1997; GUM, 2008).

Figura 2.1 – Ilustração dos intervalos de confiança na distribuição Gaussiana.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Supondo que as amostras sejam obtidas a partir de um sinal normalmente distribuído, as amostras dentro do intervalo de confiança de $\pm 1\sigma$ estarão 68,3% da área sob a curva normal, para o intervalo de confiança de $\pm 2\sigma$ cerca de 95% e para o intervalo de $\pm 3\sigma$ cerca de 99,75% da área sob a curva normal.

Se os dados medidos apresentarem valores muito próximos da média, ocorrerá o estreitamento da curva de distribuição normal e a incerteza ou desvio-padrão esperado será menor, indicando um grau de dispersão baixo. Porém, quando os dados apresentam-se afastados do valor da média, há um aumento no desvio-padrão, provocando o alongamento horizontal da curva de distribuição normal, indicando um grau de dispersão alto. (TAYLOR, 1997).

Para o caso em que a grandeza de interesse não possa ser determinada diretamente e tenha que ser obtida com base em n medições de outras grandezas (medição indireta), deve-se aplicar a Lei de Propagação de Incertezas (GUM, 2008).

Considerando que se deseja medir a grandeza y , com base em n medições diretas, x_1, x_2, \dots, x_n , por meio da expressão $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, em que cada grandeza seja descrita pela sua distribuição de probabilidade, considerando que as grandezas de entrada são correlacionadas, a incerteza combinada $u_c(y)$ é (GUM, 2008):

$$u_c(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u^2(x_i) + 2 \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} u(x_i, x_j)} \quad (2.4)$$

em que: $u(x_i, x_j) = u(x_j, x_i)$ é a estimativa da covariância associada com x_i e x_j . Os graus de correlação entre x_i e x_j estão caracterizados pelo coeficiente de correlação, dado por:

$$r(x_i, x_j) = \frac{u(x_i, x_j)}{u(x_i)u(x_j)} \quad (2.5)$$

em que: $r(x_i, x_j) = r(x_j, x_i)$, e $-1 \leq r(x_i, x_j) \leq 1$.

Se as estimações de x_i e x_j são independentes $r(x_i, x_j) = 0$, isto é, se as medições x_1, x_2, \dots, x_N , são independentes, a incerteza combinada $u_c(y)$ do resultado da medição de y é dado por:

$$u_c(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u^2(x_i)} \quad (2.6)$$

em que: $\left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)$ é o coeficiente de sensibilidade e $u(x_i)$ é a incerteza associada à quantidade x_i .

Assim, pode ser determinado como cada componente de incerteza contribui para o resultado da incerteza final.

2.3 Conceitos fundamentais e características das ondas sonoras

De modo a fornecer a base necessária para a compreensão do tema proposto, os conceitos fundamentais relacionados à física da oscilação acústica são apresentados. Segundo a norma IEC 60050 (IEC 60050-801, 1994) a oscilação (vibração) acústica é o movimento de partículas em um meio elástico em torno de uma posição de equilíbrio.

A faixa de frequências das ondas sonoras concentrada aproximadamente entre 16 Hz e 20 kHz é considerada audível pelo ser humano. As ondas sonoras com frequências inferiores a aproximadamente 16 Hz são chamadas de subsônicas, enquanto as ondas acústicas com frequências superiores a aproximadamente 20 kHz são chamadas de ondas ultrassônicas (IEC 60050-801, 1994).

Na propagação de vibrações mecânicas em um meio de transmissão tem-se transporte de energia e não de matéria. Desta forma, não existe fluxo de partículas, mas sim oscilações das partículas em torno de uma posição média (HELLIER, 2001). Assim, as ondas ultrassônicas são ondas mecânicas (vibrações) que necessitam de um meio material para se

propagarem como o ar, não se propagando no vácuo. As ondas mecânicas podem ser de dois tipos:

- Ondas transversais, cuja oscilação é perpendicular à direção de propagação da onda;
- Ondas longitudinais, cuja oscilação ocorre na mesma direção de propagação da onda. As ondas sonoras são ondas longitudinais que podem se propagar em sólidos, líquidos e gases (HALLIDAY *et al.*, 2009).

As ondas sonoras que apresentam um tom puro (oscilação acústica senoidal em apenas uma única frequência) são caracterizadas: pela amplitude das variações de pressão (P), expresso em unidade de pressão; pelo comprimento de onda (λ), que é a distância percorrida pela onda de pressão durante um ciclo; pela frequência (f) que é o número de oscilações completas por segundo, expresso em Hertz (Hz); e pelo período (T) que é tempo necessário para que um ciclo da onda se repita, expresso em segundos (s) (HALLIDAY *et al.*, 2009).

A velocidade de propagação do som (C), a frequência (f) e o comprimento de onda (λ) estão relacionadas pela seguinte expressão:

$$C = \lambda \cdot f \quad (2.7)$$

2.4 Velocidade de propagação do som

O princípio acústico usado no transdutor de ultrassom baseia-se na expressão clássica para velocidade de propagação do som no gás (KAIMAL; BUSNGER, 1963):

$$C = \sqrt{\frac{RT\gamma}{M}} \quad (2.8)$$

em que: $R = 8,3143 \text{ J/mol.K}$ é a constante universal dos gases, $\gamma = 1,4$ é o quociente entre os calores específicos a pressão constante (C_p) e o volume constante (C_v), M é a massa molecular do ar atmosférico que é de $28,9644 \text{ g/mol}$ e T é a temperatura em Kelvin (DELMÉE, 1995; LIVI, 2004). Assim, a velocidade de propagação da onda ultrassônica no ar depende da temperatura e pode ser determinada pela seguinte expressão:

$$C = 20,05 \sqrt{273,15 + T_c} \quad (2.9)$$

em que: T_c é a temperatura em graus Celsius ($^{\circ}\text{C}$).

2.5 Transdutor ultrassônico

Transdutor é um dispositivo utilizado em medição que fornece uma grandeza de saída, a qual tem uma relação determinada com a grandeza de entrada (VIM, 2012). Quando utilizado em medições de grandezas, os transdutores proporcionam uma saída proporcional à entrada. Assim, o transdutor de ultrassom transforma um sinal elétrico em um sinal mecânico e vice-versa.

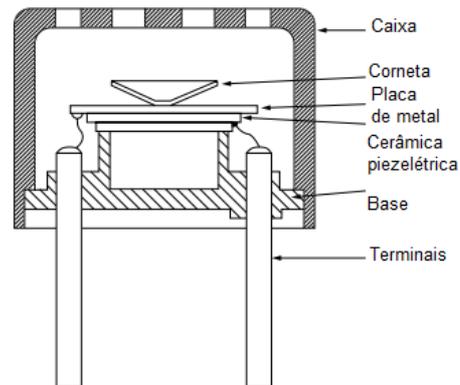
As ondas ultrassônicas são geradas e introduzidas no meio de propagação através de um transdutor transmissor que transforma um sinal elétrico em uma onda de pressão acústica, ao passo que na recepção uma pressão acústica provoca alterações na forma física do transdutor receptor, modificando o sinal elétrico. Este efeito é chamado de piezoelectricidade que é a eletricidade devido a pressão (HELLIER, 2001).

O efeito piezoeletrico foi descoberto por Pierre e Jacques Curie (1880) e consiste na alteração das dimensões físicas de certos materiais quando da aplicação de um determinado campo elétrico, sendo que o efeito inverso também ocorre. O cristal de quartzo é um exemplo deste tipo de material. Outros materiais piezoeletricos, que ocorrem naturalmente, também podem ser utilizados como é o caso da turmalina e do sal de Rochelle. Atualmente, estes cristais foram substituídos por materiais cerâmicos policristalinos que não possuem propriedades piezoeletricas, no seu estado inicial, mas foram adaptadas para esta função. Alguns materiais piezoeletricos utilizados na construção de transdutores de ultrassom são: metaniobato de chumbo (PMN) e titanato zirconato de chumbo (PTZ) (HELLIER, 2001).

Na Figura 2.2 são apresentadas as partes constituintes de um transdutor ultrassônico (MURATA, 2010):

- Caixa – Invólucro plástico para proteção da parte interna do transdutor;
- Vibrador – Constituído de uma placa de metal e da cerâmica piezoeletrica;
- Ressonador – Possui formato cônico projetado com o propósito de irradiar eficientemente as ondas de ultrassom geradas pela vibração e também a fim de concentrar de forma eficaz as ondas de ultrassom na parte central do vibrador;
- Base – Sustenta as partes internas do sensor;
- Terminais – Efetua a ligação de alimentação do ultrassom.

Figura 2.2 – Estrutura típica de um transdutor de ultrassom.



Fonte: Reproduzida de (MURATA, 2010).

O dispositivo ressonador se faz necessário porque a amplitude fornecida pela cerâmica piezoeletrica é insuficiente para a maioria das aplicações práticas e porque proporciona uma transferência eficiente da energia acústica do transdutor de ultrassom para o meio (PESHKOVSKY; PESHKOVSKY, 2007; PESHKOVSKY; PESHKOVSKY, 2008).

2.6 Métodos de medição utilizando transdutores ultrassônicos

O princípio da medição da velocidade de um fluido utilizando transdutores de ultrassom fundamenta-se no fato que a velocidade aparente da propagação de uma transmissão de sinal de ultrassom em um fluido é alterada pelo movimento do fluido (AZIZ *et al.*, 1996).

Segundo (PALLÀS-ARENY, WEBSTER, 2001) os métodos de medição utilizando transdutores de ultrassom são baseados no tempo de trânsito (*ToF*) e na velocidade de propagação de qualquer substância, em suspensão e com impedância acústica diferente ao fluido que escoar, que pode atuar como refletor e alterar a frequência do sinal de ultrassom (Doppler).

A seguir, serão feitos alguns comentários relativos aos dois métodos de medição utilizando transdutores ultrassônicos.

2.6.1 Método Doppler

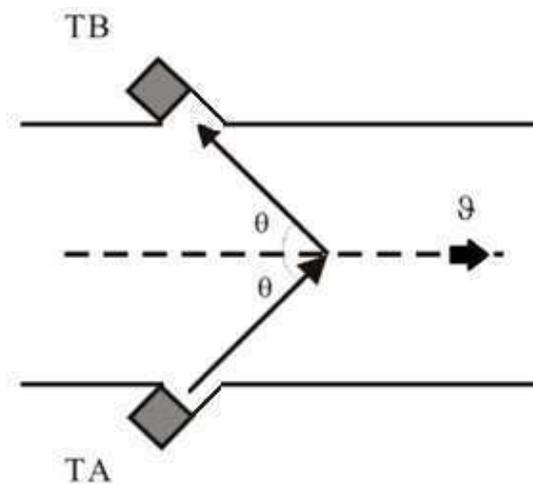
Este método tem como princípio a variação da frequência quando uma onda acústica é refletida por uma substância em movimento. Logo, os medidores baseados no efeito Doppler

são adequados para medição de fluxo de fluidos que contêm substâncias capazes de refletir as ondas acústicas (DEEMÉE, 1995).

O som ultrassônico emitido pelo transdutor transmissor é refletido nas substâncias em suspensão, retornando por meio do transdutor receptor que recebe o sinal modulado em frequência.

Na Figura 2.3 ilustra-se o procedimento de medição da velocidade do fluido baseado no efeito Doppler. Nela observa-se que ϑ representa a velocidade do fluido, TA e TB são os transdutores ultrassônicos, θ é o ângulo que é formado entre os transdutores e o sentido do fluxo.

Figura 2.3 – Medição da velocidade de fluidos baseado no método Doppler.

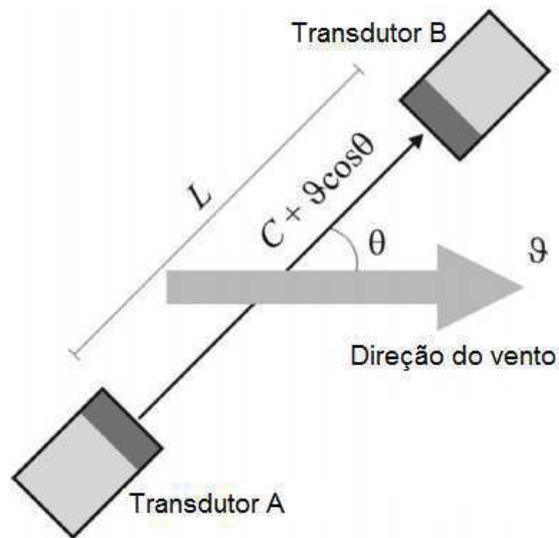


Fonte: Reproduzida de (VILLANUEVA, 2009).

2.6.2 Método Tempo de Trânsito (*ToF*)

O método do *ToF* baseia-se na medição do tempo de propagação de um sinal ultrassônico entre um transdutor transmissor A e um transdutor receptor B, alinhados com um ângulo especificado à direção do vento, como ilustrado na Figura 2.4, em que uma componente da velocidade do vento ($\vartheta \cdot \cos\theta$) é somada vetorialmente a velocidade do som no ar (*C*).

Figura 2.4 – Configuração dos transdutores para sentido de velocidade de vento igual ao de propagação da onda ultrassônica.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Este tempo de propagação corresponde ao *ToF* e é utilizado para a determinação da velocidade do fluido ϑ , mediante as expressões que relacionam os tempos de propagação dos sinais ultrassônicos com as velocidades de propagação.

Os medidores ultrassônicos que utilizam *ToF* não são adequados para a medição do fluxo dos fluidos que contêm substâncias que podem refletir a onda ultrassônica, sendo necessário que o fluido seja relativamente limpo (DEEMÉE, 1995).

Como a medição da velocidade de fluidos fundamentada no efeito Doppler necessita de substâncias em suspensão e o fluido que se deseja medir é o ar em movimento, sem partículas refletoras, a forma de medição recomendada é a baseada no *ToF*.

2.7 Estudo da estrutura unidirecional para medição de velocidade de vento

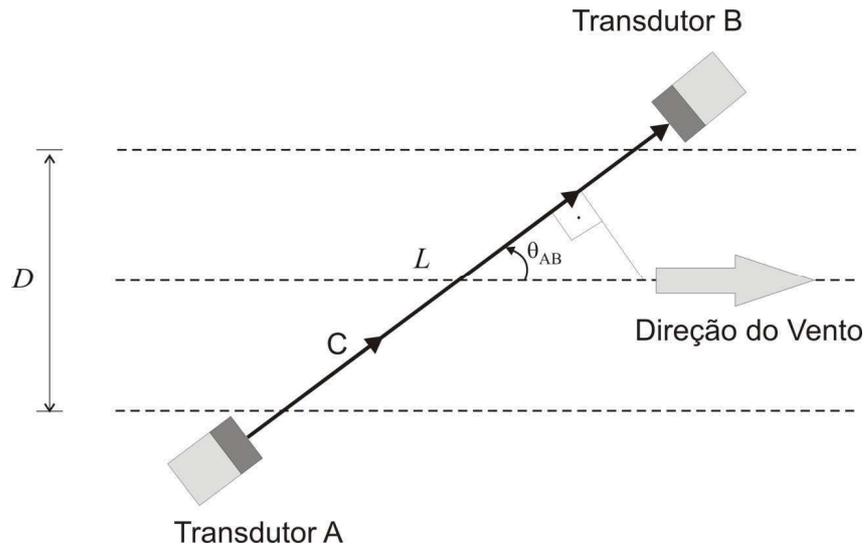
De modo a realizar a medição de velocidade de vento apresenta-se a estrutura Unidirecional que utiliza apenas um sentido de transmissão da onda ultrassônica.

2.7.1 Estrutura unidirecional

Na Figura 2.5 ilustra-se a configuração de medição de velocidade de vento usando transdutores ultrassônicos, os quais são configurados para operar em modo de transmissão e recepção, com um ângulo específico θ para a direção do vento. Observa-se que a velocidade

resultante da propagação da onda sonora no ar é determinada pela soma vetorial das velocidades de propagação do som (C) com a velocidade do fluxo de ar (ϑ) que se deseja determinar. O sentido de transmissão da onda ultrassônica é igual ao de velocidade de vento, sendo chamado sentido direto.

Figura 2.5 – Configuração dos Transdutores sentido direto - Sentido de propagação da onda ultrassônica é o mesmo do fluxo de ar.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como o sentido de propagação da onda ultrassônica ilustrado na Figura 2.5 é o mesmo do fluxo de ar, a velocidade resultante da propagação da onda sonora no ar é a soma da decomposição vetorial da velocidade do fluxo de ar com a da velocidade do som, dada por:

$$\vec{C}_{AB} = \vec{C} + \vec{\vartheta} \quad (2.10)$$

Sabendo-se que a velocidade resultante é determinada por meio da relação entre o comprimento da distância de separação entre os transdutores (L) pelo tempo de trânsito (t_{AB}), assim a velocidade resultante pode ser calculada como:

$$C_{AB} = \frac{L}{t_{AB}} \quad (2.11)$$

Conforme a Figura 2.5 a velocidade do fluxo de ar pode ser decomposta em duas componentes, uma delas com o mesmo sentido da velocidade de propagação da onda ultrassônica:

$$\vec{\vartheta} = \vartheta \cdot \cos \theta \quad (2.12)$$

Assim, pode-se determinar a velocidade resultante da propagação da onda sonora no ar, como:

$$C + \vartheta \cdot \cos \theta = \frac{L}{t_{AB}} \quad (2.13)$$

Reescrevendo a Expressão 2.13 e colocando a velocidade de vento em evidência, encontra-se:

$$\vartheta_{U-AB} = \frac{1}{\cos \theta} \left(\frac{L}{t_{AB}} - C \right) \quad (2.14)$$

em que: ϑ_{U-AB} é a velocidade de vento unidirecional sentido direto, θ é o ângulo entre a propagação do vento e a direção dos transdutores, L é a distância de separação entre transdutores, C é a velocidade de propagação do som e t_{AB} é o tempo de propagação do sinal entre os transdutores A e B no sentido direto.

De maneira equivalente, o t_{AB} é determinado com base na estimativa da diferença de fase entre os sinais ultrassônicos transmitido e recebido, dado por:

$$\phi_{AB} = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t_{AB} \quad (2.15)$$

em que: ϕ_{AB} é a diferença de fase entre a onda transmitida e recebida, no sentido de A para B, e f_0 é a frequência de operação dos transdutores.

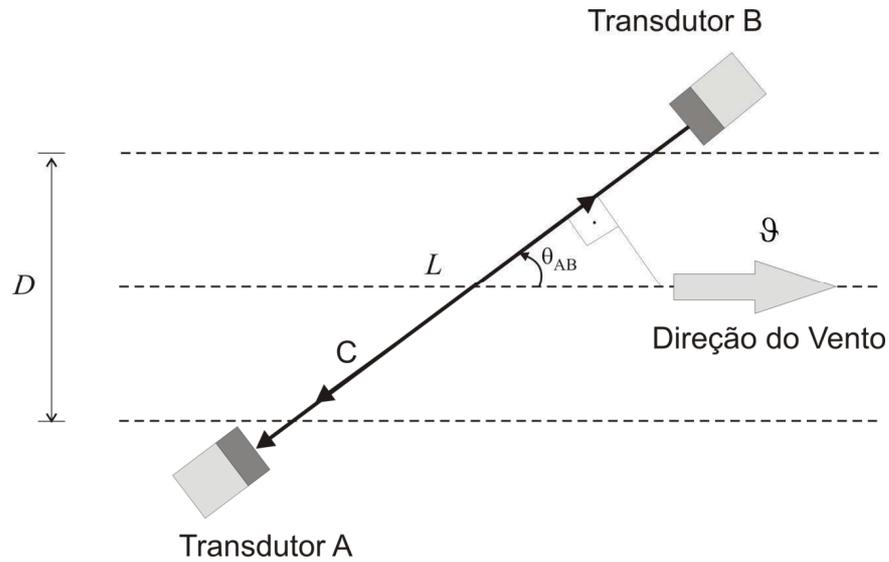
Substituindo-se (2.15) em (2.14) pode-se determinar a velocidade de vento:

$$\vartheta_{U-AB} = \frac{1}{\cos \theta} \cdot \left(\frac{2\pi \cdot f_0 \cdot L}{\phi_{AB}} - C \right) \quad (2.16)$$

De forma análoga, quando o sentido da velocidade de propagação da onda ultrassônica for diferente do sentido da propagação do vento, como ilustrado na Figura 2.6, a velocidade resultante é:

$$\vartheta_{U-BA} = \frac{1}{\cos \theta} \left(C - \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot L}{\phi_{BA}} \right) \quad (2.17)$$

Figura 2.6 – Configuração dos Transdutores sentido inverso - Sentido de propagação da onda ultrassônica é contrária ao do fluxo de ar.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Mais detalhes acerca da teoria dos tipos de estruturas (unidirecional e bidirecional) para medição de velocidade de vento podem ser obtidos em (VILLANUEVA, 2009). No Anexo A consta um estudo da dependência da diferença de fase com respeito à variação de velocidade de vento e da distância de separação entre os transdutores.

3. Técnicas de medição baseadas no tempo de trânsito

3.1 Introdução

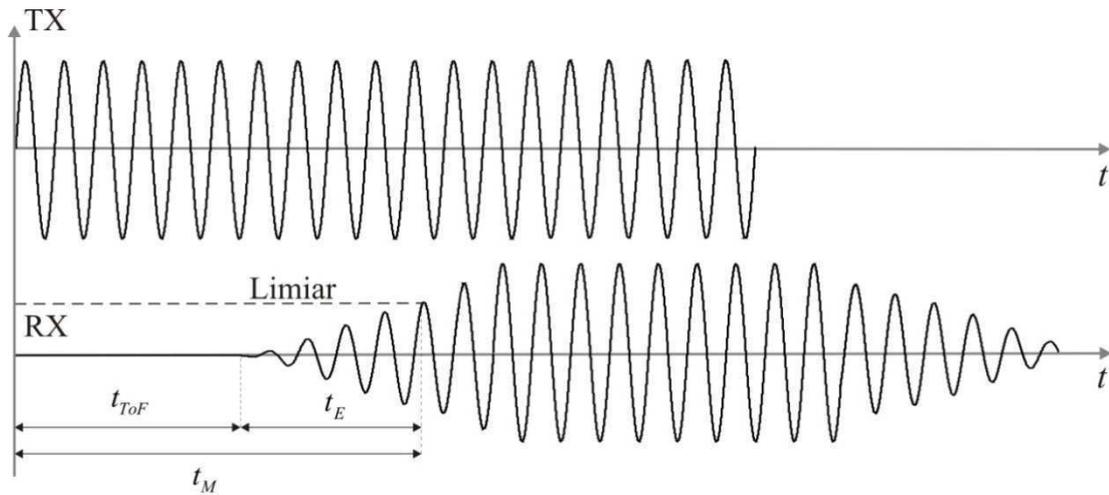
Neste capítulo são apresentadas as principais técnicas utilizadas na determinação do tempo de trânsito (*ToF - Time of Flight*). A determinação do *ToF* é fundamental para a solução de diversos problemas relacionados a medições que utilizam ondas ultrassônicas. Dentre estes, tem-se: medição de distâncias (JIANG *et al.*, 2011), medição de velocidade de vento (VILLANUEVA *et al.*, 2009), medição da concentração de gases (COSTA *et al.*, 2012), medição de níveis de profundidade em líquidos (OLIVEIRA *et al.*, 2006), entre outras aplicações. A qualidade destas medições está diretamente relacionada com a estimativa do *ToF* e a sua incerteza associada.

Para a determinação do *ToF*, diversas técnicas têm sido implementadas tais como: Detecção do Limiar (VILLANUEVA *et al.*, 2009; JIANG *et al.*, 2011; YANG *et al.*, 2011; COSTA *et al.*, 2012), Diferença de Fase (TONG *et al.*, 2001; VILLANUEVA *et al.*, 2009; COSTA *et al.*, 2012), Correlação Cruzada (MARIOLI *et al.*, 1992; VILLANUEVA *et al.*, 2009), Estimação de Máxima Verossimilhança (MLE, *Maximum Likelihood Estimation*) (VILLANUEVA *et al.*, 2009; COSTA *et al.*, 2012), Filtro de Kalman (ESPINOZA *et al.* 2010) e Transformada Wavelet (INGAROCA *et al.*, 2012). Sendo assim, para uma compreensão das técnicas de medição do *ToF* são apresentados, de forma sucinta, os conceitos fundamentais sobre tais técnicas encontradas na literatura.

3.2 Detecção do Limiar

A estimativa do *ToF* pela técnica de Detecção do Limiar consiste em transmitir um determinado número de períodos de ondas senoidais a partir do transdutor transmissor (Tx) e medir o tempo necessário para sua detecção (*ToF*) no transdutor receptor (Rx), por meio da detecção de um nível de referência ou limiar (*TH - Threshold Level*) como ilustrado na Figura 3.1.

Figura 3.1 - Ilustração dos sinais transmitido e recebido com estimativa do ToF utilizando o método de Detecção de Limiar.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Em razão de retardos impostos pela dinâmica dos transdutores, que inclui o tempo de emissão e a resposta transitória do transdutor receptor no tempo, o valor medido do ToF (t_M) não corresponde diretamente ao tempo de recepção. Conseqüentemente, o valor medido do tempo pode ser expresso como a soma do tempo de propagação do sinal no meio (t_{ToF}), que é o intervalo de tempo transcorrido entre a transmissão do sinal e sua recepção, com o tempo de detecção (t_E), que é o intervalo de tempo decorrido entre a recepção do sinal e sua detecção. Assim,

$$t_M = t_{ToF} + t_E . \quad (3.1)$$

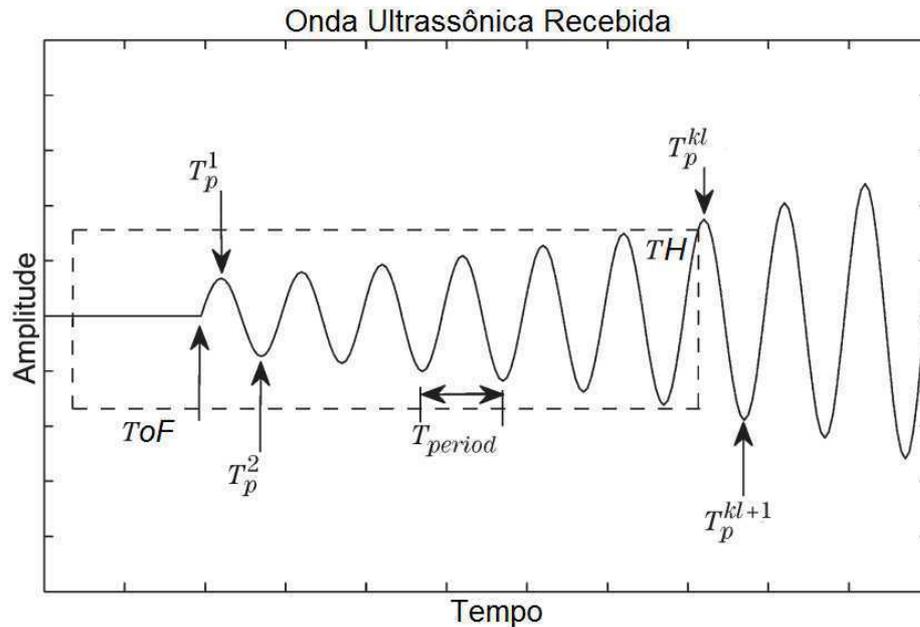
Uma calibração deve ser realizada preliminarmente de forma a determinar o tempo de detecção (t_E), mantendo para esse caso a velocidade do vento nula.

A Detecção do Limiar é uma técnica de baixo custo e de fácil implementação, porém deve ser utilizada quando não se exige uma mais baixa incerteza de medição.

Jiang e seus colaboradores recentemente propuseram um melhoramento desta técnica (JIANG *et al.*, 2011), dando a este processo o nome de Sequência de Tempo de Picos (PTS). Esta técnica consiste em transmitir ondas senoidais de frequências ligeiramente diferentes, uma por vez, realizando o cálculo do valor médio do tempo de detecção de limiar; então, o tempo de chegada é reconstruído por meio da estimativa do tempo de inicialização comum (ToF) dos PTS para as ondas recebidas de diferentes frequências (JIANG *et al.*, 2011).

O sinal ultrassônico detectado no transdutor de recepção é ilustrado na Figura 3.2 e por meio deste é apresentado o modelo matemático da técnica.

Figura 3.2 – A ilustração representa a forma de onda ultrassônica recebida implementando a técnica PTS.



Fonte: Reproduzida de (JIANG *et al.*, 2011).

O primeiro pico (T_p^1) da onda chega ao receptor com um atraso de um quarto de período ($\frac{1}{4}T_{period}$) após o tempo de chegada da frente de onda (ToF), e o segundo pico (T_p^2) chega com um atraso de três quartos de período ($\frac{3}{4}T_{period}$) após o ToF .

$$\begin{aligned} T_p^1 &= ToF + \frac{1}{4}T_{period} \\ T_p^2 &= ToF + \frac{3}{4}T_{period} \end{aligned} \quad (3.2)$$

cada pico em sequência terá metade do período, logo a expressão de tempo geral é:

$$T_p^i = ToF + \frac{(2i-1)}{4}T_{period} \quad (3.3)$$

em que: i são os picos das ondas do sinal que chega ao receptor. Quando a onda receptora for detectada pelo nível de limiar (TH), o próximo pico é:

$$T_p^{Kl} = ToF + \frac{(2Kl-1)}{4}T_{period} \quad (3.4)$$

em que: Kl representa o pico da primeira onda detectada após o limiar e p significa pico.

Apenas um conjunto de ondas senoidais de frequência fixa é transmitida por vez (com período T_{period}), e associada a cada uma destas frequências tem-se uma expressão de tempo geral como na Equação (3.3). Supondo que apenas duas frequências diferentes sejam transmitidas, a subtração entre as expressões de tempo geral resulta na equação:

$$\begin{aligned}\Delta T_p^i &= T_p^i(\omega_1) - T_p^i(\omega_2) \\ \Delta T_p^i &= \frac{(2i-1)}{4} \Delta T_{period} \quad ,\end{aligned}\quad (3.5)$$

em que: $\omega_1 = 39,5$ kHz e $\omega_2 = 40,5$ kHz são as frequências das ondas utilizadas e ΔT_p é a taxa de crescimento.

Supondo que o primeiro pico detectável estável é o elemento Kl de cada sequência, a equação que descreve a diferença das duas sequências de pico pode ser reescrita como:

$$\Delta T_p^{Kl} = T_p^{Kl}(\omega_1) - T_p^{Kl}(\omega_2) = \frac{(2Kl-1)}{4} \Delta T_{period} . \quad (3.6)$$

Logo, pode-se encontrar o valor de Kl e do ToF . O valor final do ToF pode ser determinado pela média dos valores dos $ToFs$ obtidos pelas quantidades de frequência presentes.

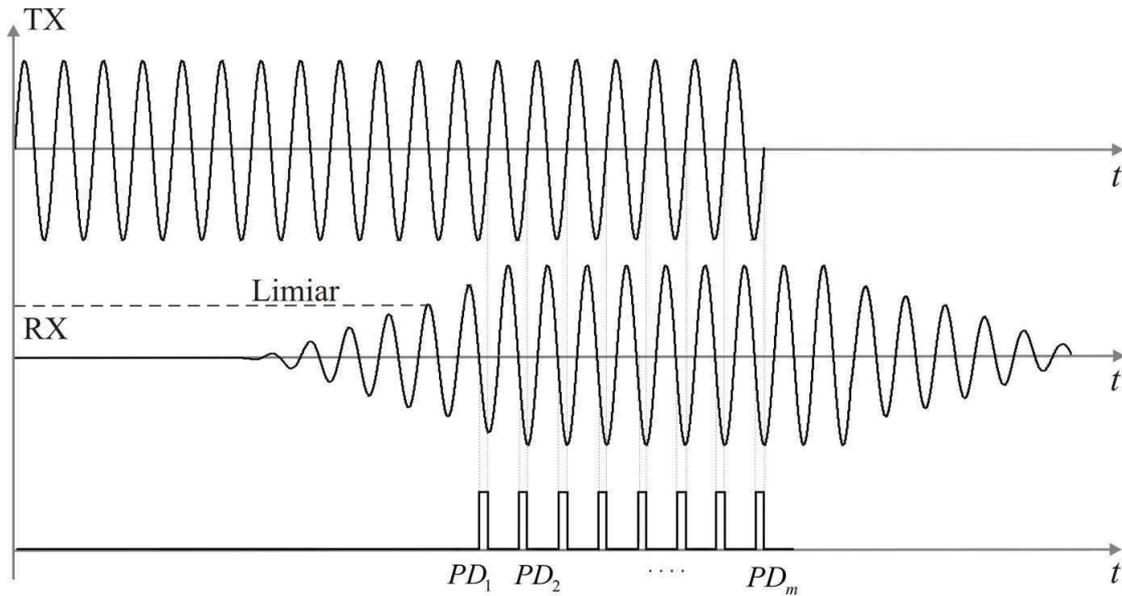
$$\begin{aligned}Kl &= \frac{2\Delta T_p^{Kl}}{\Delta T_{period}} + \frac{1}{2} \\ ToF_{\omega_n} &= T_{p_{\omega_n}}^{Kl} - \frac{(2Kl-1)}{4} T_{period_{\omega_n}} . \\ ToF &= \frac{ToF_{\omega_1} + ToF_{\omega_2} + \dots + ToF_{\omega_n}}{n}\end{aligned}\quad (3.7)$$

A principal vantagem desta técnica consiste no fato de não ser necessário a utilização de ADC (conversor analógico-digital) de alta taxa de amostragem. Contudo, a técnica PTS não deve ser utilizada em aplicações que possuam baixa relação sinal-ruído, pois picos aleatórios surgidos em virtude de ruídos podem acidentalmente, indicar o sinal de nível de limiar (JIANG *et al.*, 2011; YANG *et al.*, 2011).

3.3 Diferença de Fase

A técnica de Diferença de Fase (PD – *Phase Difference*) consiste na medição da diferença de fase entre as ondas ultrassônicas transmitidas pelo transdutor emissor e recebidas pelo transdutor receptor, como ilustrado na Figura 3.3 (TONG *et al.*, 2001). Após a detecção de um nível de limiar começa-se a observação das medições das diferenças de fase entre as ondas ultrassônicas.

Figura 3.3 – Sinais ultrassônicos transmitido e recebido utilizados para determinar a diferença de fase.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A defasagem pode ser medida utilizando contadores verificando os instantes de cruzamento por zero entre as formas de onda ultrassônica transmitida e recebida. Para a configuração da Figura 2.5 a diferença de fase é dada por $\phi_{AB} = 2\pi f \cdot t_{AB}$ e para a configuração da Figura 2.6 a diferença de fase é dada por $\phi_{BA} = 2\pi f \cdot t_{BA}$, respectivamente a velocidade do vento para cada configuração é dada por:

$$\begin{aligned} \vartheta_{AB} &= \frac{1}{\cos \theta} \cdot \left(\frac{2\pi f L}{\phi_{AB}} - C \right) \\ \vartheta_{BA} &= \frac{1}{\cos \theta} \cdot \left(C - \frac{2\pi f L}{\phi_{BA}} \right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Quando comparada com a técnica de *TH*, a técnica de *PD* apresenta menor incerteza de medição, é menos susceptível ao ruído, apresenta o fato de ser imune à variações de atenuação do meio de propagação, mas a fase é limitada à faixa de medição de 2π (ALMEIDA, 2004).

3.4 Fusão de dados utilizando Estimação de Máxima Verossimilhança

Em instrumentação eletrônica, algoritmos de fusão de dados podem ser utilizados para reduzir incertezas na medição por meio da análise e combinação de padrões ocultos obtidos pelos dados medidos (VILLANUEVA *et al.*, 2009).

Para determinar o *ToF* por meio de fusão de dados é utilizado a técnica Estimação de Máxima Verossimilhança (*MLE*). Para esta finalidade, o transdutor ultrassônico transmite uma rajada de ondas senoidais com ciclos suficientes para permitir a medição de um valor único *ToF* por meio da técnica *TH* (t_{TH}) e de m valores de medições do *ToF* utilizando a técnica *PD* (t_{PDi}) (VILLANUEVA *et al.*, 2009). O *ToF* final determinado por meio de fusão de dados é calculado por:

$$t_{MLE} = \alpha t_{TH} + \sum_{i=1}^m \beta_i t_{PDi}, \quad (3.9)$$

em que: t_{MLE} é o *ToF* estimado pela técnica *MLE*, t_{TH} é o *ToF* medido pela técnica *TH*, t_{PDi} são as m medições do *ToF* pela técnica *PD*, α e β são os coeficientes de ponderação que são determinados por (VILLANUEVA *et al.*, 2009):

$$\alpha = \left\{ u_{t_{TH}}^2 \left(\frac{1}{u_{t_{TH}}^2} + \frac{1}{u_{t_{PD1}}^2} + \frac{1}{u_{t_{PD2}}^2} + \dots + \frac{1}{u_{t_{PDm}}^2} \right) \right\}^{-1}$$

$$\beta = \left\{ u_{t_{PDi}}^2 \left(\frac{1}{u_{t_{TH}}^2} + \frac{1}{u_{t_{PD1}}^2} + \frac{1}{u_{t_{PD2}}^2} + \dots + \frac{1}{u_{t_{PDm}}^2} \right) \right\}^{-1}, \quad (3.10)$$

em que: u_{TH} é a incerteza aleatória da medição do *ToF* pela técnica *TH* e u_{PDi} é a incerteza aleatória da medição do *ToF* pela técnica *PD*.

Assim, a incerteza associada à medição com t_{MLE} é dada por:

$$\frac{1}{u_{t_{MLE}}^2} = \left(\frac{1}{u_{t_{TH}}^2} + \frac{1}{u_{t_{PD1}}^2} + \frac{1}{u_{t_{PD2}}^2} + \dots + \frac{1}{u_{t_{PDm}}^2} \right). \quad (3.11)$$

Considerando que as funções de densidade de probabilidade das incertezas sobre a medição *ToF* por meio da técnica *PD* sejam iguais, a incerteza da medição pela técnica de fusão de dados pode ser definida como:

$$\frac{1}{u_{t_{MLE}}^2} = \left(\frac{1}{u_{t_{TH}}^2} + \frac{m}{u_{t_{PD}}^2} \right). \quad (3.12)$$

Um fator de redução de incertezas (ρ) foi utilizado em (VILLANUEVA *et al.*, 2009) para averiguar o grau de incerteza na medição do *ToF* de fusão de dados u_{MLE} , quando comparado com a que foi obtida por meio da técnica *PD* u_{PD} , pois este fator apresenta menor incerteza quando comparado com a técnica de Limiar. O fator de redução é definido como:

$$\rho = \sqrt{\frac{u_{t_{MLE}}^2}{u_{t_{PD}}^2}}, \quad (3.13)$$

considerando $u_{TH} = pu_{PD}$, com $p \geq 1$, tem-se:

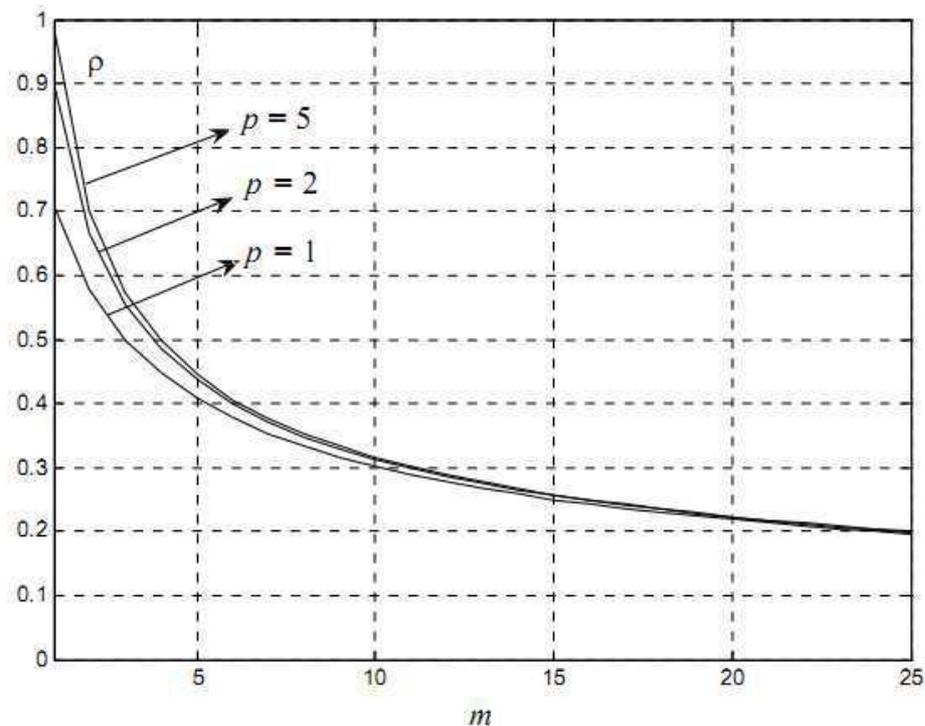
$$\rho^2 = \frac{u_{t_{MLE}}^2}{u_{t_{PD}}^2} = \frac{p^2}{1 + mp^2}, \quad (3.14)$$

que pode ser aproximado por:

$$\rho^2 = \frac{1}{m}, \quad mp^2 \gg 1. \quad (3.15)$$

Na Figura 3.4 apresenta-se as curvas de redução do fator de incertezas (ρ) para $u_{t_{TH}} = u_{t_{PD}}$, $u_{t_{TH}} = 2 \cdot u_{t_{PD}}$, e $u_{t_{TH}} = 5 \cdot u_{t_{PD}}$ como uma função do número de medições de *ToF* utilizando a técnica *PD*. Observa-se que o aumento do número de medições de t_{PD} provoca menor influência da técnica *TH* (t_{TH}) sobre a incerteza final (VILLANUEVA *et al.*, 2007). Por meio deste procedimento, é possível obter incertezas nas medições inferiores às apresentadas nas técnicas *TH* e *PD* (VILLANUEVA *et al.*, 2007).

Figura 3.4 – Curvas de redução do fator de incerteza (ρ) para diferentes incertezas: $p=1$, $p=2$ e $p=5$, em função do número de medições *ToF* utilizando a técnica *PD* ($u_{TH} = pu_{PD}$).



Fonte: Reproduzida de (VILLANUEVA *et al.*, 2007)

3.5 Correlação Cruzada

Na técnica de Correlação Cruzada realiza-se uma operação matemática entre dois sinais de modo a observar o grau de similaridades entre eles, extraíndo informações que dependem da aplicação de interesse. A informação utilizada em tais aplicações é o atraso entre o sinal ultrassônico transmitido e recebido (MARIOLI *et al*, 1992).

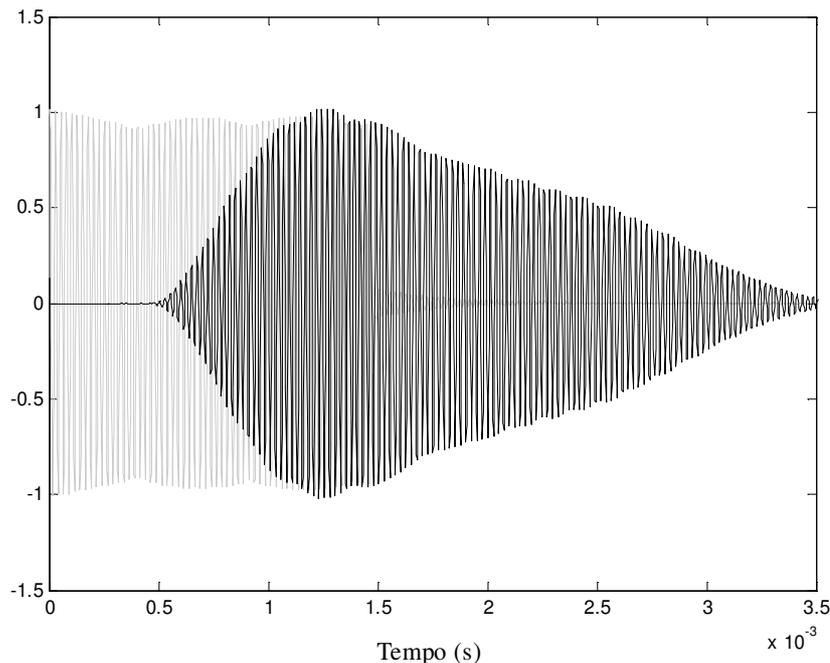
Considerando-se duas seqüências discretas $x[n]$ e $y[n]$, em que $x[n]$ representa as amostras do sinal ultrassônico transmitido e $y[n]$ representa as amostras do sinal recebido, aplicando-se a técnica de Correlação Cruzada obtém-se o *ToF* desejado. O sinal recebido $y[n]$ é um sinal ultrassônico com atenuação, atraso e um ruído aditivo, que surgem em virtude do meio de medição e pode ser expresso por (MARIOLI *et al*, 1992):

$$y[n] = Ax[n - \tau] + \omega[n], \quad (3.16)$$

em que: A é o fator de atenuação, τ é o atraso que surge em virtude do trajeto da onda ultrassônica do transmissor ao receptor (*ToF*) e $\omega[n]$ representa o ruído aditivo associado ao sistema.

Na Figura 3.5 tem-se a ilustração dos sinais no transdutor transmissor $x[n]$, e no transdutor receptor $y[n]$. O sinal recebido foi adequado para que possuísse um máximo igual a 1, assim a atenuação do sistema seria unitária ($A = 1$).

Figura 3.5 – Onda ultrassônica transmitida e recebida.



Fonte: Elaborada pelo autor.

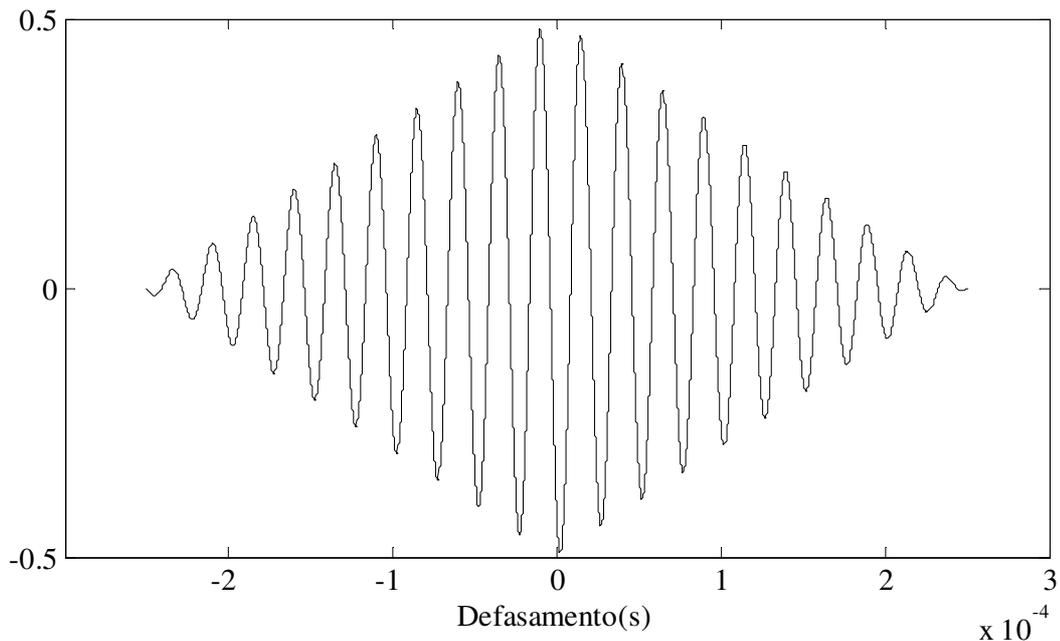
Quando da aplicação da Correlação Cruzada, os sinais transmitido e recebido são multiplicados, somados ponto-a-ponto e deslocados, obtendo-se o atraso entre eles. A posição de valor máximo do resultado da operação de correlação está relacionada com a medição do Tempo de Trânsito τ , isto é, o valor máximo de $R[\tau]$ ocorre no instante τ_M que corresponde ao tempo de atraso entre os sinais $x[n]$ e $y[n]$ equivalente ao *ToF*. A correlação é definida como:

$$R[x, y] = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]y[n + \tau], \quad (3.17)$$

em que: N é o número de pontos de dados, e K é um fator de normalização igual à soma dos quadrados dos valores armazenados de $x[n]$.

Na Figura 3.6 apresenta-se o resultado da operação de correlação $R[x, y]$, entre os sinais x e y ilustrados na Figura 3.5.

Figura 3.6 – Resultado da operação de correlação dos sinais x e y .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Comparada com técnicas tradicionais, a técnica de Correlação Cruzada possui maior complexidade, pois precisa realizar a amostragem e armazenamento de todo sinal transmitido (Tx) e recebido (Rx), portanto eleva a carga computacional do processo. No entanto, há uma melhora significativa na estimativa do *ToF*. Para baixas frequências faz-se necessário realizar interpolação dos dados.

3.6 Filtro de Kalman

O filtro de Kalman é um algoritmo recursivo que tem por objetivo realizar a melhor estimativa dos valores das diversas variáveis de interesse, utilizando para tanto:

1. O conhecimento do modelo dinâmico do sistema e dos dispositivos de medição;
2. Informações das condições iniciais dos estados;
3. Medições das grandezas realizadas ao longo do tempo;
4. Descrição estatística dos ruídos do sistema, dos erros de medição e das incertezas das variáveis de estado e do modelo do sistema.

O filtro de Kalman Estendido Discreto (DEKF) é uma técnica de processamento digital de sinais aplicada ao sinal recebido (Rx), de modo a estimar com menor incerteza de medição os estados do conjunto de parâmetros que caracterizam a envoltória do sinal recebido (Rx). Assim, realiza-se o modelamento matemático da envoltória, podendo desta forma localizar o seu aparecimento. Com base neste procedimento, é possível estimar o *ToF* (ESPINOZA, 2010).

Em Angrisiani (2006) foi estimado o *ToF* baseado no filtro de Kalman, em que foi proposta a modelagem do sistema dinâmico por meio da equação da envoltória dada por:

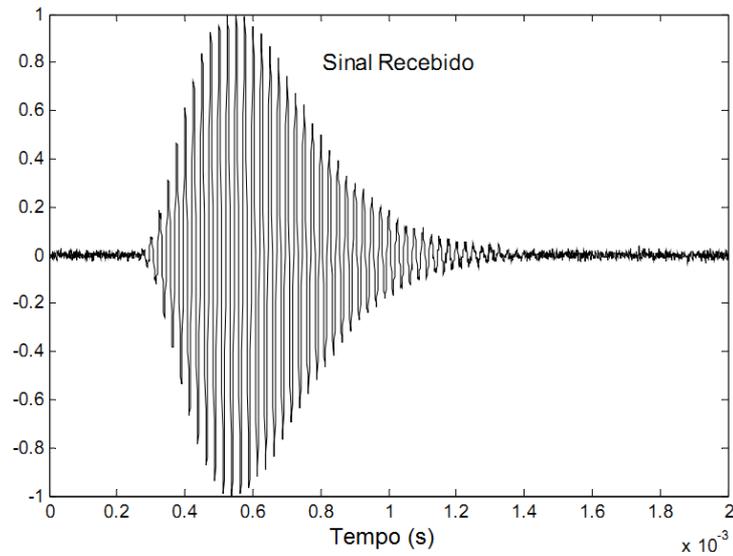
$$A(t) = A_0 \left(\frac{t - \tau}{T} \right)^\alpha e^{\left(\frac{t - \tau}{T} \right)}, \quad (3.18)$$

em que: A_0 é a amplitude máxima do sinal ultrassônico transmitido, α e T são parâmetros específicos do transdutor de ultrassom e τ é o Tempo de Trânsito (*ToF*).

O conjunto de parâmetros (A_0 , α , T , e τ) da Equação (3.18) que caracterizam o modelo da envoltória é estimado por meio da DEKF, cujo procedimento consiste nas seguintes etapas:

1. Aquisição de dados: Conversão analógico/digital do sinal ultrassônico recebido. Na Figura 3.7 tem-se a representação de um sinal de recepção que é adquirido pelo conversor A/D;

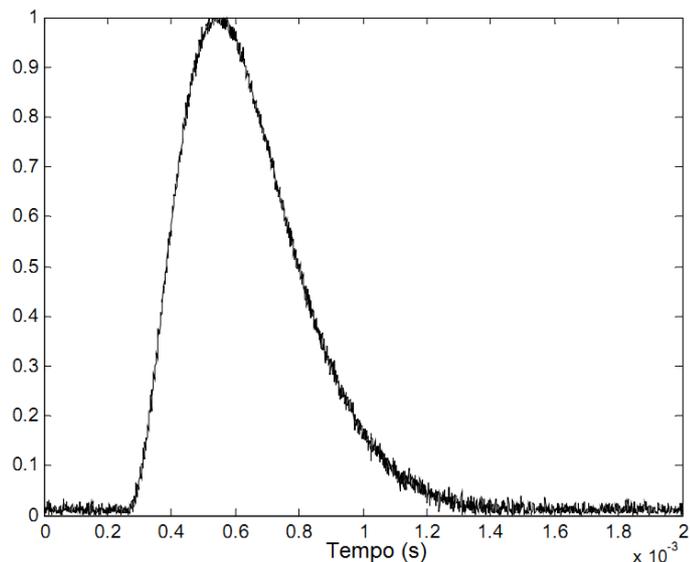
Figura 3.7 – Aquisição de sinais ultrassônicos.



Fonte: Reproduzida de (Villanueva, 2009).

2. Pré-processamento de sinais: Obtenção dos valores dos parâmetros da envoltória do sinal recebido por meio da Transformada de Hilbert, pois esta transformada é uma técnica utilizada em processamento digital de sinais para o levantamento do sinal da envoltória, conforme envoltória ilustrada na Figura 3.8;

Figura 3.8– Envoltória do sinal a partir da Transformada de Hilbert.

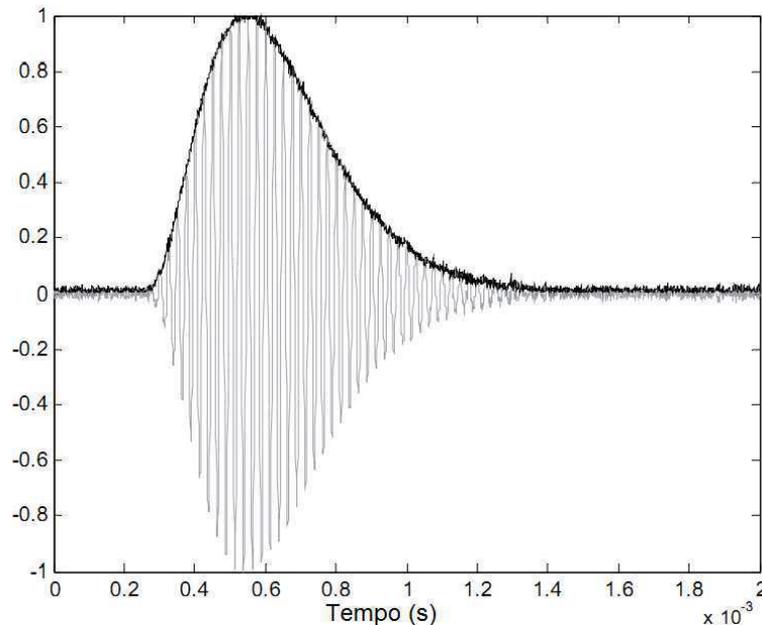


Fonte: Reproduzida de (Villanueva, 2009).

3. Estimativa dos parâmetros: Executa-se o procedimento recursivo fundamentado a partir do filtro de Kalman, utilizando para tanto os valores iniciais dos conjuntos de

parâmetros (A_0 , α , T , e τ) obtidos a partir da transformada de Hilbert e o modelo matemático da envoltória. Com isso, produz-se a melhor estimativa do conjunto de parâmetros e, por consequência, a melhor estimativa do ToF . A envoltória reconstruída, com base nestes parâmetros, pode ser observada na Figura 3.9.

Figura 3.9– Estimativa da envoltória do sinal recebido (Rx) utilizando filtro de Kalman.



Fonte: Reproduzida de (Villanueva, 2009).

3.7 Transformada Wavelet

As transformadas são funções matemáticas utilizadas para mapear sinais de um domínio para outro. Particularmente importantes no processamento e análise de sinais, pois no domínio transformado, algumas propriedades do sinal ficam evidentes.

Existem diferentes tipos de transformadas que podem ser aplicadas a um sinal, por exemplo: A transformada de Fourier que converte dados do domínio do tempo para o domínio da frequência e a transformada Wavelet que representa um sinal como a soma de um conjunto de subsinais, que dependem da Wavelet-mãe utilizada (WEEKS, 2012).

Um sinal quando analisado pela transformada Wavelet informa dados tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência, assim, é uma ferramenta que possibilita saber o início e fim de um determinado acontecimento (DAUBECHIES, 1990).

A transformada Wavelet contínua é representada por (DAUBECHIES, 1992):

$$TW(s, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \Psi^* \left(\frac{t - \tau}{s} \right) dt, \quad (3.19)$$

em que: $f(t)$ é o sinal a ser analisado, t é o tempo, Ψ é a função de base e $\Psi((t - \tau)/s)$ é a versão deslocada e escalonada da Wavelet no tempo, τ (fator de deslocamento da janela) e na escala s (fator de escala ou decomposição) e $*$ é o conjugado complexo da função (GRAPS, 1995; WEEKS, 2012).

Define-se $\Psi_{(s, \tau)}(t)$ como (WEEKS, 2012):

$$\Psi_{(s, \tau)}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \Psi \left(\frac{t - \tau}{s} \right). \quad (3.20)$$

A função $\Psi_{(1,0)}(t)$ é chamada Wavelet-mãe, ao passo que as outras funções $\Psi_{(s, \tau)}(t)$ são chamadas de wavelets filhas. A transformada Wavelet é aplicada ao sinal $f(t)$ em janelas que se deslocam por meio de τ e com dimensões diferentes de acordo com o fator de escala s (OLIVEIRA, 2006; WEEKS, 2012).

Em (GUETBI *et al.*, 1998) duas técnicas da estimativa do *ToF* foram propostas utilizando Wavelets. A primeira consiste em aplicar a transformada Wavelet a ambos sinais recebidos e transmitidos pelo par ultrassônico. Sejam $x(t)$ e $y(t)$ os sinais transmitido e recebido, e $TW_X(\tau)$ e $TW_Y(\tau)$ suas transformadas Wavelets com fator de escala fixo s_0 ; assim, definem-se as transformações como a convolução entre o sinal e um conjunto de wavelets básicas:

$$\begin{aligned} TW_X(\tau) &= \int x(t) \Psi^* \left(\frac{t - \tau}{s_0} \right) dt \\ TW_Y(\tau) &= \int y(t) \Psi^* \left(\frac{t - \tau}{s_0} \right) dt, \end{aligned} \quad (3.21)$$

em que: $s_0 = \frac{5}{2\pi f_0}$ e f_0 é a frequência central dos transdutores ultrassônicos. O tempo de atraso (*ToF*) entre $x(t)$ e $y(t)$ então é dado por:

$$ToF = \tau_0 = \text{Arg max} [TW_X(\tau) - TW_Y(\tau)]. \quad (3.22)$$

Segundo (GUETBI *et al.*, 1998) as Wavelets-mãe que podem ser utilizadas para representar a resposta dos transdutores são as Wavelets Morlet e Chapéu Mexicano, porque elas têm um formato semelhante ao sinal de ultrassom. Dentre estas, a Wavelet escolhida por Guetbi e seus colaboradores foi a Morlet.

A segunda técnica consiste em realizar uma transformada Wavelet Cruzada entre os sinais transmitido e recebido. Esta técnica consiste na combinação das duas transformadas Wavelets em uma só, utilizando ambos sinais. O pico desta transformada informa diretamente o *ToF*.

Assumindo que $x(t)$ é o sinal ultrassônico transmitido e $y(t)$ o sinal recebido, então a transformada Wavelet cruzada de $y(t)$ em relação a $x(t)$ é:

$$TW_{XY}(s, \tau) = \frac{1}{\sqrt{s}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) y^* \left(\frac{t - \tau}{s} \right) dt. \quad (3.23)$$

Assim, a maior correlação fornecerá o fator de escala e *ToF* entre os sinais:

$$(s_{MAX}, \tau_{MAX}) = Arg \max [TW_{XY}(s, \tau)]. \quad (3.24)$$

Guetbi e seus colaboradores observaram que (GUETBI *et al.*, 1998):

- A estimativa do *ToF* baseada em Wavelets, com um fator de escala fixa, apresenta um desempenho melhor do que a obtida quando utilizou-se a Correlação Cruzada clássica, mas estas duas técnicas possuem uma complexidade computacional equivalente;
- Há uma superioridade da técnica da transformada Wavelet Cruzada sobre a Correlação Cruzada e sobre a Correlação aplicada às transformadas Wavelets nos sinais transmitidos e recebidos do sinal de ultrassom;
- Há uma elevada complexidade computacional ao utilizar a Transformada Wavelet Cruzada quando comparada com as outras técnicas utilizadas.

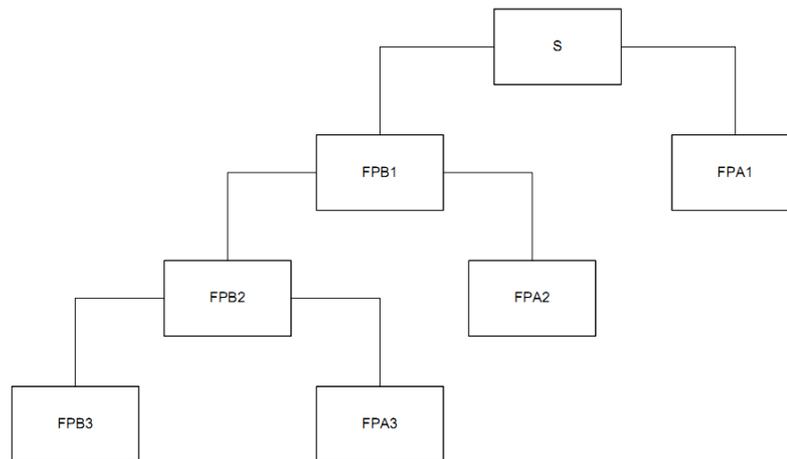
O sinal analógico fornece dados que podem ser compactados em alguns parâmetros. Esses parâmetros são chamados de coeficientes de Wavelet e servem para caracterizar o comportamento do sinal (SANTOSO *et al.*, 1996). O cálculo dos coeficientes Wavelets de cada escala desejada é um processo muito longo, de elevado custo computacional e que geram informações redundantes, sendo sua discretização necessária para aplicações práticas (HERNANDES; WEISS, 1996).

Tomando-se por base a discretização dos parâmetros de escala (s) e de deslocamento (τ) obtém-se a Transformada Wavelet Discreta (DWT – *Discrete Wavelet Transform*). Com a utilização da DWT é possível escolher o conjunto de escalas e deslocamentos de modo a obter os coeficientes de forma mais eficiente, sendo a escala e o deslocamento obtidos com base em potência de dois (TIWARI; SHUKLA, 2002).

A aplicação da DWT em um sinal é a decomposição deste sinal utilizando dois filtros: um passa-baixa e outro passa-alta. Assim, a DWT baseia-se na decomposição do sinal em

aproximações (filtro passa-baixa - FPB) e detalhes (filtro passa-alta - FPA). O processo de filtragem pode ser observado na Figura 3.10. Observa-se por meio desta figura que foram considerados três níveis de escalonamento do sinal para componentes de baixa frequência.

Figura 3.10– Escalonamento (decomposição) utilizando filtros passa-baixa e passa-alta com o mesmo processo se repetindo para as componentes de baixa frequência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A escolha da Wavelet-mãe, por meio da qual o sinal é escalonado (decomposto), determina a qualidade dos resultados nos casos de decomposição e reconstrução (INGAROCA *et al.*, 2012). Assim, um estudo pode ser realizado para verificar as Wavelets disponíveis, averiguando a qualidade de cada uma delas de modo a realizar a escolha da Wavelet-mãe mais indicada para esta aplicação. Estudos também podem ser realizados de modo a verificar o nível de escalonamento que deve ser realizado para cada Wavelet-mãe, de modo a obter a melhor estimativa para o *ToF*.

Como desvantagem da DWT pode-se citar: seu elevado custo computacional, que se agrava na medida em que não se tem conhecimento da melhor Wavelet-mãe que se deve utilizar, da quantidade de escalonamento (decomposição) que deve ser realizada, aumentando assim a complexidade computacional do sistema e sua complexidade para aplicações embarcadas em hardware de baixo custo.

3.8 Técnicas de inteligência computacional

Por meio da implementação de algoritmos de otimização, pode-se estimar o valor do *ToF* com base na modelagem não-linear multi-variável do sinal ultrassônico recebido

(VILLANUEVA *et al.*, 2012). Estes algoritmos podem ser baseados em algoritmos heurísticos, que não apresentam garantia na determinação da solução ótima para o problema. Alguns exemplos são os algoritmos genéticos e de estratégias evolutivas, que realizam a procura da solução das variáveis em um espaço definido (LIU *et al.*, 2011).

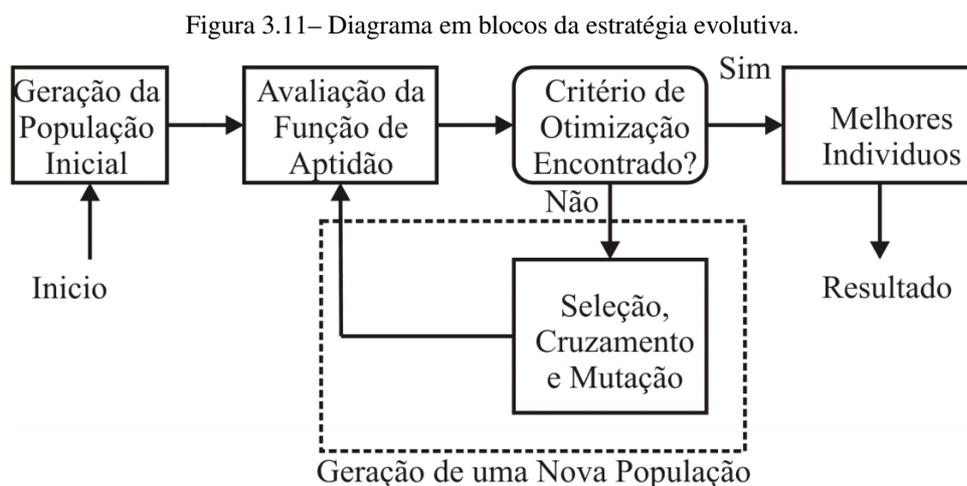
A modelagem da envoltória do sinal de eco ultrassônico por uma equação não-linear multi-variável foi realizada em (GUETBI *et al.*, 1998; HUANG *et al.*, 2007; VILLANUEVA *et al.*, 2012). Desta forma, o sinal no transdutor receptor é modelado por:

$$y(t) = \left(\frac{t - \tau}{\beta\alpha} \right)^\gamma \text{sen} [2\pi f_0 (t - \tau) + \phi] e^{\left(\beta \frac{t - \tau}{\alpha} \right)}, \quad (3.25)$$

em que: τ é o Tempo de Trânsito (*ToF*) e α , β , ϕ e γ são parâmetros vinculados à forma de onda do sinal de eco. O sinal de eco ultrassônico é definido com base nestes parâmetros. A cada um dos indivíduos da população está associado o correspondente desvio-padrão; assim, o i -ésimo indivíduo da população inicial com seus desvios-padrão é:

$$x^i = \left(\alpha^i, \beta^i, \phi^i, \tau^i, \gamma^i, \sigma_\alpha^i, \sigma_\beta^i, \sigma_\phi^i, \sigma_\tau^i, \sigma_\gamma^i \right), \quad (3.26)$$

No trabalho de Villanueva *et al.* (2012), um processo evolutivo utilizando operadores de seleção, cruzamento e mutação para geração de novas soluções foi implementado, como pode ser visualizado na Figura 3.11.

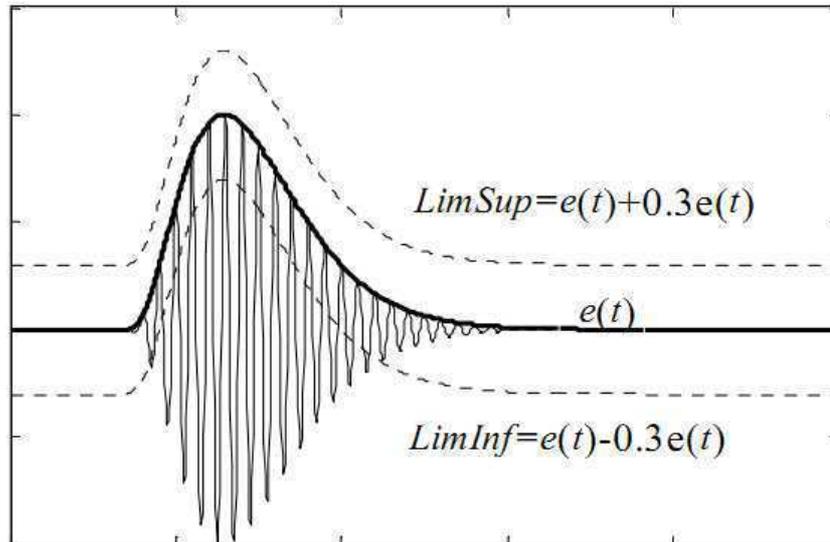


Fonte: Reproduzida de (Villanueva, 2012).

No momento da geração da população inicial deve-se ter o cuidado para não gerar indivíduos inválidos e comprometer a resolução do problema. Assim, devem ser estabelecidos limites, que foram obtidos por meio da envoltória do sinal de eco ultrassônico

(VILLANUEVA *et al.*, 2012). A envoltória do sinal de eco foi obtida a partir da Transformada de Hilbert, como pode ser ilustrado na Figura 3.12.

Figura 3.12– Limites inferior e superior.



Fonte: Reproduzida de (Villanueva, 2012).

De modo a avaliar quantitativamente a aptidão do indivíduo foi utilizado um erro de aproximação, que é dado por (VILLANUEVA *et al.*, 2012):

$$\epsilon_A = y_i(t) - e(t). \quad (3.27)$$

em que: $y_i(t)$ é o modelo do sinal e $e(t)$ é o sinal de eco ultrassônico no transdutor receptor.

Como os limites do erro de aproximação não são constantes (devido ao ruído) o erro de aproximação normalizado é determinado por:

$$\epsilon_{AN} = \left[\frac{\epsilon_A}{LimSup} \mid \epsilon_A > 0; \frac{\epsilon_A}{LimInf} \mid \epsilon_A < 0 \right]. \quad (3.28)$$

A cada indivíduo da população está associada uma função de aptidão que indica sua qualidade, quando comparada com outros indivíduos da população. Esta função também força o algoritmo a minimizar o erro de aproximação normalizado, o valor médio e o desvio-padrão do erro.

A partir dos resultados de simulação pode-se observar que (VILLANUEVA *et al.*, 2012):

- O algoritmo evolutivo proporciona soluções diferentes, isto é, são encontradas diversas soluções que satisfazem às restrições do problema relativo à modelagem da envoltória do sinal de eco ultrassônico;

- É requerida uma geração da população inicial adequada, com a finalidade de evitar a convergência prematura do algoritmo evolutivo;
- É possível estimar o valor do *ToF* com níveis de ruído bastante elevado.

3.9 Conclusões parciais

Por meio do levantamento das técnicas existentes para a estimativa do *ToF*, observou-se que técnicas baseadas na análise da frequência (Transformada de Fourier) ainda não foram exploradas para este tipo de aplicação. Por esse motivo, no capítulo 6 é realizado um estudo de modo a desenvolver um procedimento de medição de velocidade do vento baseada na DFT. No próximo capítulo apresenta-se um modelo de simulação do sistema ultrassônico.

De maneira complementar, na Tabela 3.1 são comparadas as técnicas baseadas no método de Tempo de Trânsito, apresentando-se as vantagens e desvantagens da utilização de cada técnica.

Tabela 3.1 – Comparação entre as técnicas baseadas no método de Tempo de Trânsito.

Técnica	Vantagens	Desvantagens
Detecção de Limiar	Simple implementação; Baixo consumo de energia; Baixo custo.	A localização de início é de difícil obtenção, em virtude do ruído; Apresenta maior incerteza na medição do <i>ToF</i> , que as outras técnicas.
Diferença de Fase	Simple implementação; Menor incerteza, quando comparado com Detecção de Limiar; Baixo consumo de energia.	Apresenta incerteza menor apenas do que a Detecção de limiar; Limitação em razão da fase.
Fusão de Dados	Por ser um estimador ótimo, minimiza o erro na estimativa da incerteza da medição de <i>ToF</i> .	A exatidão na medição do valor de <i>ToF</i> pode ser comprometida devido a técnicas utilizadas para realizar a fusão.
Correlação	Simplicidade para detectar o <i>ToF</i> , mesmo na presença de ruído.	Incertezas introduzidas em virtude das aproximações por técnicas de interpolação; Requer elevada carga computacional.

Tabela 3.1– Continuação.

Filtro de Kalman	<p>Estimativa dos parâmetros do envelope de forma robusta e confiável;</p> <p>Simple implementação;</p> <p>Baixo consumo de energia.</p>	<p>Necessita de técnicas de processamento de sinais sofisticados;</p> <p>Precisa saber a priori as estatísticas dos parâmetros a serem estimados.</p>
Transformada Wavelet	<p>Quando de posse do fator de escala fixo, apresenta um desempenho melhor do que quando se utiliza a correlação cruzada clássica.</p>	<p>Elevado custo computacional, que se agrava à medida que não se tem conhecimento da quantidade de escalonamento que deve ser realizado, aumentando assim a complexidade computacional do sistema;</p> <p>A escolha da Wavelet-mãe, por meio do qual o sinal é escalonado, determinará a qualidade dos resultados nos casos de decomposição e reconstrução.</p> <p>Complexidade para aplicações embarcadas em hardware de baixo custo.</p>
Técnicas de Inteligência Computacional	<p>Pode estimar o <i>ToF</i> com níveis de ruído bastante elevado;</p> <p>É um algoritmo rápido para procura de soluções.</p>	<p>Necessita que a geração da população inicial seja adequada, com a finalidade de evitar a convergência prematura do algoritmo evolutivo;</p> <p>Pode convergir para um ótimo local e não alcançar a solução global.</p>

4. Modelo de simulação do sistema

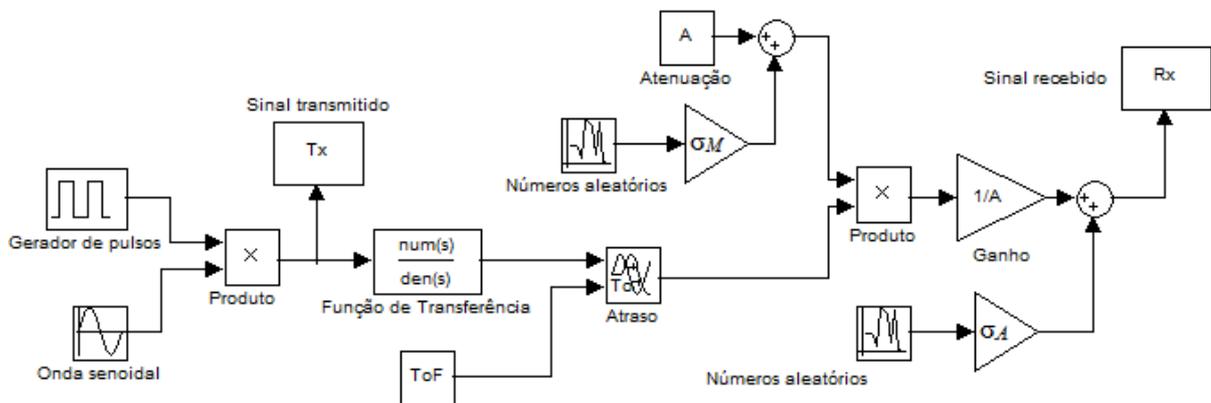
4.1 Introdução

Os modelos experimentais empregados em pesquisas são utilizados para realizar uma representação do sistema físico real, de modo a descrever o seu funcionamento. Para este estudo, o modelo é baseado em uma formulação matemática e a simulação é realizada utilizando o software *Simulink* (*Matlab*®), para verificar a consistência das análises realizadas. Assim, utilizam-se técnicas de simulação para emular o comportamento do sistema físico real.

O *Simulink* é um software utilizado para modelar, simular e analisar o comportamento do sistema dinâmico. Possui uma interface gráfica com o usuário de modo a possibilitar a construção de modelos utilizando-se diagramas de blocos que podem ser prontos ou ajustados de acordo com cada necessidade.

Na Figura 4.1 são ilustradas, por meio de diagrama de blocos, as principais partes que compõem o sistema elaborado. Nas próximas seções, cada um destes blocos é analisado em detalhe e, por fim, uma análise do ruído de fase em osciladores é realizada.

Figura 4.1 Diagrama de blocos do sistema de medição baseado em ultrassom.



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.2 Ruído

O ruído é uma degradação do sinal, não sendo previsto em qualquer instante de tempo (MOTCHENBACHER, CONNELLY, 1993). Desta forma, deve ser descrito e tratado com métodos estatísticos, podendo ser caracterizado por suas propriedades estatísticas como média (μ) e desvio-padrão (σ), avaliação do Tipo A (GUM, 2008).

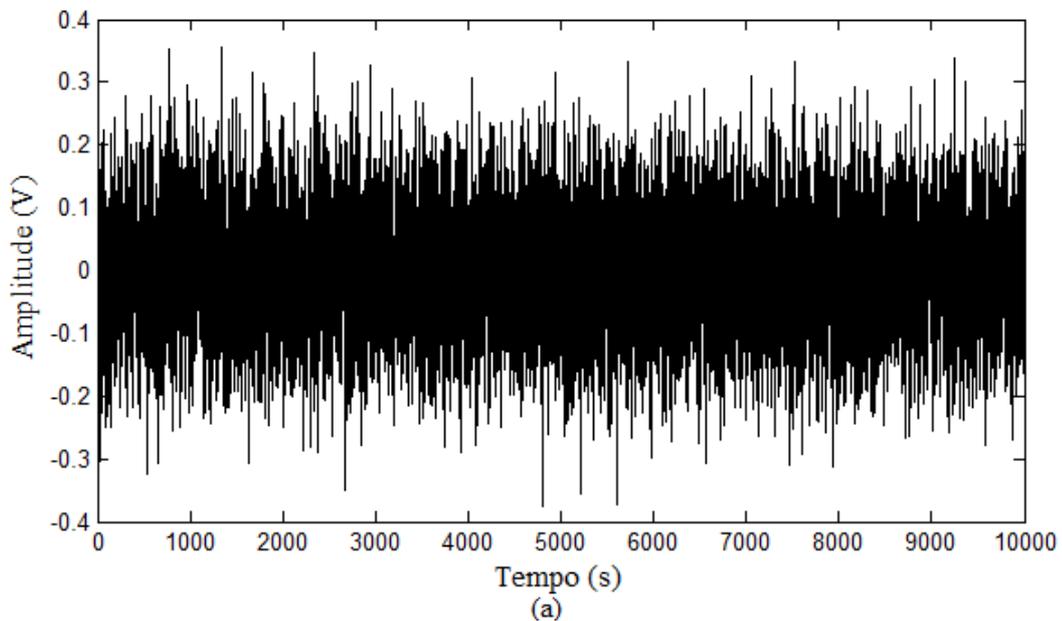
¹*Matlab/Simulink* R2012a, licença n° 704766 para fins acadêmicos, em nome de ifto.edu.br (Instituto Federal do Tocantins) onde o autor exerce suas atribuições profissionais como servidor estável.

Segundo o Teorema do Limite Central quando o tamanho da amostra aumenta, a distribuição da média das amostras tende a uma distribuição normal. Caracteristicamente, em aplicações de engenharia o ruído é devido à superposição de pequenas contribuições de muitos fenômenos. Assim, assume-se que o ruído tem uma distribuição gaussiana ou normal com o tempo (MOTCHENBACHER, CONNLLY, 1993; LAGES, 2004). Desta maneira, as variáveis independentes utilizadas para simulação, nesta tese, obedecem a uma distribuição de probabilidade gaussiana.

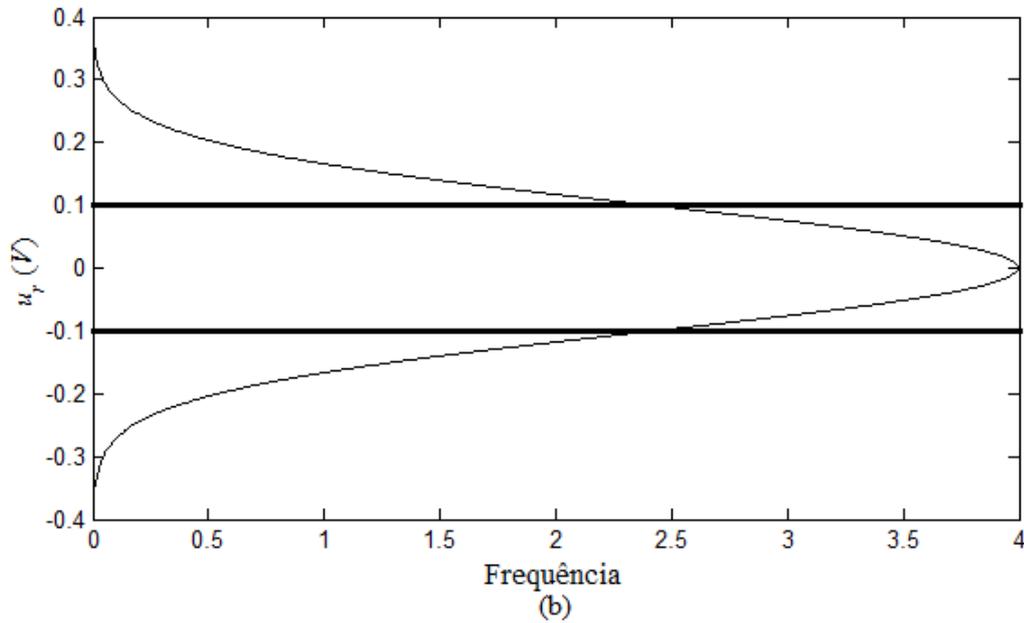
A incerteza de medição (u) é um parâmetro (que pode ser, por exemplo, o desvio-padrão), associado ao resultado de uma medição, que caracteriza a dispersão dos valores que podem ser razoavelmente atribuídos a grandeza submetida à medição (mensurando) (VIM, 2012).

Na Figura 4.2 ilustra-se: (a) um gráfico do ruído com média zero ($\mu = 0$ V) e desvio-padrão 0,1 V ($\sigma = 0,1$ V), para 10000 pontos, gerado a partir do *Matlab*®; e (b) a curva de distribuição de probabilidade gaussiana, com leituras de simulação: média igual à -0,0003 V ($\mu_r = -0,0003$ V) e incerteza de medição de 0,0999 V ($u_r = 0,0999$ V).

Figura 4.2 - (a) Ruído gaussiano e (b) FDP gaussiana do ruído.



Fonte: Elaborada pelo autor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3 Modelo dos sinais transmitido (Tx) e recebido (Rx)

Considera-se para este trabalho que o sinal ultrassônico transmitido tenha a seguinte expressão:

$$v_{Tx}(t) = v_M \text{sen}(\omega t), \quad (4.1)$$

em que: $v_{Tx}(t)$ é o valor da tensão instantânea no transdutor transmissor, v_M é o valor da tensão máxima e ω é a frequência instantânea, em radianos por segundo (rad/s).

Considera-se que o sinal ultrassônico recebido é afetado por um ruído aditivo ($u_A(t)$), por um ruído multiplicativo ($u_M(t)$), por uma atenuação e por um deslocamento de fase devido ao meio, de acordo com a expressão:

$$v_{Rx}(t) = (A + u_M(t)) \text{sen}(\omega t + \phi) + u_A(t), \quad (4.2)$$

em que: $v_{Rx}(t)$ é o valor da tensão instantânea no transdutor receptor e ϕ é a fase instantânea.

Estes ruídos são obtidos por simulação a partir da modelagem de uma FDP (Função de Densidade de Probabilidade) Gaussiana, que gera números aleatórios uniformemente distribuídos, com média zero e desvio-padrão σ_A para o ruído aditivo e σ_M , para o ruído multiplicativo.

O sinal recebido no transdutor receptor dependerá do nível dos ruídos aditivo e multiplicativo presentes no meio de transmissão. A quantificação destas incertezas é expressa pela relação sinal-ruído, dada por:

$$SNR_A = 20 \log \left(\frac{v_M}{\sigma_A} \right) dB \quad (4.3)$$

$$SNR_M = 20 \log \left(\frac{v_M}{\sigma_M} \right) dB$$

em que: SNR_A é a relação sinal-ruído entre o nível máximo do sinal e do ruído aditivo, e SNR_M é a relação sinal-ruído entre o nível máximo do sinal e do ruído multiplicativo.

Níveis típicos de relação sinal-ruído são de $SNR_A = 40$ dB, e $SNR_M = 60$ dB. Considerando que a tensão máxima de $v_M = 1$ V, obtém-se $\sigma_A = 0,01$ V e $\sigma_M = 0,001$ V (VILLANUEVA, 2009).

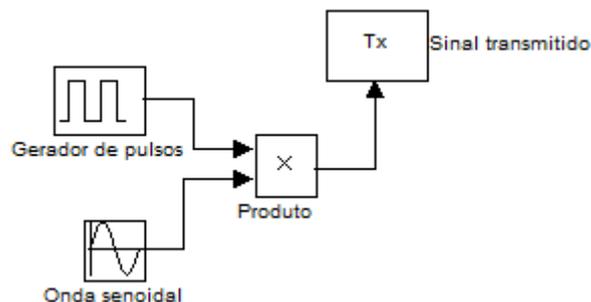
4.4 Geração do sinal emissor

A geração da onda senoidal é formada por meio de três blocos no software Simulink: um gerador de pulsos, um gerador de sinais senoidais e um bloco de multiplicação.

O bloco gerador de sinais senoidais é responsável por gerar a forma de onda senoidal de 40 kHz, obtida a partir da Expressão 4.1. O bloco gerador de pulsos é utilizado para gerar pulsos em intervalos de tempo regulares. O bloco de multiplicação realiza a multiplicação entre os dois sinais e em sua saída obtém-se uma quantidade determinada de ondas senoidais, por meio de rajadas, que são enviadas ao transdutor de transmissão.

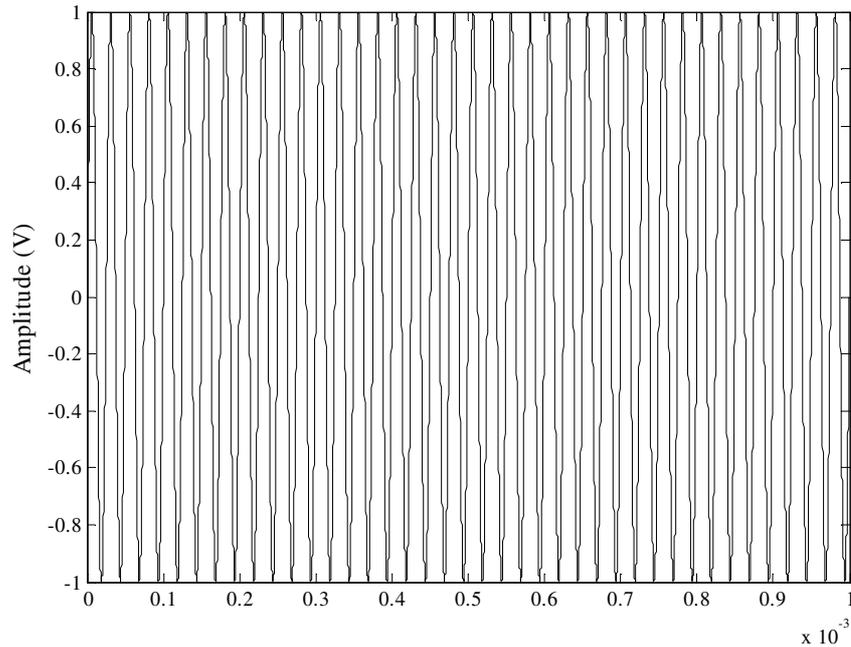
Na Figura 4.3 é ilustrado o conjunto dos blocos mencionados, e na Figura 4.4 a forma de onda injetada no transdutor transmissor.

Figura 4.3 – Blocos responsáveis por gerar a onda senoidal de 40 kHz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.4 – Forma de onda senoidal de 40 kHz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.5 Transdutores ultrassônicos

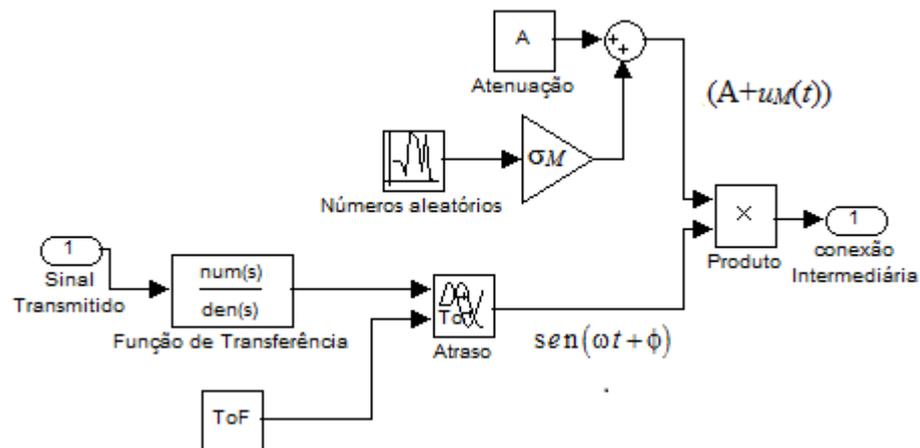
Normalmente os transdutores de transmissão e recepção são modelados tomando-se por base alguns estudos de modelo do par ultrassônico baseados na representação a partir de circuito elétrico equivalente, de dois filtros passa-faixa de 2^a ordem e de leis físicas que descrevem o comportamento dinâmico do sistema ultrassônico, mas nenhum deles está baseado na modelagem orientada por dados. Assim, o capítulo 5 desta tese tem por propósito o desenvolvimento de um novo modelo matemático do sistema ultrassônico baseado na teoria de identificação de sistemas.

4.6 Meio de transmissão

O meio de transmissão do sinal é representado pelo diagrama em blocos ilustrado na Figura 4.5. Estes blocos simulam a defasagem devido ao ToF , acrescentam ao sinal um ruído multiplicativo ($u_M(t)$), além de atenuá-lo (A).

O meio de transmissão é composto por um bloco de atraso chamado de atraso de tempo variável (*variable time delay*) que possui duas entradas, uma de dados que recebe a rajada de ondas senoidais e a outra entrada de tempo de atraso, que é a entrada do ToF . A saída deste bloco é o sinal de entrada atrasado de ToF .

Figura 4.5 – Blocos responsáveis por gerar o atraso ToF e por acrescentar um ruído multiplicativo ao sistema.



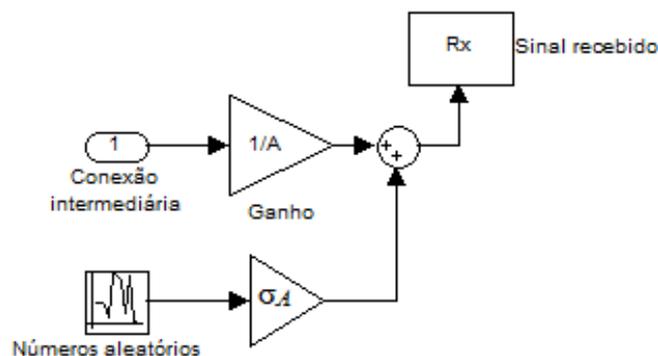
Fonte: Elaborada pelo autor.

O ruído multiplicativo é formado por um bloco que gera uma quantidade de números aleatórios normalmente distribuídos (*Generate normally distributed random numbers*). Este bloco é multiplicado pelo desvio-padrão do ruído multiplicativo (σ_M). O bloco do ruído multiplicativo é somado com um valor de atenuação (A), e por fim, este sinal é multiplicado a onda senoidal atrasada.

4.7 Recepção

O sinal de conexão intermediária é amplificado e por fim é somado a um ruído aditivo. O ruído aditivo ($u_A(t)$) é obtido por simulação a partir da modelagem de uma FDP Gaussiana, que gera números aleatórios uniformemente distribuídos, com média zero e desvio-padrão σ_A . A Figura 4.6 ilustra esse conjunto de blocos. A esse sinal de saída pode ser aplicada qualquer técnica mencionada no capítulo 3.

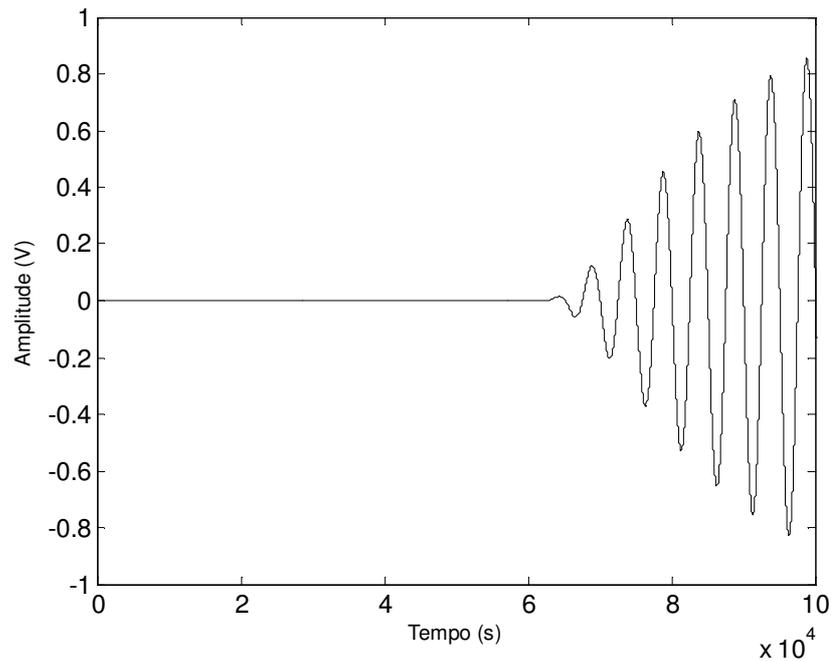
Figura 4.6 – Conjunto de blocos responsáveis pela recepção.



Fonte: Elaborada pelo autor.

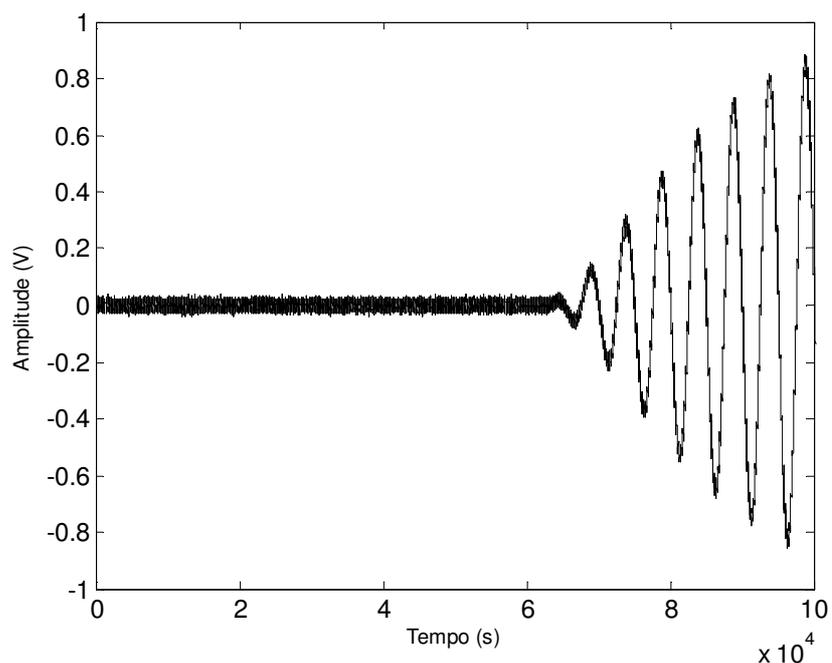
A Figura 4.7 ilustra a forma de onda recebida no transdutor de recepção obtido com base na Expressão 4.2, sem ruído aditivo e multiplicativo e na Figura 4.8 ilustra-se a forma de onda recebida com a presença de ruído aditivo e multiplicativo, com desvio-padrão de $\sigma_A = 0,01$ V e $\sigma_M = 0,001$ V. Estas figuras foram obtidas após o desenvolvimento do modelo matemático, do sistema ultrassônico, desenvolvido no capítulo 5.

Figura 4.7 – Sinal recebido no transdutor receptor, sem ruído aditivo e multiplicativo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.8 – Sinal recebido no transdutor receptor, com ruído aditivo e multiplicativo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.8 Ruído de fase e *jitter* em osciladores

O ruído de fase (*phase noise*) e o *jitter* estão ligados a estabilidade dos geradores de frequência, os osciladores. Estes são basicamente equivalentes, diferindo apenas pelo fato do ruído de fase ser representado no domínio da frequência, enquanto o *jitter* é representado no domínio do tempo (GILMORE, BESSER, 2003).

Neste estudo, considera-se que a amplitude do sinal senoidal do oscilador permanece constante ao longo do tempo, negligenciando por simplicidade os ruídos associados a amplitude do sinal. Assim, nas próximas seções é realizado um estudo para avaliar o comportamento do ruído de fase e do *jitter* em osciladores senoidais e por fim é avaliado o ruído de fase do gerador de funções da Tektronix para o estudo do sinal ultrassônico.

4.8.1 Onda senoidal ideal e seu espectro

Considere um sinal senoidal ideal com amplitude de pico de A_c (V) e uma frequência nominal de f_c (Hz), a portadora, definido como:

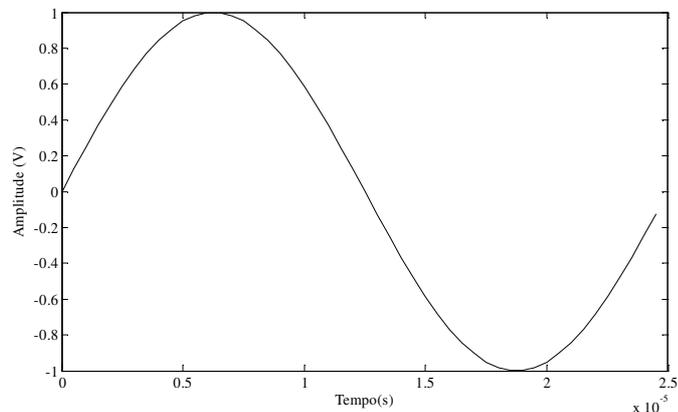
$$v(t) = A_c \cdot \text{sen}(2\pi f_c t). \quad (4.4)$$

Sua representação no domínio da frequência pode ser obtida por meio da Transformada de Fourier e expressa como:

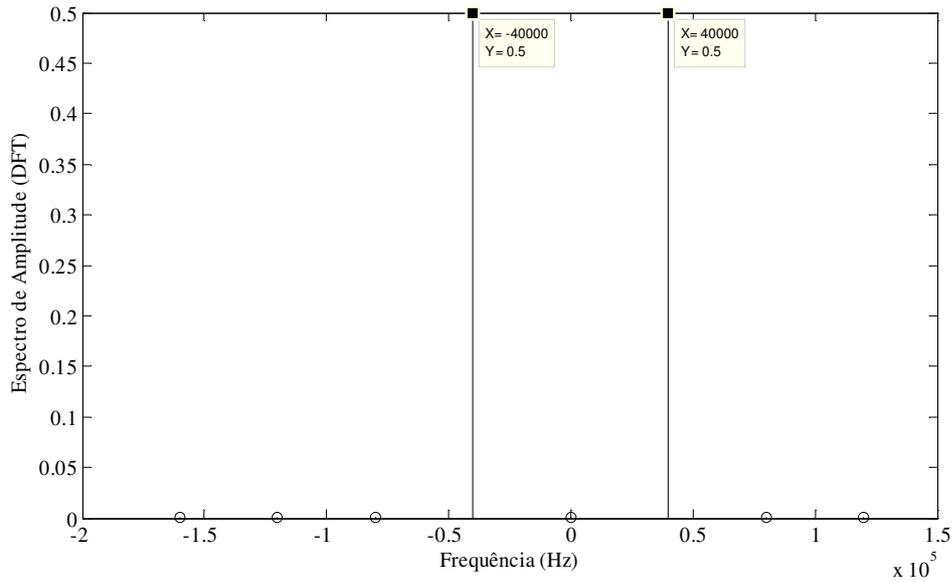
$$\text{sen}(2\pi f_c t) \rightarrow \frac{j}{2} [\delta(f + f_c) - \delta(f - f_c)]. \quad (4.5)$$

A Figura 4.9 ilustra uma onda senoidal com $A_c = 1$ V e $f_c = 40$ kHz e na Figura 4.10 o espectro de amplitude do sinal.

Figura 4.9 – Representação de um sinal senoidal com $A_c = 1$ V e $f_c = 40$ kHz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.10 – Espectro de amplitude do sinal com $A_c = 1, f_c = 40$ kHz.

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.8.2 Ruído de fase

Por simplicidade, considera-se que o sinal de saída do oscilador pode ser descrito pela seguinte expressão:

$$v_{\gamma}(t) = A_c \text{sen}(2\pi f_c t + \gamma(t)), \quad (4.6)$$

em que: f_c representa a frequência nominal da portadora e $\gamma(t)$ é a fase instantânea que representa o único parâmetro que contém ruído.

Diferentes maneiras podem ser utilizadas para realizar a quantificação deste ruído, uma revisão abrangente é realizada em (RUTMAN, 1978). Usualmente sinais de banda estreita são caracterizados em termos de densidade espectral de potência de banda lateral única (HAJIMIRI; LEE, 1998). Assim, para pequenas flutuações de fase $\gamma(t)$, a Expressão 4.6 exprime um sinal modulado em fase de banda estreita (FM de faixa estreita - FMFE). Considerando que a portadora seja modulada senoidalmente por uma frequência f_m , e que tenha um pequeno desvio de fase de pico de A_{γ} , então (GILMORE; BESSER, 2003; GOMES, 1988):

$$\gamma(t) = A_{\gamma} \text{sen}(2\pi f_m t), \quad (4.7)$$

em que: f_m representa a frequência de deslocamento a partir da frequência da portadora e A_{γ} representa o índice de modulação do ruído de fase, este expressa o desvio máximo de fase que sofre o sinal modulado, sendo medido em radianos.

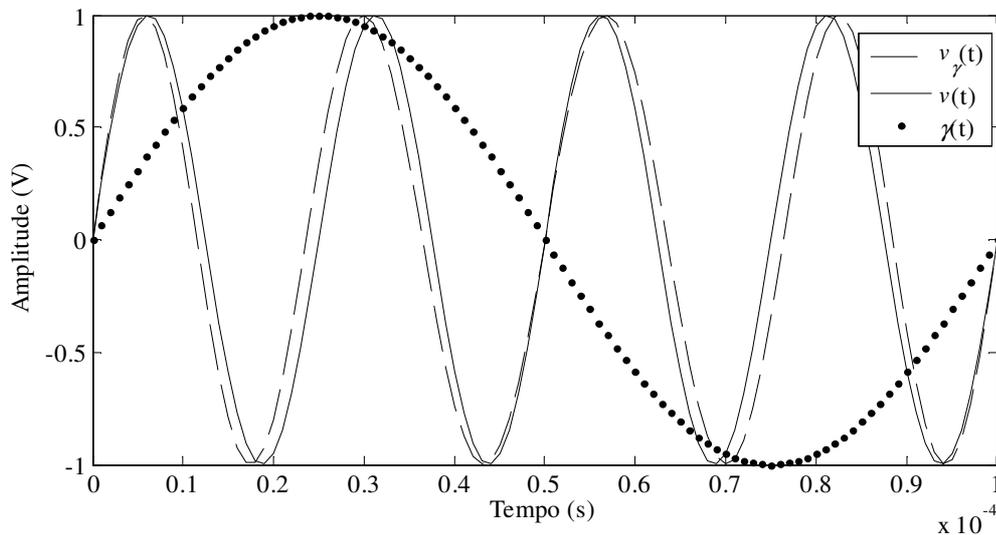
Assim, o sinal modulado tem a seguinte expressão:

$$v_\gamma(t) = A_c \text{sen}(2\pi f_c t + A_\gamma \text{sen}(2\pi f_m t)). \quad (4.8)$$

O ruído de fase tem o efeito de mover a fase do sinal no domínio do tempo, recebendo assim o nome de *jitter*. Quando o sinal $\gamma(t)$ for positivo pode-se observar um avanço de fase no sinal modulado em relação à portadora e quando negativo observa-se um atraso de fase no sinal modulado em relação a portadora. Ilustra-se na Figura 4.11 uma análise gráfica do que foi exposto. Para os exemplos gráficos e numéricos, considerou-se: $A_\gamma = 20^\circ = 0,349$ rad, $A_c = 1$, $f_c = 40$ kHz e $f_m = 10$ kHz.

Figura 4.11 – Efeito do ruído de fase em um sinal senoidal. Características dos sinais: Portadora: $v(t) = \text{sen}(2\pi \cdot 40 \text{ kHz} \cdot t)$; Sinal modulado: $v_\gamma(t) = \text{sen}(2\pi \cdot 40 \text{ k} \cdot t + 0,349 \text{sen}(2\pi \cdot 10 \text{ k} \cdot t))$; Ruído de fase:

$$\gamma(t) = \text{sen}(2\pi f_m t).$$



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.8.3 Desenvolvimento da expressão do sinal modulado em fase de banda estreita

Expandindo a Expressão 4.8, obtém-se:

$$v(t) = A_c \text{sen}(2\pi f_c t) \cos[A_\gamma \text{sen}(2\pi f_m t)] + A_c \cos(2\pi f_c t) \text{sen}[A_\gamma \text{sen}(2\pi f_m t)], \quad (4.9)$$

Assumindo que o ângulo A_γ seja pequeno ($A_\gamma \leq 20^\circ$), pode-se adotar (GILMORE, BESSER, 2003; GOMES, 1988):

$$\begin{aligned} \cos[A_\gamma \text{sen}(2\pi f_m t)] &\approx 1 \\ \sin[A_\gamma \text{sen}(2\pi f_m t)] &\approx A_\gamma \text{sen}(2\pi f_m t) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Assim, reescrevendo a Expressão 4.9:

$$v(t) \approx A_c \sin(2\pi f_c t) + A_m \sin(2\pi f_m t) \cdot A_c \cos(2\pi f_c t). \quad (4.11)$$

Uma vez que:

$$\cos(x) \cdot \sin(y) = \frac{1}{2} [\sin(x+y) - \sin(x-y)], \quad (4.12)$$

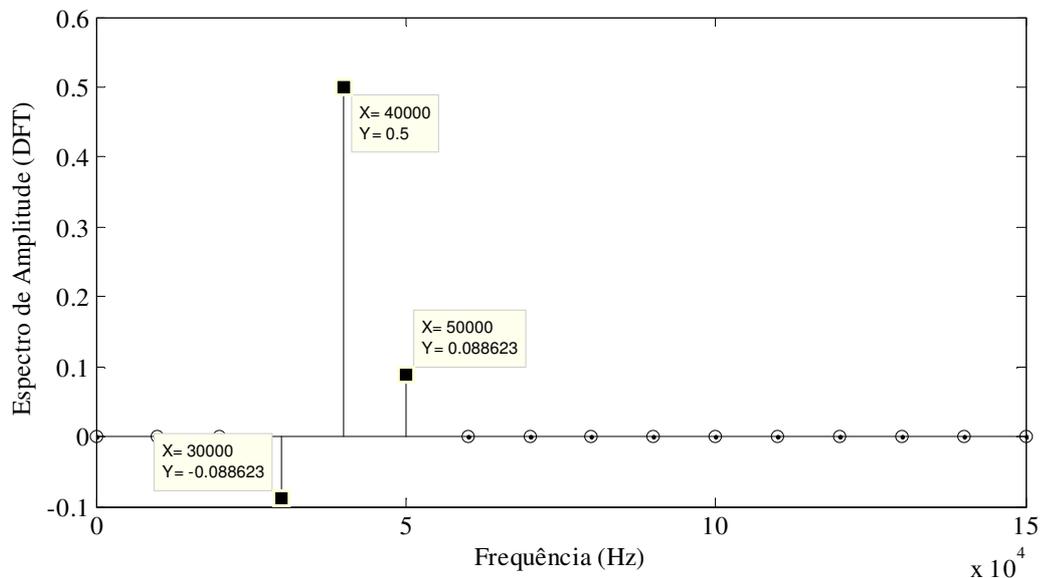
a Expressão 4.11 pode ser reescrita, como:

$$v(t) \approx A_c \sin(2\pi f_c t) + \frac{A_m \cdot A_c}{2} \left\{ \sin[2\pi(f_c + f_m)t] - \sin[2\pi(f_c - f_m)t] \right\}. \quad (4.13)$$

4.8.4 Espectro de amplitude do sinal modulado em FMFE

Analisando a Expressão 4.13 observa-se que o primeiro termo corresponde ao sinal original da portadora, enquanto os outros dois termos correspondem as duas bandas laterais espaçadas em frequência de *offset* de $\pm\omega_m$ ($f_m = 10$ kHz), da portadora ω_c , frequência de amostragem de $f_s = 400$ kHz. Observa-se a semelhança com o sinal modulado AM-DSB, sendo sua única diferença a inversão de fase da banda lateral inferior, claramente observada no espectro de amplitude da Figura 4.12.

Figura 4.12 – Espectro de amplitude do sinal $v(t)$, Expressão 4.13.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O espectro de potência pode ser obtido a partir do espectro de amplitude da Figura 4.12, como demonstrado a seguir:

Potência da portadora:

$$P_c = \frac{A_c^2}{2} ; \quad (4.14)$$

Potência das bandas laterais: inferior e superior:

$$P_{BLI} = P_{BLS} = \frac{\left(\frac{A_\gamma \cdot A_c}{2}\right)^2}{2} = \frac{A_\gamma^2 \cdot A_c^2}{8} . \quad (4.15)$$

4.8.5 Expressão do ruído de fase

O ruído de fase é obtido a partir da divisão entre a potência de uma das bandas laterais pela potência da portadora, considerando uma largura de banda de 1 Hz para o ruído. Normalmente o ruído de fase é expresso em dBc/Hz. Deduzindo a expressão do ruído de fase, tem-se:

$$\mathfrak{L}(f_m) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{BLI}}{P_c} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{A_\gamma^2 \cdot A_c^2}{8}}{\frac{A_c^2}{2}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{A_\gamma}{2} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(\frac{A_\gamma}{2} \right) \quad (4.16)$$

$$\mathfrak{L}(f_m) = 20 \log_{10} \left(\frac{A_\gamma}{2} \right) (dBc / Hz) \quad (4.17)$$

Se apenas o espectro do sinal de saída de um oscilador está disponível, o valor da amplitude de pico do pequeno desvio de fase (A_γ) pode ser obtido por:

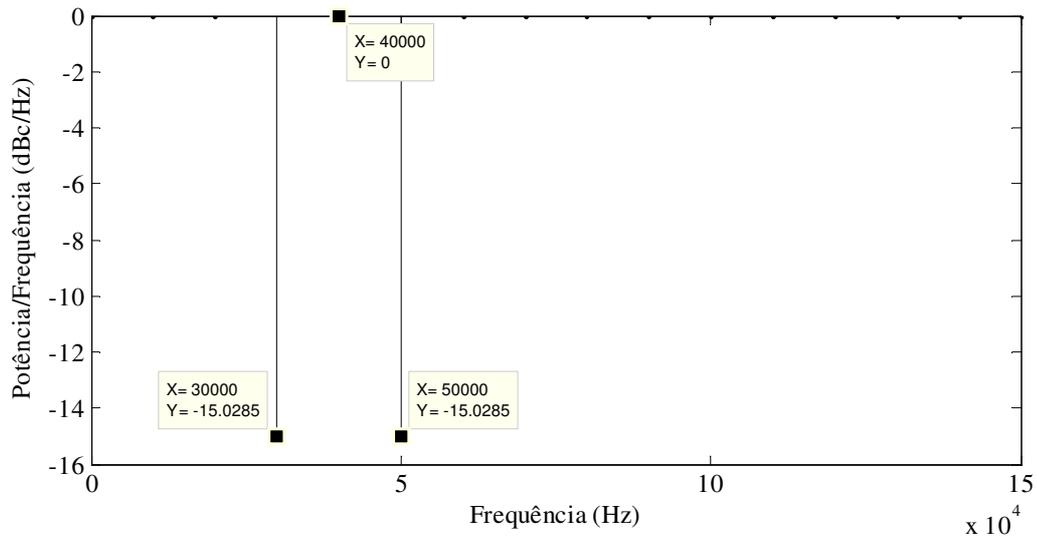
$$A_\gamma = 2 \cdot 10^{\frac{P_{dBc/Hz}}{20}} \quad (4.18)$$

O ruído de fase também pode ser expresso como um *jitter* no tempo, no sinal da portadora. O *jitter* de pico-a-pico, em segundos, pode ser calculado a partir do ruído de fase, como:

$$t_{pp}(f_m) = \frac{2 \cdot A_\gamma}{2\pi f_c} (s) \quad (4.19)$$

Assim, a densidade espectral de potência de um atraso de 20° , o que corresponde a um atraso em radianos de 0,349 rad, pode ser ilustrada por meio da Figura 4.13.

Figura 4.13 – Densidade espectral de potência para um atraso de 20°.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os valores numéricos do ruído de fase e do *jitter*, para este caso analisado, podem ser obtidos, respectivamente, por meio das Equações (4.17) e (4.19). Assim,

Ruído de fase:

$$\mathcal{L}(f_m) = 20 \log_{10} \left(\frac{0,349}{2} \right) = -15,16 \text{ dBc} / \text{Hz} \quad (4.20)$$

Jitter:

$$t_{pp}(f_m) = \frac{2 \cdot A_\gamma}{2\pi f_c} = \frac{2 \cdot 0,349}{2 \cdot \pi \cdot 40000} = 2,78 \mu\text{s} \quad (4.21)$$

4.8.6 Ruído de fase experimental

A fonte de sinal senoidal a ser utilizada para excitar o transdutor de ultrassom transmissor foi o gerador de funções da Tektronix, modelo AFG3102. Em seu manual, o mesmo informa que o ruído de fase é de $\mathcal{L}(10 \text{ kHz}) = -110 \text{ dBc} / \text{Hz}$. Questionando o fabricante, o mesmo informou que o Jitter, deste modelo, para frequência de operação dos transdutores de 40 kHz, seria de 500 ps (valor RMS), para a onda senoidal.

Desta forma, um procedimento experimental foi elaborado, de forma a avaliar, a informação fornecida pelo fabricante. O gerador de funções foi configurado para gerar uma forma de onda senoidal, com frequência de oscilação de 40 kHz, com tensão eficaz de 7,07 V. Os dados foram registrados utilizando o osciloscópio digital Tektronix, modelo MSO3032, a

impedância de entrada foi configurada para 1 M Ω . Os equipamentos foram alimentados por uma rede elétrica isolada da rede de alimentação.

As medições do ruído de fase estão baseadas nos valores de tensão senoidal (RMS) medidas, na resolução da largura de banda (RBW) e do cálculo para normalização da largura de banda do filtro para 1 Hz. Assim, utilizando a análise espectral (FFT), por meio do osciloscópio, foi possível medir o espectro do ruído de fase, a uma frequência Δf da portadora de 40 kHz. Para a maioria dos casos, a seleção da frequência mais baixa para integração é de 100 Hz (KESTER, 2008), sendo a superior a informada pelo fabricante 10 kHz. Assim, na Tabela 4.1 apresentam-se os valores de leitura efetuados para diferentes valores de frequência de separação da portadora (Δf).

Tabela 4.1 - Potência em dBm para cada frequência (Δf) separada da portadora.

Frequência (Hz)	Δf (Hz)	Tensão (V_{RMS})	S (dBm)
40000	0	6,93	-13,19
40100	100	$1,79 \times 10^{-4}$	-104,94
41000	1000	$8,38 \times 10^{-5}$	-111,54
43000	3000	$1,44 \times 10^{-5}$	-126,83
50000	10000	$1,08 \times 10^{-5}$	-129,31

O ruído de fase é calculado com base na potência do sinal separado de uma frequência Δf da portadora de 40 kHz, da potência do sinal desejado e da potência da resolução na largura de banda utilizada, dado por:

$$\mathcal{L}(\Delta f) \left[\frac{dBc}{Hz} \right] = S_{\Delta f} - S_{40 kHz} - 10 \log(RBW) \quad (4.22)$$

Por meio dos dados coletados observou-se que a resolução da largura de banda experimental utilizada foi de 25 Hz. Assim, para normalizar a largura de banda de 25 Hz para 1Hz tem-se que subtrair:

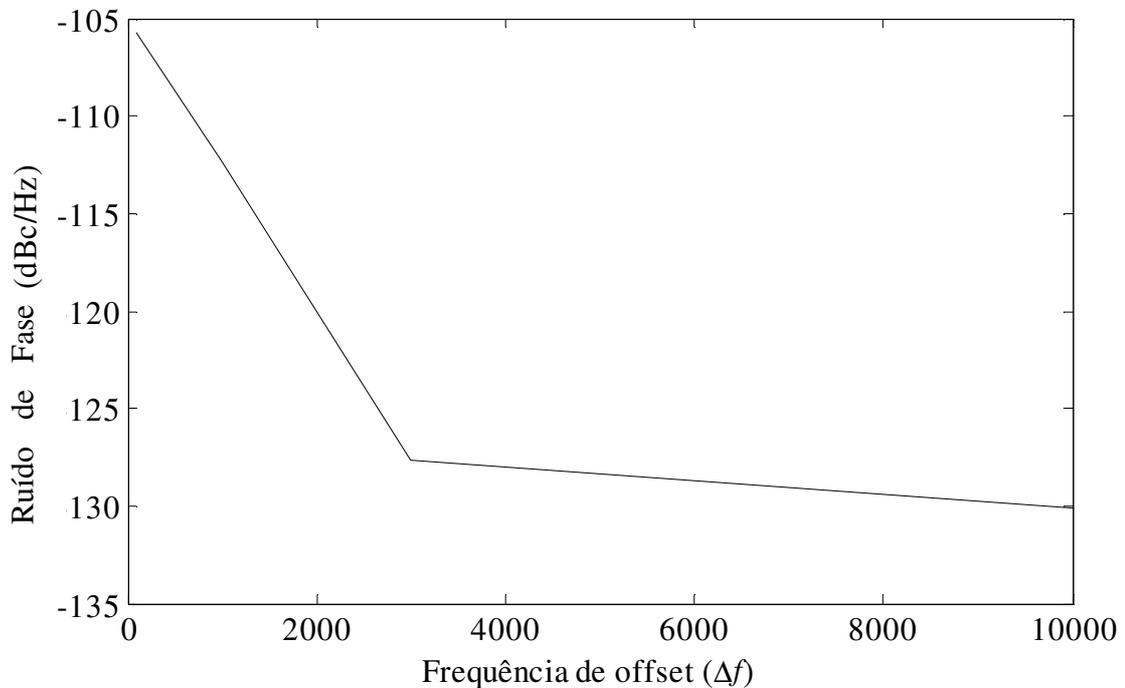
$$dB = 10 \log(RBW) = 10 \log(25) = 13,98 \text{ dB} \quad (4.23)$$

A partir destes dados, apresenta-se na Tabela 4.2 os dados de ruído de fase $\mathcal{L}(\Delta f)$ para cada frequência de separação da portadora (Δf).

Tabela 4.2 - Dados de ruído de fase $\mathcal{L}(\Delta f)$ para cada frequência de separação da portadora (Δf).

i	Δf (Hz)	$\mathcal{L}(\Delta f)$ (dBc/Hz)
1	100	-105,73
2	1000	-112,33
3	3000	-127,62
4	10000	-130,10

Esta é ruído de fase $\mathcal{L}(\Delta f)$ na largura de banda de 1 Hz, com o deslocamento de cada frequência de separação da portadora (Δf). Na Figura 4.14 ilustra-se o ruído de fase do gerador de funções da Tektronix (dBc/Hz) em função das frequências de separação da portadora (Δf).

Figura 4.14 – Ruído de fase (dBc/Hz) em função das frequências de separação da portadora (Δf).

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para calcular o jitter (RMS) o primeiro passo é obter a potência do ruído de fase de integração, ao longo da gama de frequências de interesse, ou seja, a área da curva abaixo do ruído de fase, ilustrada na Figura 4.14. Esta curva é dividida em zonas individuais, cada uma definida por dois pontos de dados. Uma vez conhecendo esta área o jitter (RMS) pode ser dado pela expressão (KESTER, 2008):

$$t_{RMS} = \frac{\sqrt{2 \cdot 10^{\frac{A}{10}}}}{2 \cdot \pi \cdot f_0} \text{ (seg)} \quad (4.24)$$

Efetuada os cálculos necessários observou-se que o jitter do equipamento foi de 632 ps , valor próximo ao informado pela Tektronix e bem inferior a incerteza observada do ToF apresentado nas simulações. Assim, o gerador de funções da Tektronix pode ser utilizado para excitar o par ultrassônico, pois apresenta um baixo ruído de fase e desta forma o ruído de fase não contribuirá com uma incerteza da velocidade de vento a ser analisada.

4.9 Conclusões parciais

Foi descrito um modelo do sistema físico real baseado em uma formulação matemática, para realização das simulações em que se optou por utilizar o software *Simulink* (*Matlab* ©). Verificou-se que para o gerador de sinais utilizado o ruído de fase não contribui com uma incerteza que deve ser analisada. No próximo capítulo, um modelo do par ultrassônico baseado em identificação de sistemas é desenvolvido.

5. Modelagem de sistemas ultrassônicos baseada na teoria de identificação de sistemas

5.1 Introdução

Transdutores ultrassônicos são amplamente empregados em vários ramos da pesquisa científica, de forma particular, na instrumentação de equipamentos de medição de distância e de velocidade de vento. Embora alguns estudos de modelo do par ultrassônico baseados na representação a partir de circuito elétrico equivalente, de dois filtros passa-faixa de 2^a ordem e de leis físicas que descrevem o comportamento dinâmico do sistema ultrassônico possam ser encontrados, nenhum deles está baseado na modelagem orientada por dados. Assim, este capítulo tem por propósito o desenvolvimento de um modelo matemático do sistema ultrassônico baseado na teoria de identificação de sistemas. Para alcançar este objetivo um conjunto de dados da resposta em frequência do sistema ultrassônico foi coletado e utilizando o método de Levi (LEVY, 1959) foi possível identificar os parâmetros deste sistema. De modo a obter o modelo completo do sistema ultrassônico par transmissor-receptor apresenta-se um procedimento para medição da distância de separação entre o par de transdutores ultrassônicos com objetivo de ajustar a atenuação e o atraso de transporte do sistema. A Transformada de Fourier de Tempo Curto (Short Time Fourier Transform - STFT) foi utilizada para a determinação do tempo de trânsito (*ToF*). O índice *FIT* (índice de ajuste), que é um indicador de desempenho, é utilizado para determinar a aproximação correspondente do modelo proposto ao sistema real, que para este caso, a aproximação obtida foi de 89,94%. Comprova-se o bom ajuste dos resultados experimentais com os simulados pelo modelo desenvolvido. Por fim, observou-se que ao utilizar a STFT, na determinação de *ToF*, a medição de distância teve uma alta exatidão.

5.2 Modelagem matemática de sistemas dinâmicos

No estudo de sistemas dinâmicos é de fundamental importância a obtenção de um modelo matemático que represente de maneira eficiente a dinâmica do sistema que se deseja analisar. Este modelo matemático, que representa o sistema real, pode ser determinado por um conjunto de equações diferenciais que representam o sistema com a melhor exatidão e complexidade necessárias do fenômeno observado (OGATA, 2003). Porém, em determinados

problemas, o conhecimento destas equações é dificultado devido à alta complexidade associada ao problema em questão.

De uma forma geral, na modelagem matemática de sistemas dinâmicos, duas abordagens podem ser encontradas: a modelagem por princípios básicos ou fundamentais da física (First-Principles Modeling) e a modelagem orientada por dados (Data-Driven Modeling), sendo esta última abordagem enquadrada na teoria de identificação de sistemas (LJUNG, 1999).

Na modelagem por princípios fundamentais se faz necessário um conhecimento aprofundado das leis físicas e/ou química das equações que regem o comportamento dinâmico do sistema que se deseja modelar, por esta razão recebe também nomes como modelagem pela física, pela natureza do processo, modelagem conceitual ou método analítico. Os dados de entrada e saída são usados apenas para validar o modelo. Este tipo de modelagem é denominado modelagem caixa-branca (AGUIRRE, 2007).

Outra maneira de se obter o modelo matemático de um sistema é a partir da identificação de sistemas, também denominada de identificação caixa-preta e identificação caixa-cinza. Na identificação caixa-preta as equações que regem o processo são desconhecidas e o modelo do sistema dinâmico real é estimado a partir do conhecimento, única e exclusivamente, dos dados experimentais de entrada e saída do sistema, este tipo de modelagem recebe também o nome de modelagem empírica ou método experimental (AGUIRRE, 2007). Na Tabela 5.1 apresentam-se as vantagens e desvantagens destes dois tipos de modelagem.

Tabela 5.1: Vantagens e desvantagens de modelos baseados em caixa-branca e preta (CORRÊA, AGUIRRE, 2004).

Modelamento:	Vantagens:	Desvantagens:
Caixa-branca	O modelo possui um significado físico.	Dificuldade de se obter o modelo.
Caixa-preta	Facilidade de obtenção do modelo. Possibilidade de se escolher estruturas mais adequadas.	Estrutura do modelo não possui significado físico. Número excessivo de parâmetros.

Por fim, tem-se a identificação do tipo caixa-cinza, em que se há um interesse de combinar as vantagens das outras duas formas de modelagem, permitindo a utilização de algum conhecimento prévio que colabore junto com os dados experimentais de entrada e saída

do sistema para obtenção do modelo para o sistema. Este último tipo de modelagem normalmente resulta em modelos fisicamente mais condizentes com o processo real (AGUIRRE, 2007). Em (CORRÊA, AGUIRRE, 2004) uma revisão de alguns tipos de conhecimento prévio que auxiliam o desenvolvimento do modelo utilizando modelagem caixa-cinza é apresentado.

Na literatura, alguns modelos para os transdutores de ultrassom são utilizados para representar o seu comportamento. No artigo (BUTTERWORTH, 1914) um sistema de vibração mecânico é pela primeira vez representada por um circuito elétrico equivalente. Em 1925, Van Dyke utilizou o mesmo circuito de Butterworth para representar o comportamento da impedância elétrica do ressonador piezelétrico (VAN DYKE, 1928). O modelo Butterworth-Van Dyke (BVD) consiste de um capacitor em paralelo com uma impedância RLC (resistor - indutor - capacitor) série. Em (FIORILLO, 2000) uma versão modificada do modelo elétrico BVD foi utilizada para estudar o desempenho acústico dos transdutores de ultrassom, de modo a simular o comportamento elétrico do sistema transmissor-receptor. Mason (1939) desenvolveu um novo modelo eletromecânico utilizando três portas uma elétrica e duas mecânicas. Para transdutores que possuem banda estreita, o modelo elétrico de Mason é igual ao BVD (SANTANA, 2008). No artigo elaborado por (JIAN *et al.*, 2011) os transdutores ultrassônicos foram modelados como dois filtros passa-faixa de 2ª ordem, com alto fator de qualidade $Q = 20$, frequência de ressonância de 39,5 kHz, largura de banda de passagem (Bandwidth - BW) de $BW = 2$ kHz e ganhos correspondentes a curva de resposta em frequência, especificados por meio da folha de dados fornecidos pelo fabricante do par ultrassônico utilizado, segundo os autores uma boa aproximação foi conseguida.

De modo a avaliar as respostas dos transdutores de transmissão em diferentes condições de excitação, (CAPINERI *et al.*, 1993) realizou um estudo para avaliar o transdutor transmissor considerando-o um sistema caixa-preta. O transdutor transmissor foi caracterizado por meio de duas funções analíticas que representam a impedância do sistema e a função de transferência eletroacústica. A impedância do sistema é obtida a partir das medições de corrente e tensão nos terminais do transdutor transmissor, enquanto a função de transferência é obtida ao utilizar um hidrofone para receber os sinais ultrassônicos, ao invés de utilizar um transdutor ultrassônico de recepção. Assim, o modelo proposto, por Capineri, só pode ser usado para prever as características do transdutor de transmissão, em vez de avaliar todo o sistema, sendo possível apenas analisar os fatores que influenciam as características do sinal de

transmissão ultrassônico, por este motivo, o atraso de propagação foi desconsiderado (CAPINERI *et al.*, 1993).

Na teoria de controle clássico, os modelos matemáticos podem assumir diferentes representações: modelo no espaço de estados, modelo função de transferência, modelo por zeros/pólos/ganho e modelo baseado na resposta em frequência do sistema. Dentre estes modelos, o baseado em resposta em frequência permite obter características dinâmicas do processo, como: a presença de atraso, as constantes de tempo dominantes e o ganho do sistema.

A resposta em frequência é um método não-paramétrico que caracteriza a dinâmica do sistema a partir de uma representação gráfica (diagrama de Bode) que é a resposta do sistema a sinais de diferentes frequências, dando assim, uma noção do comportamento dinâmico do sistema. Assim, um levantamento experimental da resposta em frequência do sistema ultrassônico foi realizado neste estudo. Como este modelo só permite o estudo da resposta em frequência do sistema, não sendo adequado para realizar simulações, foi estimado um novo modelo, agora paramétrico, em que se obtém um vetor de parâmetros do modelo contínuo de função de transferência que possibilite a realização de simulações.

Este capítulo tem como objetivo o de obter um modelo analítico, por meio de uma modelagem empírica (método experimental), que possa ser utilizado para adquirir conhecimentos, entender e simular o comportamento do sistema ultrassônico no domínio tempo-frequência utilizando para tanto identificação de sistemas caixa-preta e como método de obtenção da função de transferência o método de Levi. Por fim, resultados de simulação e do processo real para o modelo par ultrassônico elaborado são apresentados.

5.3 Modelo matemático do par ultrassônico baseado em identificação de sistemas

Segundo (LJUNG, 2014) a identificação de sistemas é um processo iterativo, em que se deve identificar modelos com estruturas mais simples e caso o desempenho do modelo não corresponda, deve-se aumentar gradativamente a complexidade da estrutura do modelo. Nem sempre modelos mais complexos significam modelos melhores, pois o aumento de sua complexidade pode gerar o aumento de incerteza na estimativa dos parâmetros.

Inicialmente, deve-se estimar um modelo não-paramétrico, como a resposta em frequência, e observar a dinâmica do sistema. Como este modelo não é adequado para realização de simulações deve-se estimar um novo modelo utilizando modelos paramétricos

mais simples, como função de transferência e modelos em espaço de estados. Em seguida, outros modelos de estruturas mais complexas e que necessitam de uma estimativa interativa podem ser utilizadas, o que não foi o caso para este sistema.

O problema de identificação de sistemas, para este caso, pode ser dividido em quatro etapas principais (LJUNG, 1999): (i) coleta de dados experimentais do sistema que se deseja modelar, sendo um conjunto de dados para estimação e outro para validação; (ii) escolha da estrutura que representará o modelo; (iii) estimação dos parâmetros do modelo; (iv) validação do modelo obtido.

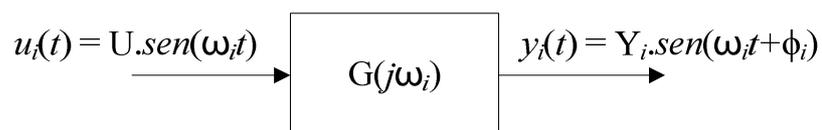
5.3.1 Procedimento para coleta de dados

A análise do sistema ultrassônico pode ser realizada em função da frequência de excitação, por meio da determinação da resposta em frequência deste sistema. Esta resposta é obtida por meio do Diagrama de Bode (representação do módulo e do ângulo de fase) do sistema.

Considerando que o sistema ultrassônico seja causal, dinâmico, *LTI* (*Linear time invariant*, linear e invariante no tempo) e *SISO* (*single input and single output*, sistema em que há apenas uma variável manipulada e uma variável controlada), os dados de resposta em frequência para o sistema ultrassônico que se deseja modelar devem ser adquiridos.

Uma maneira de realizar tal procedimento consiste em aplicar ao sistema uma onda senoidal com um conjunto de frequências $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$, $u_i(t)$ independentes, e efetuar a medição do sinal de saída, quando em regime permanente, que é a resposta medida para cada uma das frequências do sinal de entrada, $y_i(t)$ independentes, como ilustrado por meio da Figura 5.1.

Figura 5.1 - Método de medição da resposta em frequência para um sistema *SISO*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Da relação do sinal de saída pelo sinal de entrada obtêm-se as expressões de módulo (K_i) e ângulo de fase (θ_i), definidos respectivamente por:

$$K_i = \left(\frac{|Y_i|}{|U|} \right), \quad (5.1)$$

$$\theta_i = \angle -\phi_i [^\circ],$$

em que: U é a máxima amplitude de entrada, Y_i são as máximas amplitudes de saída quando em regime permanente e ϕ_i é ângulo de defasamento entre o sinal de entrada e o de saída.

Estes valores produzem a resposta em frequência complexa $G(j\omega_i)$ para cada frequência de entrada:

$$G(j\omega_i) = K_i \cdot e^{j\theta_i}, i = 1, \dots, n. \quad (5.2)$$

Para obter experimentalmente os dados da curva de resposta em frequência do par ultrassônico considera-se que estes transdutores estejam posicionados paralelamente, 0° entre si, e que a distância de separação entre os mesmos seja nula, conforme apresentado por meio da Figura 5.2. Para realizar o experimento foram utilizados 8 pares de transdutores ultrassônicos, sendo 6 pares utilizados para gerar o modelo e validá-lo, mais 2 pares que não foram utilizados para gerar o modelo, mas que foram usados para validar o modelo proposto.

Figura 5.2 - Disposição experimental dos pares ultrassônicos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesta etapa, são obtidos os dados experimentais do sistema a ser identificado. Foram utilizados seis pares de transdutores ultrassônicos, como ilustrado na Figura 5.2, cujos modelos são: MA40S4R (Receptor) e MA40S4S (Transmissor) do fabricante Murata. Estes são transdutores de baixo custo, que funcionam com uma frequência nominal de 40 kHz e possuem diâmetro de 9,9 mm. O resistor conectado ao transdutor de recepção tem o valor de 3,9 k Ω , este resistor é usado para evitar a influência de ruído externo (MURATA, 2010).

As medições da resposta em frequência foram realizadas utilizando um Analisador Vetorial de Sinais, modelo HP89410A, equipado com uma fonte interna que fornece um sinal aleatório (ruído branco) na entrada do transdutor ultrassônico transmissor (MA40S4S), este

o sinal é adquirido pelo canal A, enquanto o sinal recebido no transdutor receptor é adquirido pelo canal B. As entradas dos canais do analisador foram configuradas para oferecer uma impedância de entrada de $1\text{M}\ \Omega$.

De modo a suavizar as curvas de resposta em frequência do analisador, superando o ruído ambiente não correlacionado e possíveis vibrações, o analisador foi configurado para realizar a média de 200 leituras. Como o ruído é aleatório, com média zero (um ruído branco), ao realizar a média das leituras, há a redução do efeito do ruído nos dados, sendo este, portanto não consistente. Assim, o efeito do ruído tende a ser cancelado com a média, pois o ruído não possui uma tendência. Neste procedimento a parte determinística do sinal é preservada, possibilitando assim, a identificação da dinâmica do processo (AGUIRRE, 2007).

O HP88410A varre a faixa de frequência durante a realização da aquisição. Os sinais dos dois canais são digitalizados, em seguida, estes dados são processados e os resultados são exibidos na tela do analisador, sendo posteriormente salvos. O vetor de frequência adquirido é espaçado uniformemente de 35,2 kHz a 45,2 kHz, com passo de 25 Hz, totalizando em cada amostra 401 pontos.

O fabricante dos transdutores utilizados não especificou a polaridade dos seus terminais. Contudo, verificou-se experimentalmente que a mudança de posicionamento dos pares causa um desvio na fase do sinal recebido (MURATA, 2014). Desta forma, conectando os terminais dos transdutores ao analisador de sinais, conforme apresentado na Figura 5.3 (vide polaridade dos terminais), foi possível obter as curvas de resposta em frequência dos pares ultrassônicos utilizados, que foram adquiridos experimentalmente, sendo sua representação gráfica apresentada na Figura 5.4.

Figura 5.3 - Representação do esquema de ligação do sistema ao par ultrassônico.

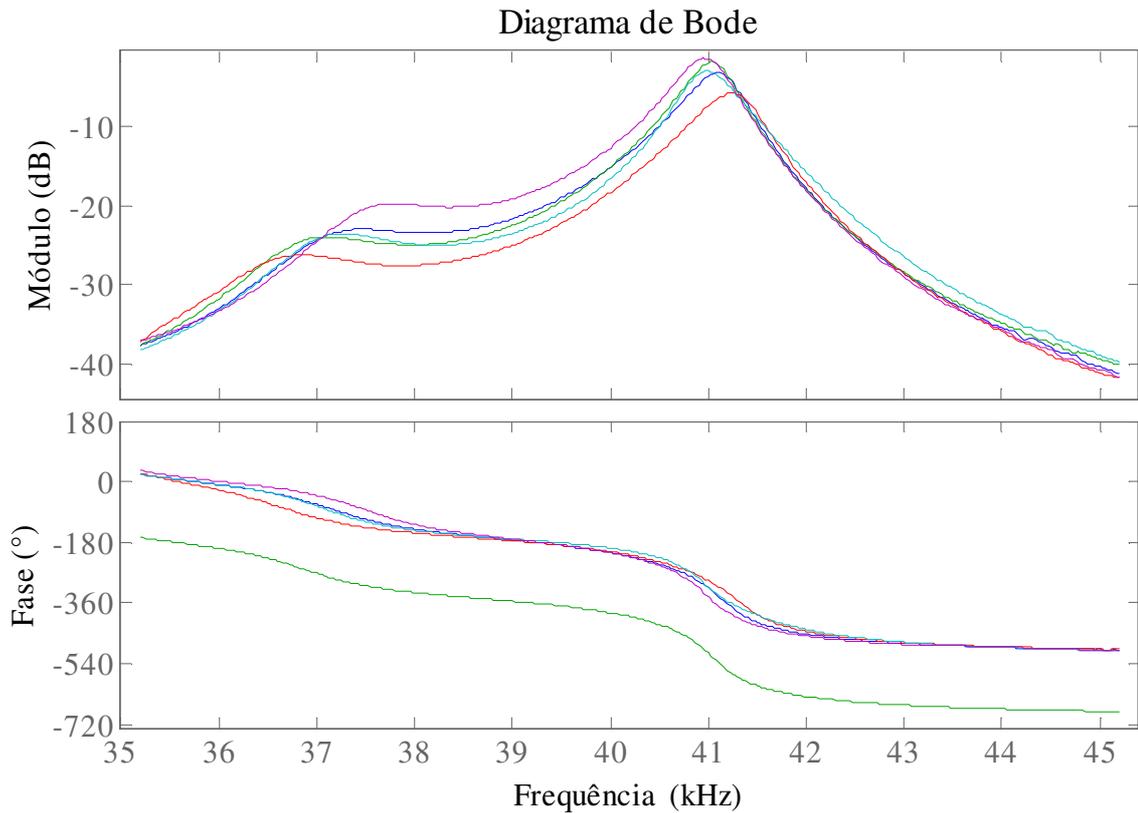


Fonte: Elaborada pelo autor.

Verifica-se por meio dos dados ilustrados na Figura 5.4, que um par de transdutores apresentou um defasamento de 180° , quando comparado aos demais, indicando uma inversão de fase no sinal deste par. Desta maneira, um cuidado inicial deve-se ter ao polarizar os terminais dos transdutores de ultrassom, pois uma inversão na polaridade de seus terminais ocasionará uma inversão na fase do sinal de saída, no valor de 180° . Assim, realizando a

inversão de polarização do par no receptor ou no transmissor, foi possível obter as curvas de resposta em frequência dos pares ultrassônicos, com a correção de fase necessária. Tal procedimento pode ser confirmado por meio das curvas apresentadas na Figura 5.5.

Figura 5.4 - Gráfico da Resposta em Frequência dos pares ultrassônicos medidos, com a inversão de polaridade do par ultrassônico, alterando em 180° a fase deste par.

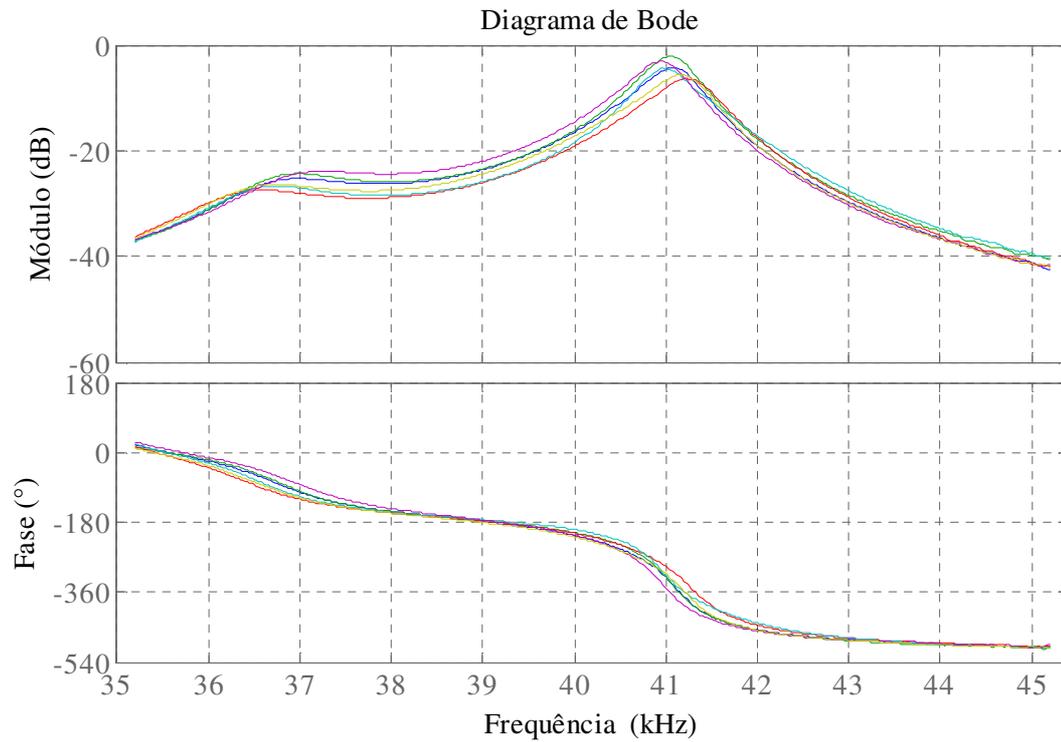


Fonte: Elaborada pelo autor.

Como a forma mais comum de definir a média de um conjunto de dados é a média aritmética das observações, pois é a estimativa que mais se aproxima do valor esperado de uma grandeza que varia aleatoriamente, para um conjunto de n medições, foi adotada como primeira aproximação para o modelo proposto a média aritmética das respostas em frequência dos pares de transdutores ultrassônicos.

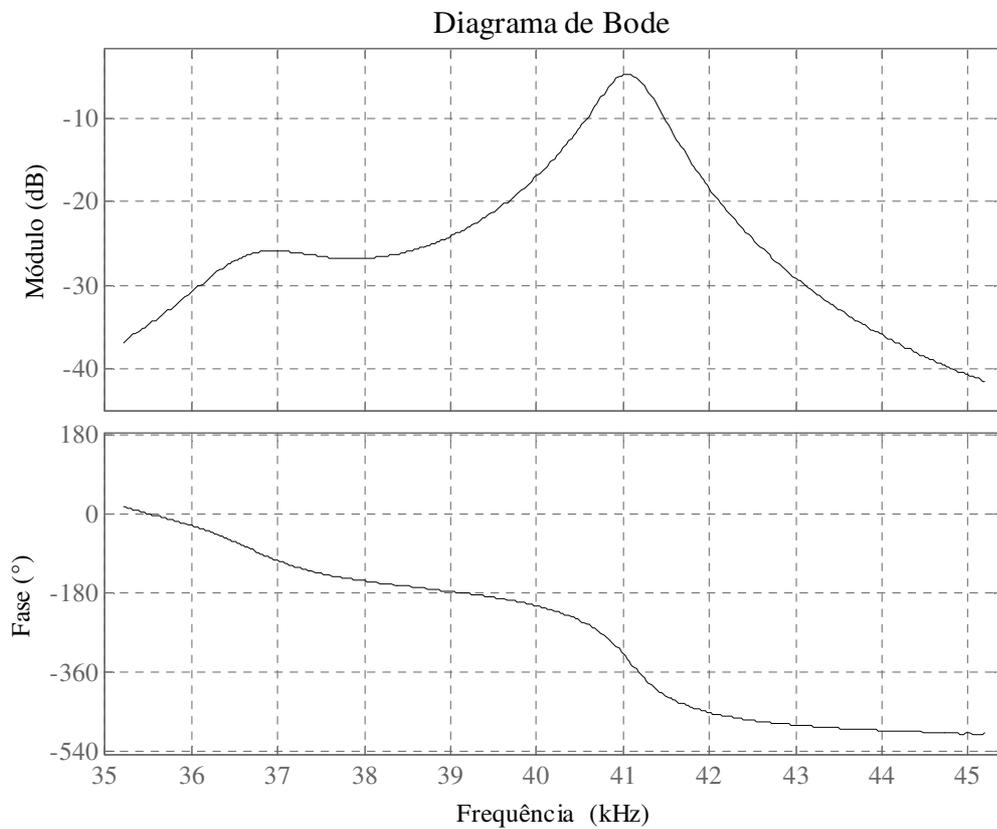
A Figura 5.6 apresenta a representação gráfica da média aritmética das respostas em frequência apresentadas da Figura 5.5.

Figura 5.5 - Gráfico da Resposta em Frequência dos pares ultrassônicos medidos. Com fase corrigida.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.6 - Gráfico da média de Resposta em Frequência dos pares ultrassônicos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

5.3.2 Indicador de desempenho

Um indicador de desempenho que pode ser utilizado para avaliar o ajuste do modelo aos dados experimentais é baseado no índice *FIT* (índice de ajuste). Este índice indica o quão perfeito é a aproximação do modelo com respeito à base dos dados coletados do sistema, informando o grau de coincidência dos dados que estão sendo analisados (em %). Assim, quanto maior o valor deste indicador, mais próximo o modelo estará do sistema real. Este índice é definido como:

$$FIT(\%) = 100 \cdot \left(1 - \frac{\left| \frac{y - \hat{y}}{\bar{y}} \right|}{\left| \frac{y - \bar{y}}{\bar{y}} \right|} \right), \quad (5.3)$$

em que y é a saída medida (experimental), \hat{y} é a saída estimada pelo modelo e \bar{y} é a média de y .

A Tabela 5.2 apresenta o desempenho obtido entre a média da resposta em frequência com respeito à resposta em frequência de cada par ultrassônico. Assim, este índice, indica o quão bom é o desempenho da aproximação da média da resposta em frequência, comparado com a resposta em frequência de cada par. O valor *FIT* é calculado comparando-se os dados complexos da resposta em frequência. Verifica-se assim, que os pares 1, 2, 4 e 6 apresentam alto grau de semelhança com a média em comparação aos pares 3 e 5, que apresentaram uma boa aproximação.

Tabela 5.2: Resultados numéricos do desempenho da média com respeito a cada par.

Par:	FIT (%):
1	89,19
2	70,42
3	55,53
4	78,90
5	53,76
6	81,43

Observa-se por meio da Tabela 5.2 que o 1ª par de transdutores ultrassônicos apresenta o mais alto grau de semelhança com a média das respostas em frequência dos pares de

transdutores ultrassônicos com aproximação de 89,19%, enquanto o 5^a par apresenta o menor grau de semelhança com aproximação de 53,76%.

5.3.3 Fator de qualidade

Os dados adquiridos contêm apenas alguns pontos da resposta em frequência. Com estes valores experimentais pode-se determinar o fator de qualidade do filtro (Q). O valor de Q pode ser determinado diretamente a partir do conhecimento da banda passante (BW) e do conhecimento da frequência de ressonância (f_R).

A frequência de ressonância foi determinada a partir da estimação do ponto máximo da curva de módulo do primeiro modelo do par ultrassônico, Figura 5.6. Em seguida, foram determinados os pontos das frequências inferior (f_{IN}) e superior (f_{SU}) de -3 dB correspondentes aos limites da largura de banda. Os resultados obtidos foram:

$$\begin{aligned} f_R &= 41050 \text{ Hz} \\ f_{IN} &= 40720,10 \text{ Hz} \\ f_{SU} &= 41351,66 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Assim, tem-se o seguinte valor para o fator de qualidade:

$$Q = \frac{f_R}{BW} = \frac{41050}{41351,66 - 40720,10} = 65 \quad (5.5)$$

A partir dos dados experimentais obtém-se que para o par ultrassônico a banda passante (BW) é de 631,56 Hz e o fator de qualidade (Q) é de 65.

5.3.4 Escolha da representação matemática do modelo e estimação de parâmetros

Nesta seção, realiza-se a escolha do modelo que deve ser utilizado para descrever o sistema e estimam-se seus parâmetros. A escolha deste modelo é uma etapa fundamental do processo.

5.3.4.1 Modelo não-paramétrico

O Matlab® possui uma caixa de ferramentas (*toolbox*) denominada Controle de Sistemas (*Control System*) que possibilita a criação de modelos de sistemas a partir da coleta de dados de simulação ou de dados experimentais. Neste trabalho, o conjunto de dados

experimentais foi utilizado para obter o modelo do sistema ultrassônico, utilizando para tanto a média deste conjunto de dados.

Os modelos de sistemas são representados por objetos. O conceito de objeto está relacionado com um conjunto de dados que o descreve e a outros atributos, tudo armazenado de uma forma estruturada. Desta forma, o objeto pode ser manipulado como uma entidade individual, em vez de manter o controle de vários vetores de dados ou matrizes. Assim, cada objeto possui identidade única.

Um exemplo dos tipos de modelos encontrados na caixa de ferramenta *Control System* é o modelo de resposta em frequência de dados (*FRD - frequency response data*). Este modelo foi utilizado de modo a armazenar o vetor de pontos de frequência com o correspondente dado da média aritmética das respostas em frequência dos pares de transdutores de ultrassom. Com este objeto foi possível gerar as curvas de resposta em frequência apresentado nas Figuras 5.4 e 5.5.

Este modelo representa os dados da resposta em frequência de um modelo não-paramétrico em função da frequência. Com este modelo é possível estudar a resposta em frequência do sistema, mas não é adequado para realizar simulações e previsões. Assim, deve-se criar um modelo paramétrico, a partir deste modelo *FRD* não-paramétrico (LJUNG, 2014).

Para modelos *FRDs*, o valor *FIT* é calculado comparando-se os dados complexos da resposta em frequência. As curvas de magnitude e fase apresentadas não são comparadas separadamente.

5.3.4.2 Modelo paramétrico

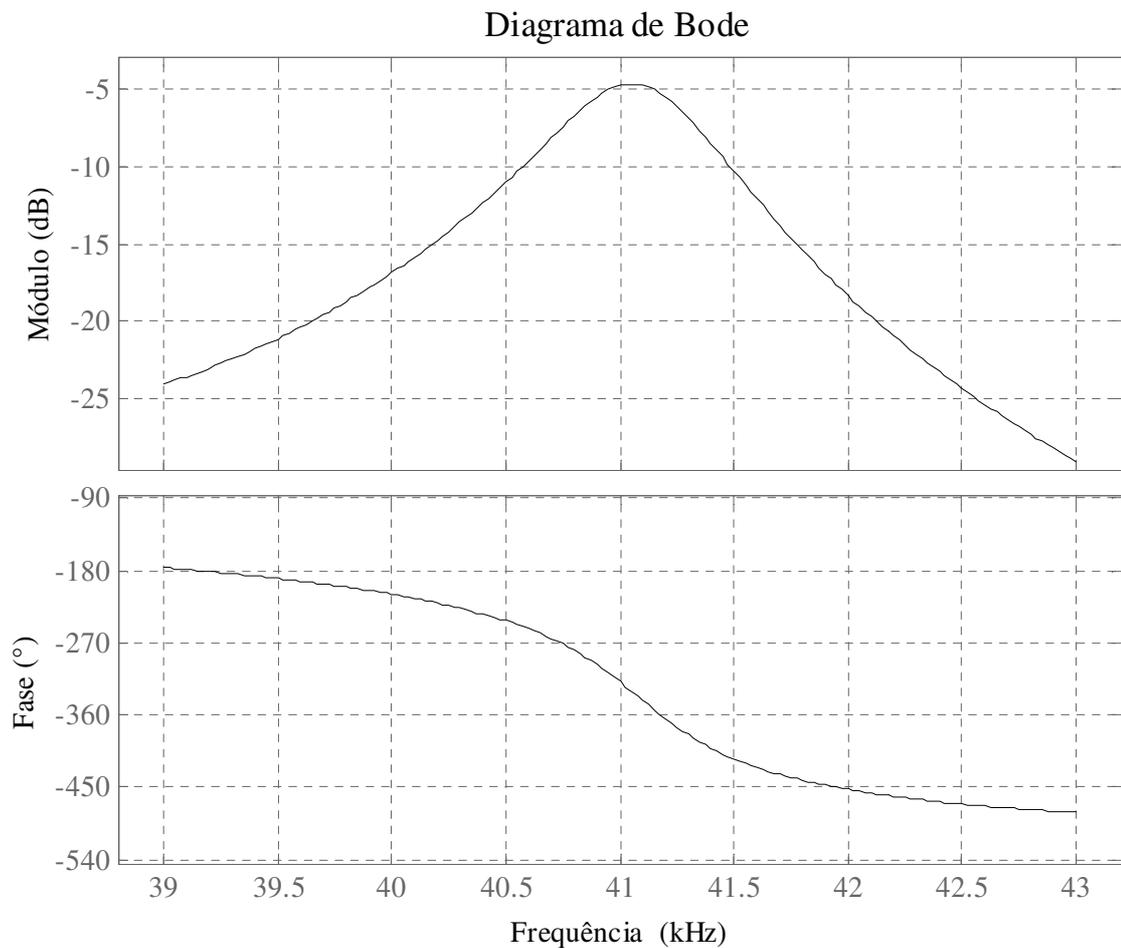
Não é pretensão deste trabalho encontrar um modelo exato, mas um modelo adequado que represente os aspectos essenciais do sistema. Assim, considerando que o oscilador senoidal que será utilizado para excitar o transdutor transmissor tenha um ruído de fase desprezível, limitou-se, de modo a simplificar a solução do problema, a banda de frequências utilizadas de 39 kHz a 43 kHz, com passo de 25 Hz. A Figura 5.7 ilustra esta consideração.

De posse dos dados experimentais de resposta em frequência do par ultrassônico é possível estimar os parâmetros para o modelo dinâmico do par ultrassônico por meio da metodologia proposta em (LEVY, 1959). O método proposto por Levy considera que a expressão algébrica, da função de transferência do sistema a ser estimada $\hat{H}(s)$, é obtida a partir da relação de dois polinômios, que tem a forma:

$$\hat{H}(s) = \frac{b_0 + b_1s + \dots + b_n s^n}{1 + a_1s + \dots + a_p s^p}, \quad (5.6)$$

em que: p é o número de pólos, n é o número de zeros, $a = [a_1, a_2, \dots, a_n]$ e $b = [b_0, b_1, b_2, \dots, b_p]$ são os parâmetros da função de transferência que devem ser estimados, de modo que a resposta em frequência se aproxime da resposta em frequência estimada a partir dos procedimentos experimentais (AGUIRRE, 2007).

Figura 5.7 - Gráfico com limitação de banda da média de Resposta em Frequência dos pares ultrassônicos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Em seu trabalho, Levi montou uma matriz em que o problema de estimação dos parâmetros pudesse ser facilmente resolvido. Este método funciona bem para modelos até quinta ordem, para modelos de ordem superior, um estudo detalhado do Método de Levy e de algumas variantes pode ser utilizado e encontra-se em (NUNES, 2006). Desta forma, o método implica em montar uma equação matricial do tipo:

$$\begin{bmatrix} L_0 & 0 & -L_2 & 0 & T_1 & S_2 & -T_3 & -S_4 & T_5 \\ 0 & L_2 & 0 & -L_4 & -S_2 & T_3 & S_4 & -T_5 & -S_6 \\ L_2 & 0 & -L_4 & 0 & T_3 & S_4 & -T_5 & -S_6 & T_1 \\ 0 & -L_4 & 0 & -L_6 & -S_4 & T_5 & S_6 & -T_7 & -S_8 \\ T_1 & -S_2 & -T_3 & S_4 & U_2 & 0 & -U_4 & 0 & U_6 \\ S_2 & T_3 & -S_4 & -T_5 & 0 & U_4 & 0 & -U_6 & 0 \\ T_3 & -S_4 & -T_5 & S_6 & U_4 & 0 & -U_6 & 0 & U_8 \\ S_4 & T_5 & -S_6 & -T_7 & 0 & U_6 & 0 & -U_8 & 0 \\ T_5 & -S_6 & -T_7 & S_8 & U_6 & 0 & -U_8 & 0 & U_{10} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_0 \\ T_1 \\ S_2 \\ T_3 \\ 0 \\ U_2 \\ 0 \\ U_4 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.7)$$

sendo,

$$L_j = \sum_{i=1}^N \omega_i^j, \quad (5.8)$$

$$T_j = \sum_{i=1}^N \omega_i^j \operatorname{Im}[H(j\omega_i)] \quad (5.9)$$

$$S_j = \sum_{i=1}^N \omega_i^j \operatorname{Re}[H(j\omega_i)] \quad (5.10)$$

$$U_j = \sum_{i=1}^N \omega_i^j \left\{ \operatorname{Re}[H(j\omega_i)]^2 + \operatorname{Im}[H(j\omega_i)]^2 \right\} \quad (5.11)$$

em que $\operatorname{Re}(\cdot)$ é a parte real do número complexo, $\operatorname{Im}(\cdot)$ é a parte imaginária do número complexo e N é a soma da ordem dos polinômios do numerador e denominador da função de transferência, ou seja, $N = p + n$.

Seja o sistema linear, da Equação (5.7), escrito na forma matricial, que pode ser representado pela equação $AX = b$, em que X é a matriz dos parâmetros que se deseja encontrar, supondo que a matriz A tenha inversa (determinante de A diferente de zero), pode-se calcular a matriz de parâmetros X da seguinte maneira:

$$A \cdot X = b \Leftrightarrow A^{-1} \cdot A \cdot X = A^{-1} \cdot b \Leftrightarrow X = A^{-1} \cdot b. \quad (5.12)$$

A especificação da estrutura inicial do modelo permite reduzir a dimensão do espaço de parâmetros e a quantidade de dados necessários para sua estimação. Desta forma, observando a curva de fase da Figura 5.7, percebe-se que o sistema ultrassônico pode ser representado por um sistema de 4ª ordem, $p = 4$. Assim, podem-se obter quatro possibilidades de função de transferência diferentes a partir do método de Levy, variando-se o índice n (ordem do polinômio no numerador), sendo baseados na média dos dados experimentais:

$$\hat{H}_0(s) = \frac{-1,518 \cdot 10^{18}}{s^4 + 9402s^3 + 1,339 \cdot 10^{11}s^2 + 6,264 \cdot 10^{14}s + 4,477 \cdot 10^{21}}, \quad (5.13)$$

$$\hat{H}_1(s) = \frac{-4,444 \cdot 10^{12} s - 1,453 \cdot 10^{18}}{s^4 + 1,378 \cdot 10^4 s^3 + 1,319 \cdot 10^{11} s^2 + 9,150 \cdot 10^{14} s + 4,349 \cdot 10^{21}}, \quad (5.14)$$

$$\hat{H}_2(s) = \frac{-2,438 \cdot 10^7 s^2 - 4,108 \cdot 10^{12} s - 3,096 \cdot 10^{18}}{s^4 + 1,338 \cdot 10^4 s^3 + 1,322 \cdot 10^{11} s^2 + 8,891 \cdot 10^{14} s + 4,367 \cdot 10^{21}}, \quad (5.15)$$

$$\hat{H}_3(s) = \frac{-393,2 s^3 - 1,74 \cdot 10^7 s^2 - 3,07 \cdot 10^{13} s - 2,997 \cdot 10^{18}}{s^4 + 1,787 \cdot 10^4 s^3 + 1,326 \cdot 10^{11} s^2 + 1,189 \cdot 10^{15} s + 4,392 \cdot 10^{21}}. \quad (5.16)$$

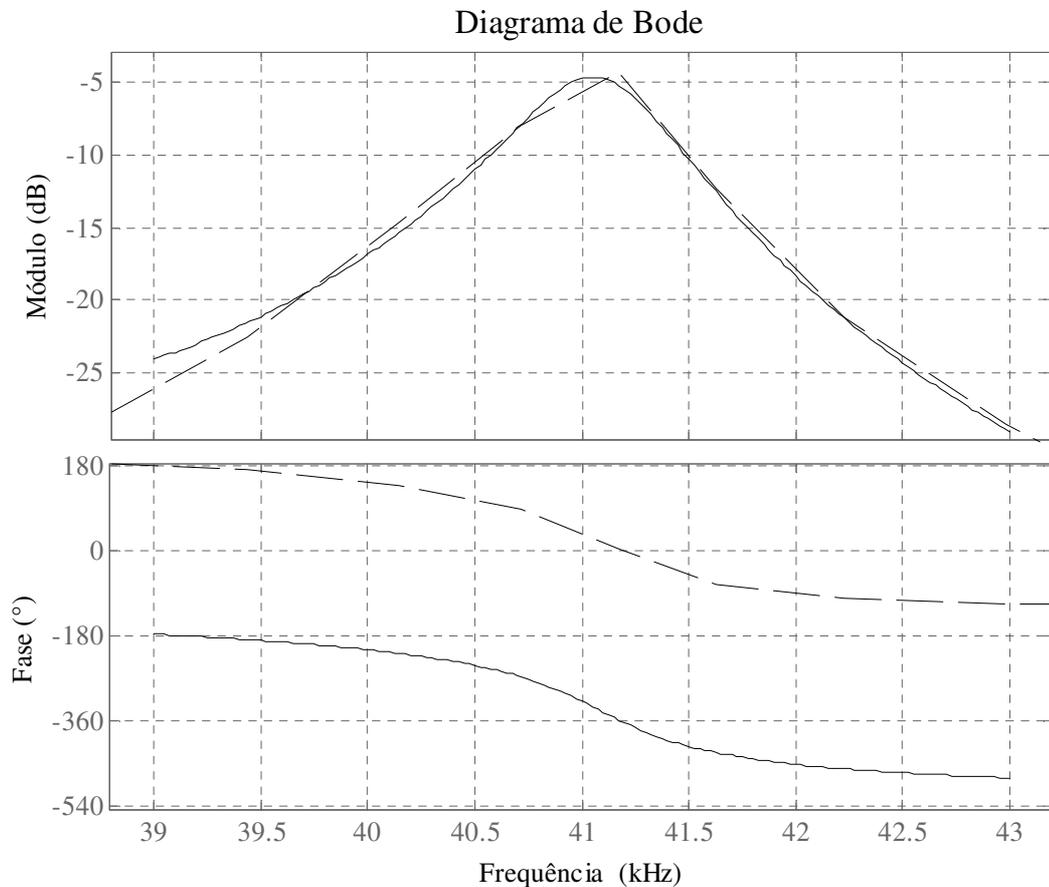
O índice de desempenho FIT é empregado para avaliar a qualidade dos modelos produzidos com respeito a média dos dados experimentais coletados, como apresentado na Tabela 5.3. A avaliação desse índice, com ordem do numerador variando de 0 a 3, possibilita escolher qual dos modelos melhor representa o processo ultrassônico.

Tabela 5.3: Resultados numéricos do desempenho dos modelos com respeito a ordem do numerador.

Ordem do numerador:	FIT (%):
0	59,14
1	89,94
2	90,10
3	97,12

O melhor modelo selecionado foi o de 1ª ordem no numerador, pois convém perder um pouco da precisão se o modelo obtido é igualmente funcional e mais simples, tendo dessa forma um menor custo computacional do que o melhor modelo que é o 3ª ordem no numerador. As curvas da média de resposta em frequência dos pares ultrassônicos adquiridos experimentalmente e o estimado utilizando 1ª e 4ª ordem, respectivamente, para numerador e denominador estão ilustrados na Figura 5.8.

Figura 5.8 - Gráfico da Resposta em Frequência da média (linha contínua) e modelo estimado utilizando 1ª e 4ª ordem, respectivamente, para numerador e denominador (linha tracejada).



Fonte: Elaborada pelo autor.

De modo a conseguir uma melhor visualização e comparação gráfica, a curva de resposta em frequência da média dos pares ultrassônicos está traçada com linha contínua, enquanto que a curva de resposta em frequência do modelo obtido a partir do método de Levy está traçada com linha tracejada.

Por meio da Figura 5.8 percebe-se a semelhança entre o modelo de 4ª ordem e a média da resposta em frequência obtida experimentalmente, não só no módulo, mas também na curva de fase, diferindo apenas pelo atraso de 360°.

5.3.4.3 Validação dos dados

O último procedimento de identificação de sistemas é a validação do modelo obtido. Desta forma, de modo a avaliar o modelo encontrado, um segundo conjunto de dados obtidos da resposta em frequência dos pares de transdutores de ultrassom foi utilizado. Na Tabela 5.4,

consta o desempenho do modelo indicando o quão próximo o modelo está dos dados coletados. Na Tabela 5.5, o resultado numérico do desempenho do modelo com respeito a outros dois pares que não foram utilizados para modelar o sistema são apresentados. Os dados estão sendo analisados sem a limitação da faixa de frequência do modelo.

Tabela 5.4: Resultados numéricos do desempenho do modelo com respeito aos pares que o geraram.

Par:	FIT (%):
1	88,20
2	79,51
3	47,84
4	70,28
5	58,06
6	78,81

Tabela 5.5: Resultados numéricos do desempenho do modelo com respeito a 2 pares que não foram utilizados para gerar o modelo.

Par:	FIT (%):
1	74,10
2	78,17

Os resultados apresentados nas Tabelas 5.4 e 5.5 permitem concluir que os valores estimados dos parâmetros, para o sistema ultrassônico, são consistentes com as condições em que as coletas de dados foram realizadas. Verifica-se assim, o grau de aproximação dos dados coletados em experimento com o modelo proposto. Assim, o modelo proposto reproduz o comportamento do sistema ultrassônico com elevada exatidão e com um custo computacional baixo.

5.4 Função de transferência final

O modelo matemático final é uma forma de representar de modo eficiente a dinâmica do sistema que se deseja analisar, representando da melhor maneira o conhecimento da relação existente entre o sinal de entrada e a saída do sistema. Este modelo é normalmente caracterizado no processo físico pela função de transferência e junto a este existem outros parâmetros que devem ser analisados, como a atenuação e o atraso do sistema, de modo a obter o modelo final que represente de modo adequado o sistema ultrassônico.

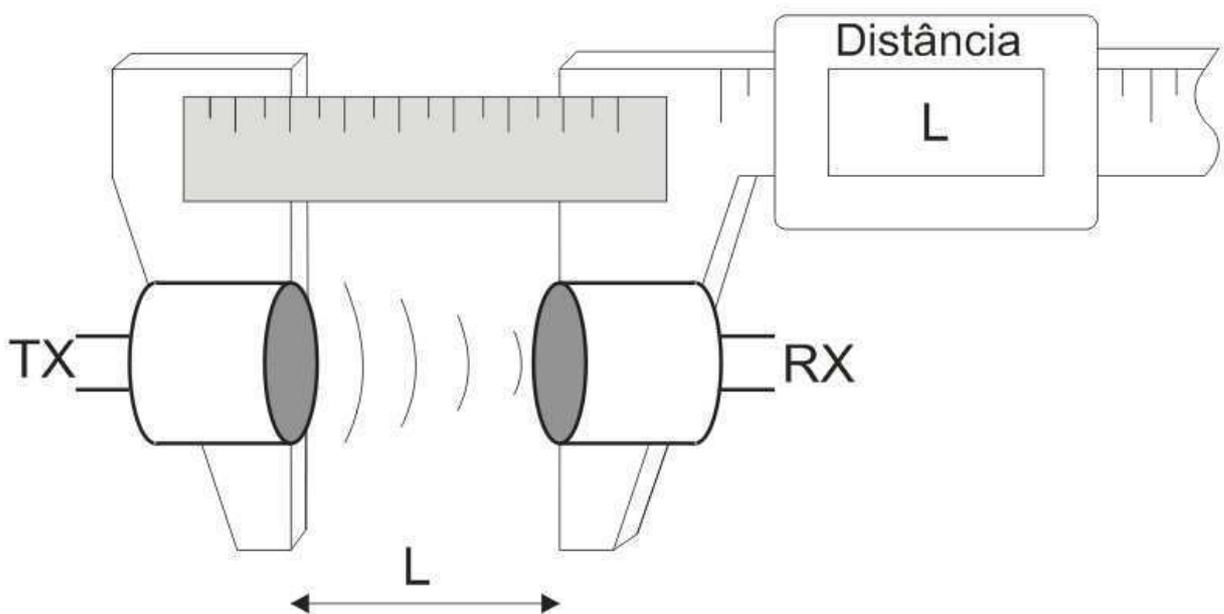
5.4.1 Atenuação

As ondas sonoras viajam no meio ar muito ineficazmente. Perdem progressivamente a intensidade do sinal à medida que aumenta a distância de separação entre os transdutores de ultrassom. A este fenômeno dá-se o nome de atenuação. Assim, a atenuação ou perda de intensidade da onda sonora ocorre rapidamente no meio ar. Esta atenuação ocorre devido a dispersão espacial e a dissipação de energia da onda ultrassônica no meio (JIANG,2011), que ocorre devido a vibração das moléculas no meio de propagação.

De modo a caracterizar o comportamento da atenuação no sistema ultrassônico, um protótipo de um sistema para realizar a medição da distância foi desenvolvido. Na Figura 5.9 tem-se a ilustração deste protótipo. Este protótipo é constituído de um paquímetro digital de 150 mm LeeTools, modelo 684132, com resolução de 0,01 mm e medições podendo ser realizadas em polegadas ou milímetros e de um par de transdutores de ultrassom.

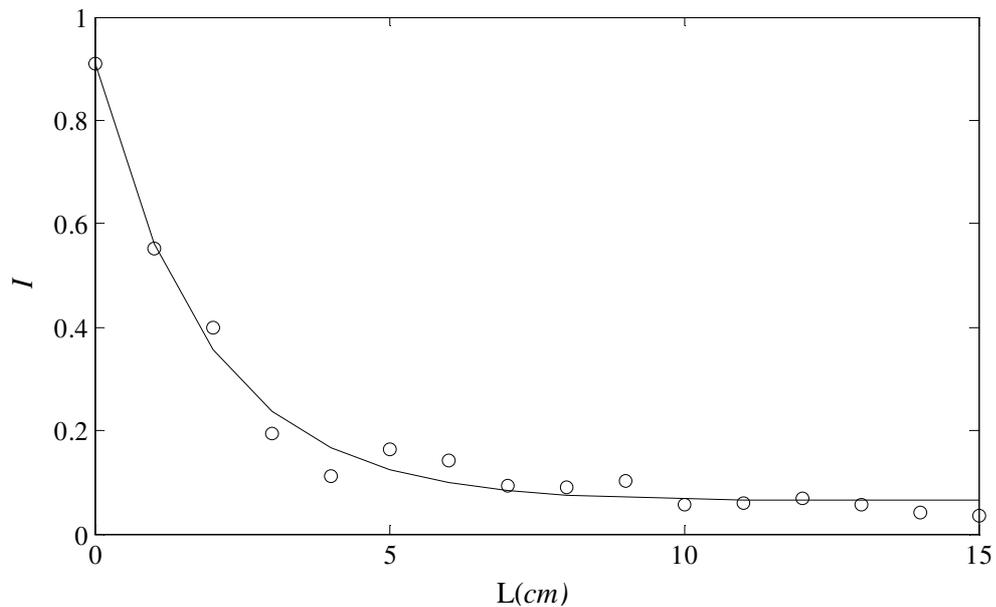
Os valores da atenuação foram obtidos das medições de módulo (amplitude do sinal recebido dividido pela amplitude do sinal transmitido) da resposta em frequência de apenas um par de transdutores ultrassônicos, utilizando a média de 200 pontos, variando a distância de separação do par ultrassônico de 1 em 1 cm utilizando para tanto o Analisador de Sinais, modelo HP89410A. Assim, foi possível obter um gráfico ilustrado da curva de atenuação do par ultrassônico pela distância, sendo apresentado na Figura 5.10.

Figura 5.9 - Protótipo desenvolvido para medição da distância de separação entre os transdutores de ultrassom.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.10 - Curva de atenuação do par ultrassônico x distância.



Fonte: Elaborada pelo autor.

No gráfico I é a intensidade do sinal adimensional, obtida a partir do módulo da resposta em frequência de apenas um par de transdutores ultrassônicos, e L é a distância de separação entre os transdutores em centímetros. A atenuação pode ser expressa por uma exponencial (Lei de Beer). Assim, os círculos no gráfico da Figura 5.10 são os pontos de máximo ganho adquiridos experimentalmente e a curva de aproximação da exponencial é a intensidade do sinal que diminui exponencialmente com a distância percorrida. Assim a partir do ajuste de curvas, usando o método dos mínimos quadrados não-lineares, foi obtida a seguinte expressão:

$$I = 0,8459 \cdot e^{-0,5291 \cdot L} + 0,06392 \quad (5.17)$$

em que: L é a distância.

Deve-se considerar que este valor é obtido de um único par de transdutores de ultrassom, servindo como uma aproximação do valor esperado, porém o procedimento adotado pode ser utilizado para obter a atenuação de qualquer par ultrassônico.

5.4.2 Atraso de transporte

Esta seção apresenta um procedimento para medição da distância de separação entre dois transdutores de ultrassom, de modo a ajustar o atraso de transporte do modelo proposto, a

partir de dados experimentais utilizando para tanto a Transformada de Fourier de Tempo Curto (STFT). Neste procedimento apenas o sinal recebido (Rx) necessita ser armazenado.

Na Figura 5.9 foi ilustrada a configuração de medição, que consiste de dois transdutores ultrassônicos, que são separados a partir de um ajuste de um paquímetro. Para realização dos experimentos de laboratório foi utilizado um gerador de forma de onda arbitrária fabricado pela Tektronix, modelo AFG3102C, responsável por gerar uma sequência de dez ondas senoidais (*Burst*), utilizado para excitar o transdutor transmissor (Tx). Este possui as seguintes características: resolução de 14 bits, 1 GS/s de frequência de amostragem e um ruído de fase de -110 dBc/Hz. Para o registro das formas de onda no transdutor transmissor (Tx) e receptor (Rx) foi utilizado dois canais do osciloscópio digital Tektronix, modelo MSO3032, de 300 MHz, 2,5 GS/s e 8 bits de resolução vertical. O osciloscópio foi ajustado para fornecer a média de 512 pontos e uma frequência de amostragem de 5 MHz. Os valores experimentais de temperatura foram obtidos da média de pontos coletados de um sensor de temperatura SHT11.

A equação que determina a distância de separação entre transdutores é expressa por (HALLIDAY *et al.*, 2009):

$$L = C \cdot ToF \quad (5.18)$$

em que: L é a distância de separação entre os transdutores de ultrassom, C é a velocidade do som que é expresso por $C = 20,05\sqrt{273,15+T}$, em que T é a temperatura ambiente (em °C).

O tempo que as ondas ultrassônicas levam para atravessar a distância de separação entre o transdutor transmissor e o transdutor receptor é denominado de tempo de trânsito (ToF), e este é estimado, neste capítulo, utilizando-se da fase do sinal da STFT.

Técnicas tradicionais como Detecção de Limiar (TH) e Diferença de Fase (PD) são utilizadas para estimação de ToF , mas tais técnicas são sensíveis ao ruído. Outras técnicas de processamento digital de sinais também já foram implementadas tais como a transformada *Wavelet* e o filtro de Kalman, porém estas técnicas possuem um alto custo computacional e complexidade de implementação em um sistema embarcado para medição. Particularmente, a transformada *Wavelet* permite decompor um sinal em diferentes componentes de frequência, porém, para um elevado grau de decomposição, esta técnica é impraticável. Em (DUARTE *et al.*, 2013) a STFT foi utilizada para estimar o valor de ToF a partir de um limiar no valor da metade da potência máxima para a frequência de operação dos transdutores.

A STFT pode ser obtida a partir da expressão (COHEN, 1989):

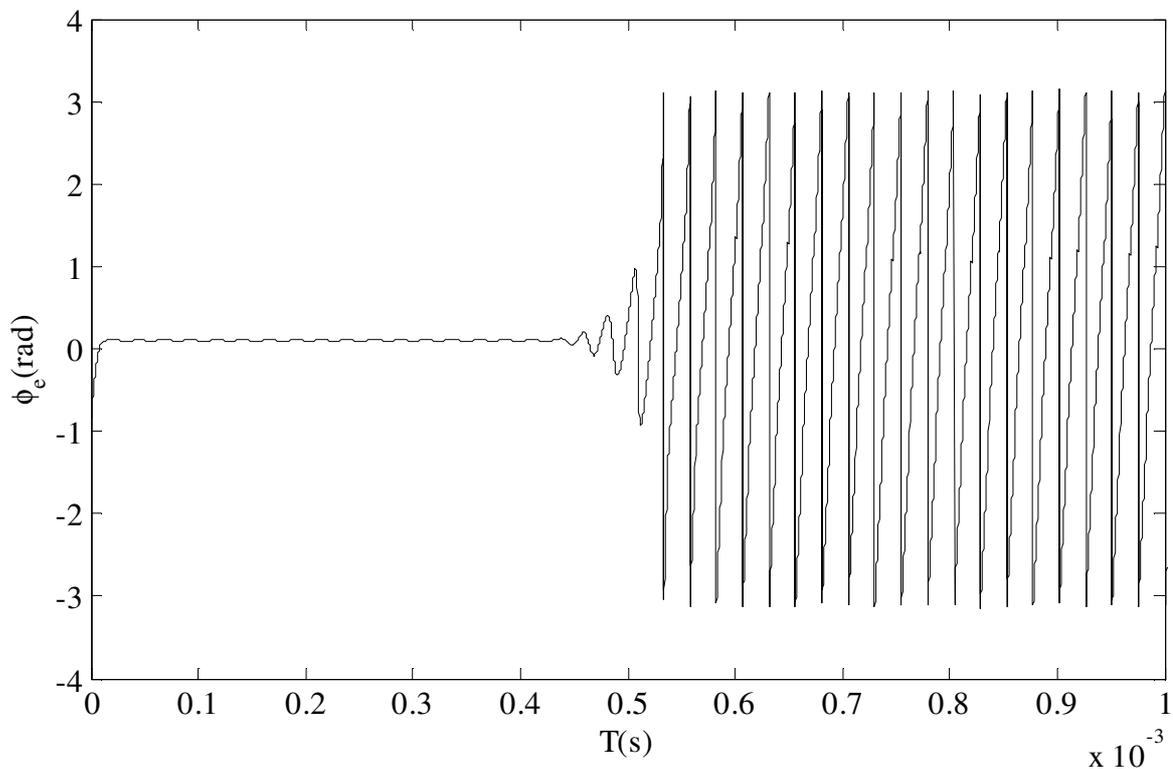
$$S_n(\omega) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n]h[n-m]e^{-j\omega n} \quad (5.19)$$

em que: $s(n)$ é o sinal, ω é a frequência e $h(n-m)$ é a função janela.

Descreve-se um novo procedimento de determinação do tempo de trânsito (ToF) a partir da fase da STFT, do sinal ultrassônico recebido. O sinal recebido foi normalizado para o valor máximo de 1 V de amplitude e seu nível DC foi retirado. Porém, ao realizar a STFT observou-se que o ruído alterava significativamente o valor da fase, para solucionar este problema foi introduzido um nível de tensão contínua (DC), no valor de -0,11 V, deixando a fase em um valor constante, independente do ruído, até o aparecimento do sinal recebido da onda ultrassônica. Com este ajuste inicial a estimação do tempo de trânsito (ToF) é obtida da seguinte maneira:

1. A STFT desliza uma janela de Hamming pelo sinal ultrassônico recebido e identifica a componente em frequência, do espectro de magnitude, com maior valor de amplitude;
2. Desta componente em frequência encontra-se a fase da STFT, cujo posicionamento irá variar de acordo com a distância de separação entre os transdutores ultrassônicos, vide Figura 5.11.

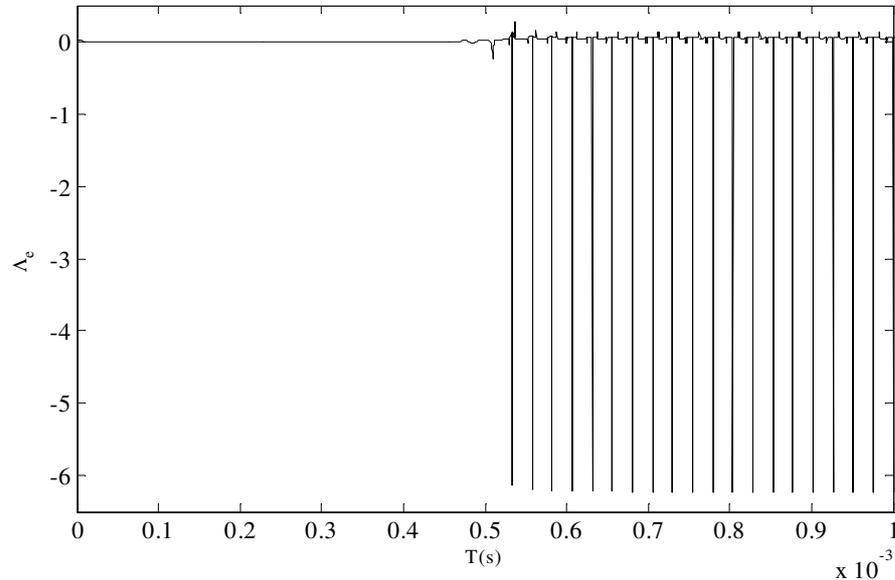
Figura 5.11 - Fase da STFT do sinal recebido experimentalmente para uma distância de 15 cm.



Fonte: Elaborada pelo autor.

- Em seguida deriva-se o sinal de fase, obtendo impulsos que indicam os pontos de máximo e mínimo da fase da STFT, e por consequência, informam o posicionamento da onda ultrassônica recebida, vide Figura 5.12.

Figura 5.12 - Impulsos obtidos devido a derivada do sinal de fase da STFT do sinal recebido.



Fonte: Elaborada pelo autor.

- Por fim, do posicionamento dos impulsos utiliza-se uma detecção de limiar na procura da primeira ocorrência dos impulsos e realiza-se um ajuste no valor encontrado de tempo para obter o ToF igual ao teórico;

Na Tabela 5.6 a 1^a coluna corresponde a distância de separação entre o par ultrassônico obtida experimentalmente do paquímetro (L_p), a 2^a coluna corresponde a temperatura obtida experimentalmente do SHT11 (T), a 3^a coluna o ToF obtido a partir da Equação (5.18), denominado neste trabalho como ToF teórico (ToF_{teo}), a 4^a coluna o ToF obtido a partir da técnica STFT (ToF_{tec}) e a 5^a coluna a diferença entre o ToF obtido da técnica pelo obtido da teoria (Dif).

Tabela 5.6: Dados obtidos experimentalmente e teórico.

L_p (cm)	T (°C)	ToF_{teo} (μs)	ToF_{tec} (μs)	Dif (μs)
0	31,40	0	88,20	88,20
1	31,40	28,58	134,20	105,62
2	31,30	57,17	161,80	104,63

Tabela 5.6: Continuação.

L_p (cm)	T (°C)	ToF_{teo} (μ s)	ToF_{tec} (μ s)	Dif (μ s)
3	31,29	85,75	189,20	103,45
4	32,06	114,19	216,60	102,41
5	32,07	142,74	245,20	102,46
6	32,00	171,31	275,40	104,09
7	31,90	199,89	305,60	105,71
8	31,40	228,64	334,60	105,96
9	31,39	257,22	363,20	105,98
10	31,40	285,80	391,80	106,00
11	31,38	314,39	420,00	105,61
12	31,40	342,96	448,80	105,84
13	31,30	371,60	477,20	105,60
14	31,29	400,19	505,00	104,81
15	31,18	428,85	533,60	104,75

Observa-se por meio da Tabela 5.6, da diferença entre o valor do ToF obtido da técnica e do ToF obtido da teoria (Dif), que existe uma constância destes valores quando a distância (L) estiver compreendida entre 1 e 15 cm. O valor mais esperado em uma dada coleção de dados, como desta maneira, é a média aritmética que para este caso foi de 104,86 μ s, com incerteza de medição de 1,24 μ s. De posse deste valor foi possível gerar a Tabela 5.7, que possibilita a correção do ToF obtido a partir da técnica (ToF_c), identificando o valor experimental pela técnica, da distância entre os transdutores de ultrassom (L_c) e o desvio de leitura encontrado devido a técnica apresentada (e).

Tabela 5.7: Dados obtidos experimentalmente do ToF e da L .

L_p (cm)	T (°C)	ToF_c (μ s)	L_c (cm)	$ e $ (%)
1	31,40	29,34	1,03	3,00
2	31,30	56,94	1,99	0,50
3	31,29	84,34	2,95	1,67
4	32,06	111,74	3,91	2,25
5	32,07	140,34	4,92	1,60
6	32,00	170,54	5,97	0,50
7	31,90	200,74	7,03	0,43
8	31,40	229,74	8,04	0,50
9	31,39	258,34	9,04	0,44
10	31,40	286,94	10,04	0,40

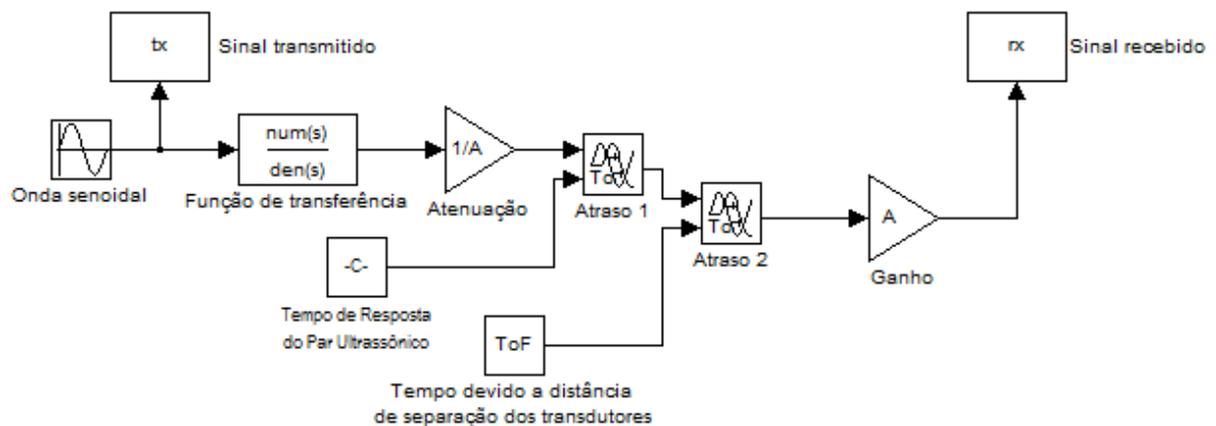
Tabela 5.7: Continuação.

L_p (cm)	T (°C)	ToF_c (μ s)	L_c (cm)	$ e $ (%)
11	31,38	315,14	11,03	0,27
12	31,40	343,94	12,03	0,25
13	31,30	372,34	13,03	0,23
14	31,29	400,14	14,00	0,00
15	31,18	428,74	15,00	0,00

Por meio da Tabela 5.7 observa-se que dos valores de distância experimental (L_c), o que apresenta o maior desvio de leitura ocorreu quando a distância de separação entre os transdutores (L_p) foi de 1 cm, que corresponde a um desvio máximo de 3% da leitura efetuada. Observa-se ainda, para a técnica apresentada, que a medida que a distância de separação entre os transdutores aumenta (L_p), o desvio de medição da leitura efetuada (e) diminui.

Desta forma, de posse destes dados e utilizando-se de técnicas de simulação, construiu-se um modelo, a partir do Simulink, utilizando diagramas de blocos com a finalidade de implementar o modelo computacional do sistema, este encontra-se ilustrado na Figura 5.13.

Figura 5.13 - Conjunto de blocos desenvolvidos para medição da distância de separação entre os transdutores de ultrassom.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O diagrama de bloco apresentado consta de um gerador de ondas senoidais, da função de transferência da Equação (5.14), da atenuação da Equação (5.17), do atraso devido ao tempo de resposta do par ultrassônico ($TRPU$), do tempo de trânsito (ToF) que é função da distância de separação dos transdutores (L) e da temperatura (T), e do inverso da atenuação. Destes a única variável que falta ser encontrada é o atraso devido ao tempo de resposta do par ultrassônico. O $TRPU$ pode ser encontrado da seguinte expressão:

$$TRPU = ToF_{tec} - ToF_{teo} - 104,68\mu s \quad (5.20)$$

Da Equação (5.20), encontra-se a Tabela 5.8:

Tabela 5.8: Atraso devido ao tempo de resposta do par ultrassônico.

L (cm)	$TRPU$ (μs)
1	3,0396
2	3,0286
3	3,0143
4	3,0548
5	3,0011
6	3,0690
7	3,0533
8	2,9969
9	3,0807
10	3,0561
11	3,0460
12	3,0153
13	3,0560
14	3,0468
15	3,0091

A TRPU média das 15 observações é de 3,04 μs , com incerteza de medição de 0,02 μs . De posse deste valor foi possível gerar a Tabela 5.9, que possibilita avaliar o modelo proposto. Na Tabela 5.9 a 1ª coluna corresponde à distância de simulação (L), a 2ª coluna corresponde a temperatura ambiente de simulação T , a mesma temperatura experimental, a 3ª coluna o ToF obtido por meio de simulação ($ToF_{simulação}$), a 4ª coluna a distância obtida pela simulação ($L_{simulação}$) e por último a 5ª coluna é o desvio apresentado, para uma incerteza aditiva nula ($u_A = 0$). Como pode-se observar o desvio encontrado é nulo, pois corresponde a uma simulação sem ruído ($u_A(t) = 0$).

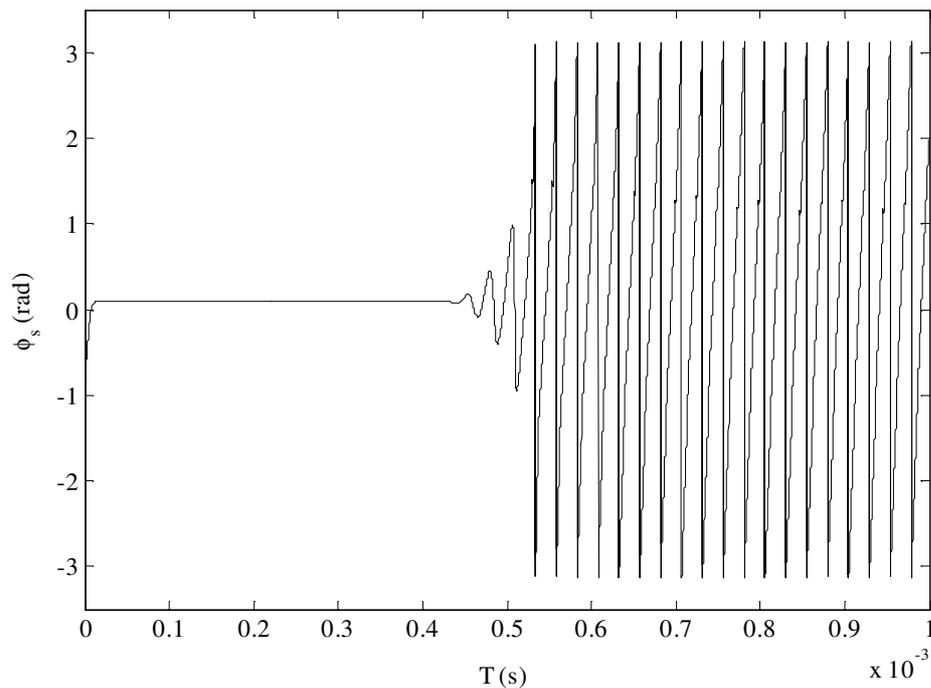
Tabela 5.9: Dados obtidos de simulação do ToF e da L .

L (cm)	T ($^{\circ}C$)	$ToF_{simulação}$ (μs)	$L_{simulação}$ (cm)	Desvio (%)
1	31,40	28,54	1,00	0
2	31,30	57,14	2,00	0
3	31,29	85,74	3,00	0

Tabela 5.9: Continuação.

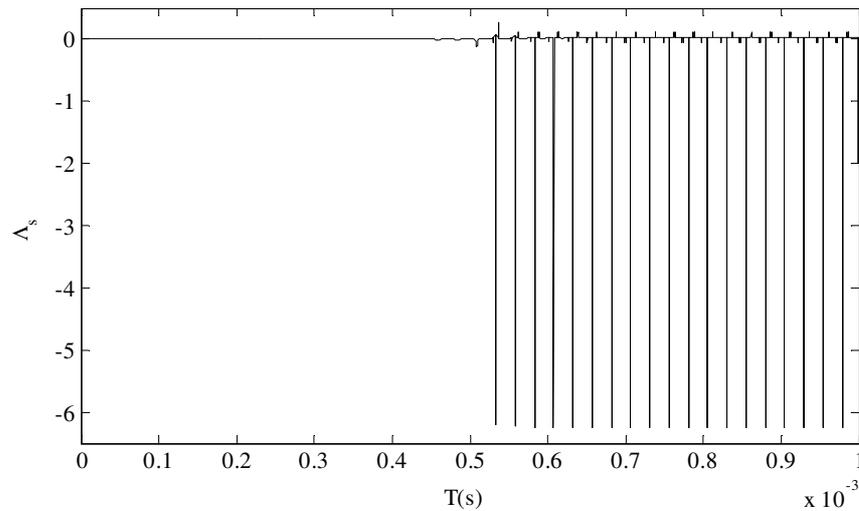
L (cm)	T (°C)	$ToF_{\text{simulação}}$ (μs)	$L_{\text{simulação}}$ (cm)	Desvio (%)
4	32,06	114,19	4,00	0
5	32,07	142,74	5,00	0
6	32,00	171,34	6,00	0
7	31,90	199,94	7,00	0
8	31,40	228,64	8,00	0
9	31,39	257,24	9,00	0
10	31,40	285,84	10,00	0
11	31,38	314,34	11,00	0
12	31,40	342,94	12,00	0
13	31,30	371,64	13,00	0
14	31,29	400,14	14,00	0
15	31,18	428,84	15,00	0

A Figura 5.14 ilustra a fase da STFT simulada para uma distância de 15 cm de separação entre transdutores (ϕ_s). Comparando com o experimental, apresentado na Figura 5.11, observa-se a semelhança entre estas fases. Na Figura 5.15 estão ilustrados os impulsos obtidos após derivar a fase da STFT simulada (Λ_s), da mesma forma, pode-se observar a aproximação do modelo obtido com relação ao experimental (Figura 5.12)

Figura 5.14 - Fase da STFT do sinal recebido simulado (ϕ_s) em função do tempo (T).

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.15 - Impulsos obtidos devido a derivada do sinal de fase da STFT do sinal recebido.



Fonte: Elaborada pelo autor.

De modo a avaliar a técnica proposta realizou-se uma simulação, em que foram realizadas 100 interações para cada distância teórica (L) e para diferentes níveis de ruído aditivo ($u_A = 1\%$, $1,5\%$ e 2%), não foi considerada a incerteza da temperatura, pois se deseja avaliar única e exclusivamente a incerteza do tempo de trânsito (ToF) para a técnica proposta, assim nesta simulação considerou-se a temperatura ambiente fixa no valor de $25\text{ }^\circ\text{C}$. A Tabela 5.10 apresenta a média e a incerteza de medição de ToF , a distância de separação dos transdutores de ultrassom obtida pela técnica proposta (L_t), bem como sua incerteza de medição (u_L), para os três diferentes níveis de ruído aditivo.

Tabela 5.10: Avaliação do *ToF* e da distância de separação entre transdutores de ultrassom, para três níveis diferentes de ruído aditivo.

<i>L</i> (cm)		<i>u_A</i>			<i>L_r</i> (cm)			<i>u_L</i> (cm)		
								<i>u_A</i>		
		1%	1,5%	2%	1%	1,5%	2%	1%	1,5%	2%
1	<i>ToF</i> (μs)	28,86	28,84	29,8	1,0	1,0	1,0	0,005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,13	0,21	4,9						
2	<i>ToF</i> (μs)	57,75	577,16	58,7	2,0	2,0	2,0	0,005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,16	0,18	4,9						
3	<i>ToF</i> (μs)	86,62	86,61	88,8	3,0	3,0	3,0	0,005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,14	0,19	7,1						
4	<i>ToF</i> (μs)	115,52	115,49	116,5	4,0	4,0	4,0	0,005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,13	0,22	4,9						
5	<i>ToF</i> (μs)	144,42	144,41	145,4	5,0	5,0	5,0	0,0005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,14	0,19	4,9						
6	<i>ToF</i> (μs)	173,30	173,25	175,0	6,0	6,0	6,1	0,005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,13	0,21	6,3						
7	<i>ToF</i> (μs)	202,14	202,16	202,9	7,0	7,0	7,0	0,005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,14	0,22	4,2						
8	<i>ToF</i> (μs)	231,08	231,03	232,6	8,0	8,0	8,0	0,005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,13	0,19	5,9						
9	<i>ToF</i> (μs)	259,95	259,92	261,2	9,0	9,0	9,0	0,004	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,13	0,23	5,4						
10	<i>ToF</i> (μs)	288,83	288,80	289,5	10,0	10,0	10,0	0,005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,14	0,17	4,2						
11	<i>ToF</i> (μs)	317,72	317,74	318,9	11,0	11,0	11,0	0,004	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,18	0,19	5,4						
12	<i>ToF</i> (μs)	346,61	346,60	348,5	12,0	12,0	12,1	0,005	0,007	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,14	0,21	6,7						
13	<i>ToF</i> (μs)	375,49	375,44	377,2	13,0	13,0	13,1	0,005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,13	0,17	7,3						
14	<i>ToF</i> (μs)	404,38	404,34	405,8	14,0	14,0	15,0	0,004	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,13	0,20	5,9						
15	<i>ToF</i> (μs)	433,25	433,21	434,7	15,0	15,0	15,0	0,005	0,006	0,2
	<i>u_{ToF}</i> (μs)	0,14	0,18	5,9						

Observa-se por meio da Tabela 5.10 que para os três níveis de incertezas propostos, os de 1% e 1,5% obtiveram uma baixa incerteza de ToF , na ordem de 0,2 μs , enquanto que para o ruído aditivo igual a 2%, a incerteza de medição de ToF ficou em um valor elevado, na ordem de 6 μs . Este fato se propagou na medição da distância de separação dos transdutores (L_t), que apesar de não ter uma variação considerável, seus valores estimados de distância, obtiveram baixas incertezas de medição, para uma incerteza aditivo de 1% e 1,5%, na ordem de 0,06 mm, enquanto que para uma incerteza aditiva de 2%, obteve uma incerteza padrão de 2 mm, o que corresponde a mais de 10%, quando se realiza a leitura de distância de até 2 cm. Observa-se ainda que para uma distância de separação de 1 cm, quando a incerteza aditiva é de 2%, a dispersão em torno do valor médio obtido é maior que 10%, indicando um grau de dispersão elevado, fato que não ocorre quando se utiliza outras incertezas aditivas (1% e de 1,5%).

Assim, a expressão da função de transferência final que representa o sistema ultrassônico, pode ser representado por:

$$H'(s) = I \cdot H(s) \cdot e^{-3,04\mu \cdot s} \quad (5.21)$$

5.5 Conclusões parciais

Neste capítulo mostrou-se uma metodologia de identificação de parâmetros de um sistema ultrassônico que estima o valor dos mesmos a partir de um conjunto de dados coletados da resposta em frequência do sistema. Foi apresentado o método de identificação desenvolvido por (LEVY, 1959), em que os parâmetros do sistema foram estimados. O método é simples e fácil de ser implementado, não sendo necessário nenhum conhecimento prévio do sistema.

Observou-se que se deve ter um cuidado inicial ao polarizar os terminais dos transdutores de ultrassom, pois uma inversão na polaridade de seus terminais ocasionará uma inversão na fase do sinal de saída, no valor de 180°.

Dos resultados apresentados nas Tabelas 5.4 e 5.5 é possível concluir que os valores estimados dos parâmetros, para o sistema ultrassônico, são consistentes com as condições em que as coletas de dados foram realizadas. Verifica-se assim, o grau de aproximação dos dados coletados em experimento com o modelo proposto. O indicador de desempenho FIT comprova a semelhança do modelo proposto aos dados coletados experimentalmente, em que a função de transferência estimada tem uma aproximação de 89,94%. Por meio dos dados coletados na Tabela 5.10 observa-se que ao medir distância, utilizando-se da STFT, o sistema ultrassônico

possui alta exatidão. Assim, o modelo proposto reproduz as características do sistema ultrassônico com elevada exatidão e com um custo computacional baixo.

6. Estimação do *ToF* no domínio da frequência para medição de velocidade de vento: Simulação.

6.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se as simulações computacionais do procedimento adotado para estimação do *ToF* ultrassônico no domínio da frequência (DFT - Transformada Discreta de Fourier) para medição de velocidade de vento. Assim, realiza-se uma análise de incertezas na estimação da diferença de fase, que inclui a influência dos ruídos aditivo e multiplicativo no meio de propagação da onda ultrassônica. Após a análise, são apresentados resultados de simulação do procedimento proposto e seus resultados são comparados com as técnicas de detecção de Limiar (TH), Diferença de Fase (PD) e de Estimação de Máxima Verossimilhança (MLE), apresentadas no capítulo 3.

6.2 Configuração de medição

Como apresentado anteriormente, o princípio da medição de velocidade de vento utilizando transdutores ultrassônicos, baseia-se no fato de que a velocidade aparente da propagação de uma transmissão de sinal de ultrassom em um fluido é alterada pelo seu movimento (AZIZ *et al.*, 1996).

Na Figura 2.4 foi ilustrada a configuração da medição de velocidade de vento usando transdutores ultrassônicos utilizados para operar em modo de transmissão e recepção, com um ângulo específico para a direção do vento. Apesar da estrutura bidirecional apresentar menor incerteza do que a unidirecional, o estudo realizado nesta tese está baseado na estrutura unidirecional (Villanueva, 2009), pois se está interessado em avaliar a técnica proposta.

Para esta configuração, o tempo *ToF* necessário para a onda de ultrassom se deslocar de um transdutor para o outro pode ser determinado por:

$$ToF = \frac{L}{\vartheta \cos \theta + C}, \quad (6.1)$$

em que: ϑ é a velocidade do vento, θ é o ângulo entre a propagação do vento e a direção dos transdutores, L é a distância de separação entre transdutores, e C é a velocidade do som.

De maneira equivalente, o *ToF* pode ser determinado a partir da estimação da fase entre os sinais ultrassônicos transmitido e recebido (ϕ_{TxRx}), dado por:

$$ToF = \frac{\phi_{TxRx}}{2\pi \cdot f_0}, \quad (6.2)$$

em que: ϕ_{TxRx} é a fase defasada entre a onda transmitida e recebida e f_0 é a frequência de operação dos transdutores, que para este estudo é de 40 kHz.

Substituindo-se (6.2) em (6.1) pode-se determinar a velocidade do vento:

$$\vartheta = \frac{1}{\cos \theta} \left(\frac{2\pi f_0 L}{\phi_{TxRx}} - C \right). \quad (6.3)$$

Uma vez que os sinais elétricos transmitidos e recebidos dos transdutores de ultrassom exibem características de sinais estacionários, pode-se empregar a Transformada Discreta de Fourier (DFT) para realizar uma análise de sinais de ultrassom no domínio da frequência, (módulo e fase). Desta forma, a estimação do ToF pode ser realizada utilizando a Análise em Frequência por meio da Transformada Discreta de Fourier. Assim, a DFT pode ser utilizada para estimar a diferença de fase entre os sinais de ultrassons transmitidos e recebidos. Então, a diferença de fase estimada ($\Delta\phi_{TxRx}$) será relacionada com a medição de ToF (COSTA, 2015).

6.3 Representações de Fourier para sinais

Existem quatro classes diferentes de sinais que podem ser representadas a partir da Análise de Fourier. Estas classes estão relacionadas à propriedade de periodicidade do sinal, se são periódicos ou não-periódicos, considerando se o sinal é de tempo contínuo ou discreto. Para sinais periódicos sua representação é realizada a partir de séries de Fourier, enquanto que para sinais aperiódicos a representação é realizada a partir das Transformadas de Fourier (HAYKIN; VEEN, 2001); são elas:

- Série de Fourier (FS – *Fourier Series*): Aplica-se a sinais periódicos e contínuos no tempo;
- Série de Fourier de Tempo Discreto (DTFS – *Discrete Time Fourier Series*): Aplica-se a sinais periódicos de tempo discreto;
- Transformada de Fourier de Tempo Discreto (DTFT – *Discrete Time Fourier Transform*): Aplica-se a sinais de tempo discreto e não periódicos;
- Transformada de Fourier (FT – *Fourier Transform*): Aplica-se a sinais de tempo contínuo e não periódicos.

Técnicas de processamento digital de sinais empregam sinais discretizados no tempo. Neste trabalho considera-se que o sinal é periódico, pois não apresenta variação ao longo dos períodos, após uns períodos de estabilização. Assim, sinais periódicos de tempo discreto são representados pela Série de Fourier de Tempo Discreto (DTFS), sendo esta a forma mais apropriada para analisar o sinal recebido pelo transdutor de ultrassom (LATHI, 2007).

A Transformada Discreta de Fourier (*DFT – Discrete Fourier Transform*) é a ferramenta utilizada para o cálculo de amostras da DTFS. A DFT de $x[n]$, representada por $X[k]$, é definida por (HAYKIN; VEEN, 2001; HSU, 2004; LATHI, 2007):

$$X[k] = \sum_{n=\langle N \rangle} x[n] \cdot e^{-jk\Omega_0 n}, \quad k = 1, 2, \dots, (N-1), \quad (6.4)$$

em que: N é número total de amostras.

A DFT inversa (IDFT) é expressa por:

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=\langle N \rangle} X[k] \cdot e^{jk\Omega_0 n}, \quad (6.5)$$

em que: $x[n]$ tem período fundamental N_0 e $\Omega_0 = 2\pi/N_0$ que é a frequência fundamental.

A DFT é a representação de Fourier adequada para uso em computador digital porque é discreta e possui comprimento finito nos domínios de tempo e de frequência (HSU, 2004; LATHI, 2007). Por ser aplicada a um trecho de duração finita do sinal, a DFT calcula a DTFS de um sinal periódico, em que cada período é exatamente igual ao trecho que se está analisando. Assim, a terminologia DFT é adotada neste trabalho para representar a Transformada de Fourier aplicada a sinais discretos.

6.4 Estimação da diferença de fase baseada na DFT

Por meio da Figura 2.4 observa-se o modo de operação para o propósito deste trabalho que é o de transmitir uma rajada de ondas senoidais a partir do transdutor transmissor A, que se propaga no meio e é recebida pelo transdutor receptor B. A detecção do sinal recebido é realizada a partir de um nível de referência denominado Limiar.

Após a detecção do nível de limiar há o armazenamento dos dados do sinal transmitido e recebido a uma frequência de amostragem (f_s). A estes sinais amostrados é aplicada a DFT. Localizando a componente da frequência fundamental estima-se a amplitude e fase dos sinais ultrassônicos transmitido e recebido. A partir destas fases realiza-se a subtração entre a fase do

signal recebido da fase do sinal transmitido, obtendo a diferença de fase ($\Delta\phi_{TxRx}$) entre estes sinais (COSTA, 2015).

$$\Delta\phi_{TxRx} = \phi_{Tx} - \phi_{Rx}, \quad (6.6)$$

Desta diferença de fase encontra-se o módulo da diferença de tempo entre as ondas ultrassônicas transmitida e recebida (t), a partir da expressão (COSTA, 2015):

$$t = \left| \frac{\Delta\phi_{TxRx}}{2\pi \cdot f_0} \right|, \quad (6.7)$$

em que: $\Delta\phi_{TxRx}$ é a diferença de fase entre a onda transmitida e recebida e f_0 é a frequência de operação dos transdutores.

6.4.1 Compensação de fase e temperatura

A medição de fase entre os sinais transmitido e recebido ($\Delta\phi_{TxRx}$) é influenciada pelas variações da temperatura (T), da distância (L) e do ângulo de alinhamento dos transdutores com respeito à direção do vento (θ). Desta forma, um ajuste na medição da fase deve ser realizado de modo a compensar a influência destas variáveis. Com a finalidade de compensar estas influências, é proposto um procedimento que considera um ajuste inicial com a temperatura ambiente e as velocidades máxima e mínima que se deseja medir, descrito a seguir (COSTA, 2015).

Para cada medição de velocidade de vento foi realizada a medição da temperatura ambiente, determinando-se o comprimento (λ) da onda ultrassônica (COSTA, 2015):

$$\lambda = \frac{C}{f_0}, \quad (6.8)$$

em que: C é a velocidade do som (m/s) e f_0 é a frequência de operação dos transdutores de ultrassom.

Em seguida, foi determinado o número de períodos de viagem da onda transmitida (n), a partir da expressão (COSTA, 2015):

$$n = \frac{L}{\lambda}, \quad (6.9)$$

em que: L é a distância entre os transdutores, λ é o comprimento de onda à temperatura ambiente.

Para a distância de separação entre transdutores (L) selecionada determinam-se os valores máximo e mínimo que ToF pode assumir (COSTA, 2015):

$$\begin{aligned} ToF_{MAX} &= \frac{L}{C} \\ ToF_{MIN} &= \frac{L}{\vartheta_{MAX} \cos \theta + C} . \end{aligned} \quad (6.10)$$

A medição do ToF devido a Transformada Discreta de Fourier (ToF_{DFT}) é calculada por meio da seguinte expressão (COSTA, 2015):

$$ToF_{DFT} = \frac{(n+1)}{f_0} - t , \quad (6.11)$$

em que: t é a diferença de tempo entre a onda ultrassônica transmitida e recebida, calculada na Expressão 6.7.

A diferença de tempo (t) é uma grandeza que é influenciada pela temperatura ambiente (T) e pela velocidade de vento (ϑ). O número de períodos de viagem da onda transmitida (n), da Expressão 6.9, é uma grandeza influenciada pela temperatura ambiente. Ao efetuar o cálculo do Tempo de Trânsito devido a DFT (Expressão 6.11), elimina-se parte da influência causada pela temperatura. Assim, faz-se necessário repor a influência desta componente (COSTA, 2015).

De modo a simplificar o problema, a partir de dois pontos uma equação de reta pode ser desenvolvida, em que um valor de temperatura (T) gera um ajuste de diferença de tempo (t_A), que deve ser somada ao ToF_{DFT} . Desta forma, realizando a simulação para dois valores de temperatura diferentes e fixando o valor de velocidade de vento em zero, obtêm-se o valor teórico de ToF (Expressão 6.1) e o valor de ToF_{DFT} , obtido da Expressão 6.11, subtraindo esses dois valores, obtêm-se os dois pontos que devem ser utilizados para calcular os parâmetros da equação de uma reta, que é o ajuste da diferença de tempo (t_A). Assim, a expressão de ajuste é dada por (COSTA, 2015):

$$t_A = a \cdot T + b , \quad (6.12)$$

em que: a e b são constantes, T é a temperatura ambiente e t_A é o ajuste da diferença de tempo. A nova expressão resultante para o Tempo de Trânsito devido a Transformada Discreta de Fourier (ToF_{DFT}) é (COSTA, 2015):

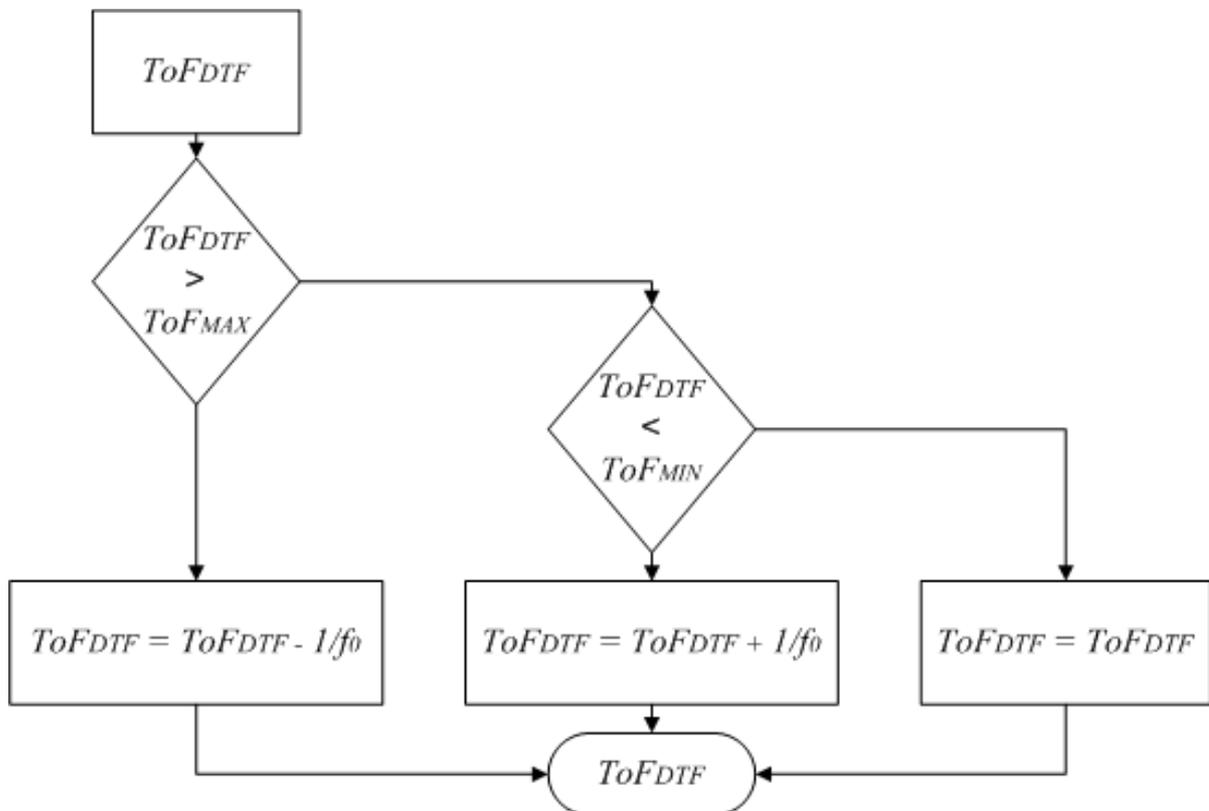
$$ToF_{DFT} = \frac{(n+1)}{f_0} - t + t_A . \quad (6.13)$$

Considerando como variáveis de simulação os dados de L e θ experimentais. Assim, foi adotado que a distância de separação entre transdutores é de $L = 15,08$ cm e o ângulo de alinhamento dos transdutores com respeito à direção do vento é de $\theta = 61,3^\circ$. Os dois valores de temperatura utilizados foram tomados dos valores extremos obtidos quando da realização do experimento. Desta forma, considerando a velocidade de vento nula ($\vartheta = 0$ m/s), dois pontos foram simulados: $[(29,5^\circ\text{C}; 8,408 \text{ ns}), (32^\circ\text{C}; 1,085 \mu\text{s})]$. Estes dois pontos foram utilizados para calcular os parâmetros da equação de uma reta na forma inclinação-interseção, obtendo assim a expressão de ajuste (COSTA, 2015):

$$t_A = 7,099 \cdot 10^{-7} \cdot T - 2,093 \cdot 10^{-5} . \quad (6.14)$$

No caso, em que ToF_{DFT} seja maior do que o ToF_{MAX} , um período deve ser subtraído de ToF_{DFT} , e se caso o ToF_{DFT} seja menor do que o ToF_{MIN} , um período deve ser adicionado a ToF_{DFT} . Tal procedimento é ilustrado no fluxograma apresentado na Figura 6.1 (COSTA, 2015).

Figura 6.1 - Fluxograma procedimento de ajuste do ToF_{DFT} .



Fonte: Elaborada pelo autor.

6.4.2 Estimação da diferença de fase ($\Delta\phi_{TxRx}$) entre sinais Tx e Rx baseada na DFT

A DFT é utilizada para realizar a decomposição e análise dos sinais transmitido e recebido em suas componentes elementares, estimando a amplitude e o ângulo de fase dos sinais cossenoidais, tendo em vista o conhecimento prévio da frequência de operação dos transdutores ($f_0 = 40$ kHz). Para o procedimento de estimação da fase baseada na DFT é inicialmente considerado que o sinal cossenoidal recebido pelo ultrassom modelado sem ruído é um sinal de tempo contínuo, dado por (COSTA, 2015):

$$v(t) = v_M \cos(\omega t + \phi), \quad (6.15)$$

em que: v_M é a amplitude máxima do sinal, ω é a velocidade angular e ϕ é o ângulo de fase do sinal $v(t)$.

Utilizando-se a identidade de Euler, tem-se (COSTA, 2015):

$$v(t) = \frac{v_M}{2} (e^{j(\omega t + \phi)} + e^{-j(\omega t + \phi)}). \quad (6.16)$$

Em seguida, realiza-se a discretização de $v(t)$ (Expressão 6.16), obtendo o sinal de tempo discreto (*sampling & hold*) com frequência de amostragem $f_s = 1/T_s$, em que T_s é o período de amostragem. Para aquisição dos sinais foi utilizada uma janela retangular, obtendo a seguinte expressão (COSTA, 2015):

$$v(t)_{t=n \cdot T_s} = v[n] = \frac{v_M}{2} (e^{j(\Omega_0 n + \phi)} + e^{-j(\Omega_0 n + \phi)}), \quad (6.17)$$

em que: $\Omega_0 = 2\pi/N_0$ é a frequência fundamental de tempo discreto e $n = 0, 1, \dots, (N_0 - 1)$.

Reagrupando os termos em (6.17), tem-se (COSTA, 2015):

$$v[n] = \frac{v_M}{2} (e^{-j\phi} e^{-j\Omega_0 n} + e^{+j\phi} e^{+j\Omega_0 n}). \quad (6.18)$$

Reagrupando os termos da Expressão 6.18 para que fique parecida com a DFT inversa (Expressão 6.5) (COSTA, 2015):

$$v[n] = \left(\frac{v_M}{2} \cdot e^{-j\phi} \right) \cdot e^{-j\Omega_0 n} + \left(\frac{v_M}{2} \cdot e^{+j\phi} \right) \cdot e^{+j\Omega_0 n}. \quad (6.19)$$

A DFT inversa é dada por (COSTA, 2015):

$$v[n] = \frac{1}{N_0} \sum_{k=\frac{N}{2}-1}^{\frac{N}{2}} V[k] \cdot e^{jk\Omega_0 n} \quad \Omega_0 = \frac{2\pi}{N_0}, \quad (6.20)$$

em que: N_0 é o período fundamental e $V[k]$ é a DFT de $v[n]$.

Comparando-se as equações (6.19) e (6.20) e considerando que a frequência de amostragem é um múltiplo da frequência de operação do sinal ultrassônico, os coeficientes da DFT podem ser encontrados (COSTA, 2015):

$$V[k] = \left\{ \begin{array}{l} \frac{N_0 \cdot v_M}{2} e^{-j\phi}, k = -1 \\ \frac{N_0 \cdot v_M}{2} e^{j\phi}, k = 1 \\ 0, -\frac{N_0}{2} + 1 \leq k \leq \frac{N_0}{2} e k \neq \pm 1 \end{array} \right\}. \quad (6.21)$$

Por meio dos resultados encontrados na Expressão 6.21, observou-se que só existem duas componentes da DFT que correspondem a $k=1$ e $k=-1$. Os outros coeficientes remanescentes são zero, conforme ilustrado na Fig. 6.3.

Como $V[k]$ tem período fundamental N_0 e sabendo-se que a Transformada Discreta de Fourier é periódica, então (COSTA, 2015):

$$\begin{aligned} V[-1] &= V[N_0 - 1] = V[2N_0 - 1] \\ &\dots \\ V[N - 1] &= V[MN_0 - 1] = \frac{N_0 \cdot v_M}{2} e^{-j\phi} \end{aligned} \quad (6.22)$$

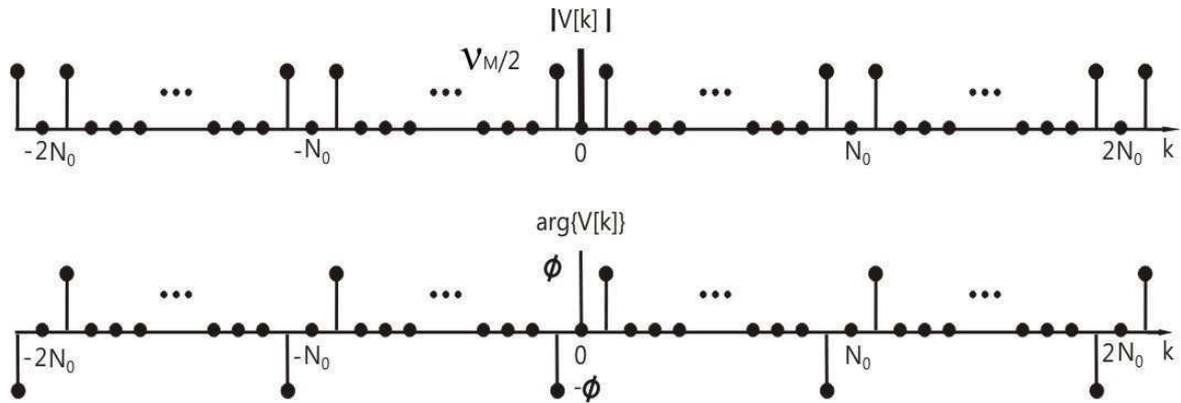
Similarmente, tem-se (COSTA, 2015):

$$\begin{aligned} V[+1] &= V[N_0 + 1] = V[2N_0 + 1] \\ &\dots \\ V[N + 1] &= V[MN_0 + 1] = \frac{N_0 \cdot v_M}{2} e^{j\phi} \end{aligned} \quad (6.23)$$

em que: N ($N = N_0 \cdot M$) é o número total de amostras e M é o número de períodos do sinal que está sendo analisado.

A representação gráfica do módulo e fase de $V[k]$ está ilustrada a Figura 6.2 (COSTA, 2015).

Figura 6.2 – Representação no domínio da frequência da amplitude e fase do sinal.



Fonte: Elaborada pelo autor.

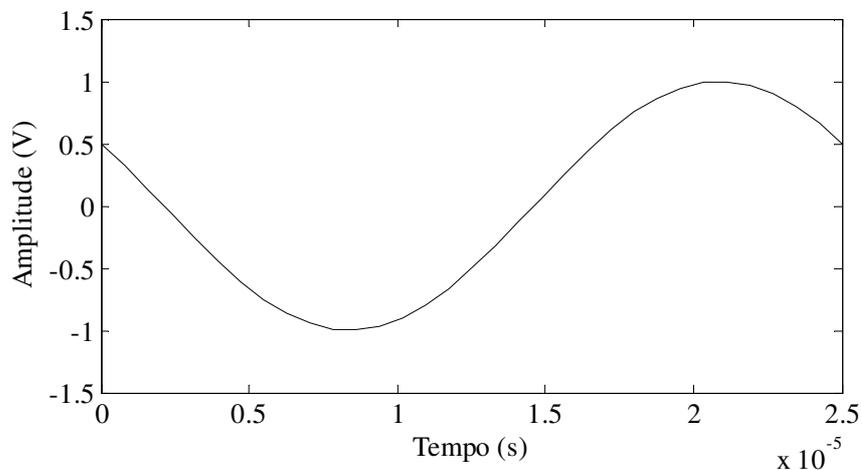
A representação no domínio da frequência dos espectros discretos da amplitude e fase do sinal senoidal periódico é a forma mais apropriada de observar o comportamento deste sinal, pois apresenta a decomposição do sinal nos seus vários componentes de frequência.

Para obter a amplitude e a fase deve-se observar a componente em frequência que se deseja analisar. Para este caso será a componente da frequência fundamental (f_0), com índice da DFT $k = 1$.

Na Figura 6.3 ilustra-se um exemplo de um sinal de tempo contínuo $v(t)$, analisado para um período, com $v_M = 1$ V, $f_0 = 40$ kHz e $\phi = \pi/3$. A expressão para este sinal de tempo contínuo é dada por:

$$v(t) = 1 \cdot \cos\left(80000 \cdot \pi t + \frac{\pi}{3}\right). \quad (6.24)$$

Figura 6.3 – Representação gráfica de um sinal de tempo contínuo.

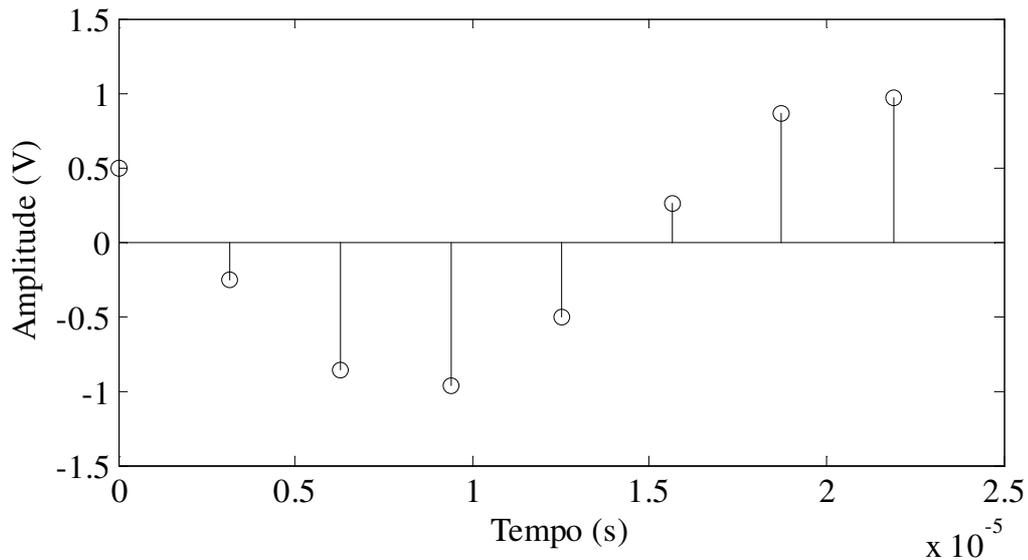


Fonte: Elaborada pelo autor.

Discretizando este sinal obtém-se a Figura 6.4. Por exemplo, este sinal foi discretizado com frequência de amostragem de $f_s = 320$ kHz, tendo período fundamental de $N_0 = 8$ e passo de $\Omega_0 = \pi/4$. A expressão do sinal discretizado pode ser observada na Expressão 6.25.

$$v[n] = \frac{1}{2} \left(e^{j\left(\frac{\pi}{4}n + \frac{\pi}{3}\right)} + e^{-j\left(\frac{\pi}{4}n + \frac{\pi}{3}\right)} \right). \quad (6.25)$$

Figura 6.4 – Representação gráfica de um sinal de tempo discreto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A amplitude discretizada do sinal $v[n]$ pode ser observada na Tabela 6.1.

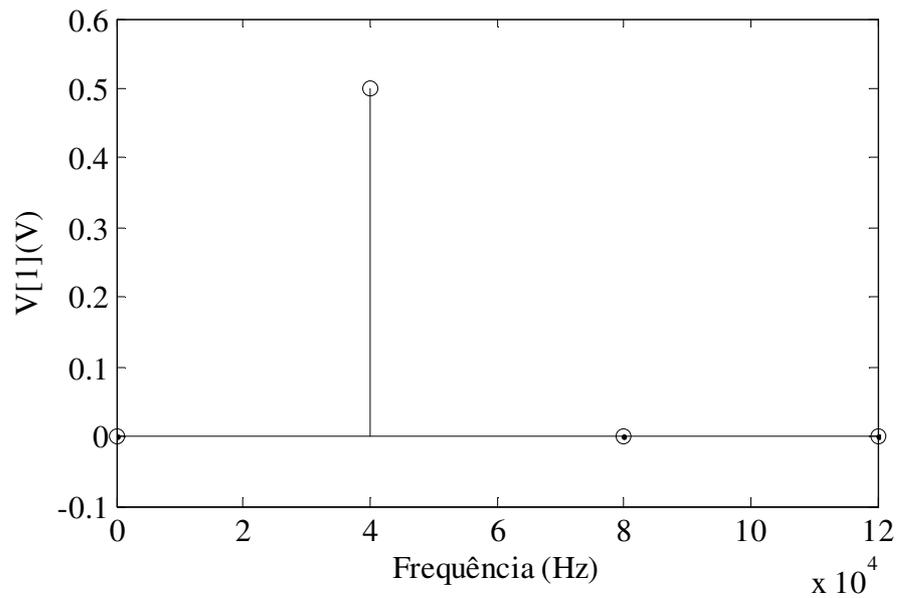
Tabela 6.1 – Coeficientes de $v[n]$.

n	$v[n]$ (V)
0	0,5
1	-0,25882
2	-0,86603
3	-0,96593
4	-0,5
5	0,25882
6	0,86603
7	0,96593

A DFT aplicada ao sinal $v[n]$ gera o sinal $V[k]$ que contém informações de magnitude e fase. Deve-se então, procurar a amostra que corresponde à maior magnitude. Neste ponto tem-

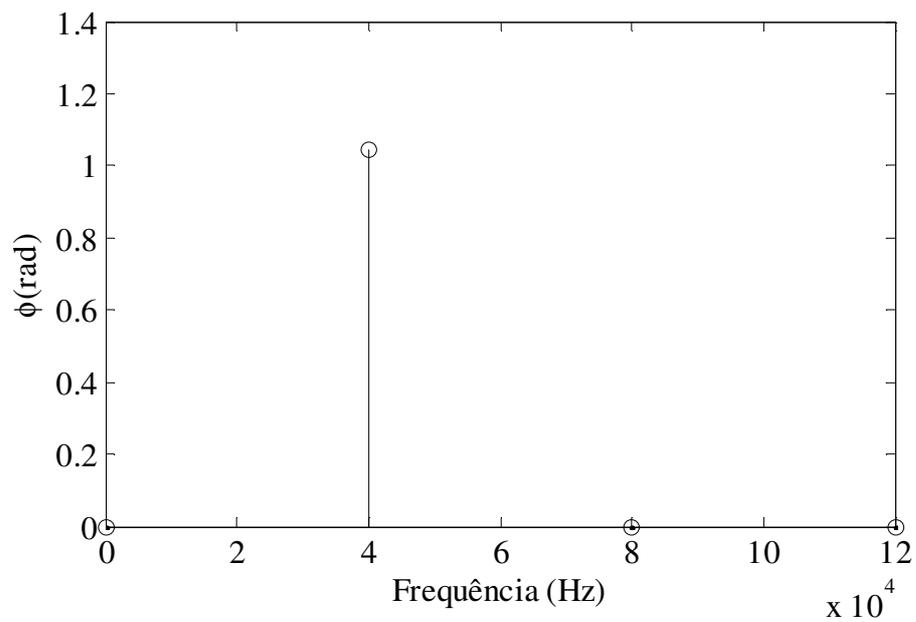
se a fase do sinal que se deseja estimar. O espectro de amplitude e de fase para o sinal $V[k]$ estão ilustrados nas Figuras 6.5 e 6.6, respectivamente. Observa-se uma única componente em $k = 1$ ($f_0 = 40$ kHz), com módulo de $V[k]$ normalizado por N_0 e com ângulo de fase $\phi = \pi/3 = 1,047$ rad.

Figura 6.5 – Representação gráfica do módulo da DFT.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.6 – Representação gráfica da fase da DFT.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para este exemplo, apenas oito componentes, incluindo a componente contínua (cc) estão presentes, sendo que a amplitude cc é zero. As amplitudes e fases da componente contínua (cc) e das primeiras sete harmônicas são calculadas utilizando a DFT (Expressão 6.4) e os resultados obtidos estão apresentados na Tabela 6.2. $V[k]$ foi normalizado por N_0 .

Tabela 6.2 – Coeficientes de $V[k]$.

k	$V[k]$
0	0
1	0,25+0,433j
2	0
3	0
4	0
5	0
6	0
7	0,25-0,433j

Nem sempre o valor de k é igual a 1, a fórmula geral que pode ser obtida para determinar o valor de k é definida como:

$$k = \frac{f_0}{f_s} \cdot N. \quad (6.26)$$

Para o exemplo $N = N_0 = 8$, então:

$$k = \frac{40}{320} \cdot 8 = 1. \quad (6.27)$$

Como exemplo: No caso de interesse em analisar, por exemplo, apenas três períodos do sinal, então: $N = 24$, e assim:

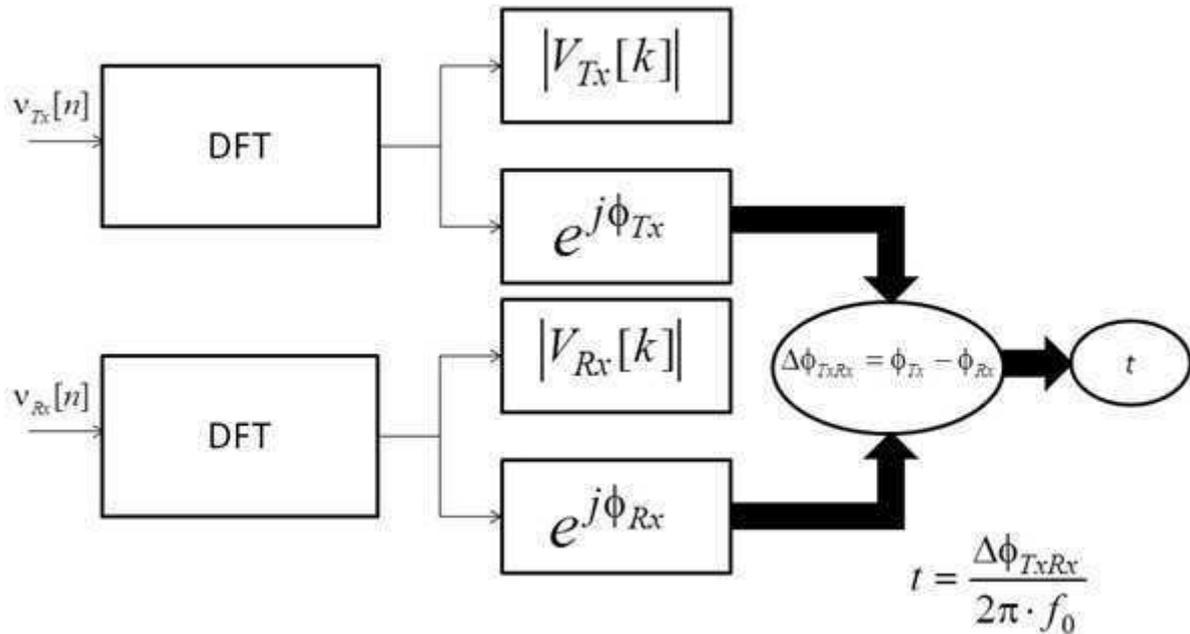
$$k = \frac{40}{320} \cdot 24 = 3. \quad (6.28)$$

Desta forma, de posse das fases dos sinais transmitido e recebido e realizando a subtração entre estas fases, determina-se o valor de diferença de fase ($\Delta\phi_{TxRx}$) entre sinais Tx e Rx baseada na DFT, por meio de (COSTA, 2015):

$$\Delta\phi_{TxRx} = \phi_{Tx} - \phi_{Rx}, \quad (6.29)$$

Na Figura 6.7 tem-se a ilustração do procedimento para determinação da diferença de fase e por consequência a determinação da diferença de tempo (COSTA, 2015).

Figura 6.7 – Procedimento para determinação da diferença de fase e diferença de tempo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

6.5 Análise do ruído sobre o sinal recebido utilizando a DFT

Para realizar a estimação da fase baseada na DFT o sinal recebido foi modelado considerando-se um ruído multiplicativo ($u_M(t)$) e um ruído aditivo ($u_A(t)$), do tipo branco Gaussiano, isto é,

$$v(t) = (v_M + u_M(t)) \cos(2\pi ft + \phi) + u_A(t). \quad (6.30)$$

Discretizando a Expressão 6.30 e substituindo o cosseno pela Identidade de Euler, obtém-se:

$$v[n] = \frac{(v_M + u_M(n))}{2} \left(e^{+j(\Omega_0 n + \phi)} + e^{-j(\Omega_0 n + \phi)} \right) + u_A(n). \quad (6.31)$$

Em seguida, aplica-se a Transformada Discreta de Fourier no sinal $v[n]$. Portanto, os componentes da DFT são dados por:

$$V[k] = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{(v_M + u_M(n))}{2} \left(e^{+j(\Omega_0 n + \phi)} + e^{-j(\Omega_0 n + \phi)} \right) \right] \cdot e^{-jk\Omega_0 n} + \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot e^{-jk\Omega_0 n}. \quad (6.32)$$

Efetuando-se a multiplicação pelo termo $e^{-jk\Omega_0 n}$, obtém-se :

$$V[k] = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{(v_M + u_M(n))}{2} \left(e^{+j[\phi + \Omega_0 n(1-k)]} + e^{-j[\phi + \Omega_0 n(1+k)]} \right) \right] + \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot e^{-jk\Omega_0 n} \quad (6.33)$$

Se for analisado apenas um período do sinal, com frequência $f_0 = 40$ kHz, $f_s = 320$ kHz com resolução de 8 amostras por período, então $k = 1$ (primeira harmônica).

$$V[1] = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{(v_M + u_M(n))}{2} \left(e^{+j\phi} + e^{-j(\phi + 2\Omega_0 n)} \right) \right] + \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot e^{-j\Omega_0 n} \quad (6.34)$$

Como não se está interessado na componente de frequência negativa:

$$V[1] = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{(v_M + u_M(n))}{2} \left(e^{+j\phi} \right) \right] + \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot e^{-j\Omega_0 n} \quad (6.35)$$

Como $e^{+j\phi}$ não possui nenhum componente em n , então:

$$V[1] = \frac{e^{+j\phi}}{2} \sum_{n=0}^{N-1} (v_M + u_M(n)) + \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot e^{-j\Omega_0 n} \quad (6.36)$$

Separando os termos e considerando v_M um número fixo (amplitude máxima do sinal):

$$V[1] = \frac{v_M \cdot e^{j\phi}}{2} \sum_{n=0}^{N-1} 1 + \frac{e^{j\phi}}{2} \sum_{n=0}^{N-1} u_M(n) + \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot e^{-j\Omega_0 n} \quad (6.37)$$

Usando a definição:

$$\sum_{n=0}^{N-1} 1 = N, \quad (6.38)$$

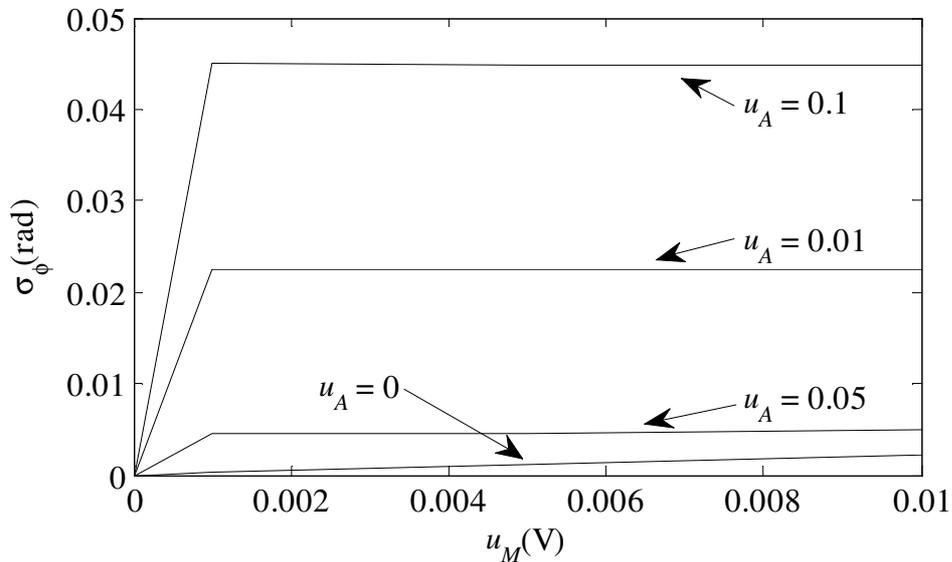
obtendo (COSTA, 2015):

$$V[1] = \frac{N \cdot v_M \cdot e^{j\phi}}{2} + \frac{e^{j\phi}}{2} \sum_{n=0}^{N-1} u_M(n) + \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot e^{-j\Omega_0 n} \quad (6.39)$$

A partir de (6.39), pode-se observar os componentes da DFT com índice $k = 1$ (correspondente a harmônica fundamental). Observa-se que o primeiro termo corresponde à DFT do sinal sem ruído, o segundo componente corresponde às contribuições do ruído multiplicativo ($u_M(n)$) e o último termo corresponde à contribuição do ruído aditivo ($u_A(n)$). Portanto, as componentes da DFT para o índice $k = 1$ (amplitude e fase) possuem incertezas devidas a contribuições dos ruídos aditivo e multiplicativo no modelo do sinal ultrassônico recebido (COSTA, 2015).

A Figura 6.8 ilustra os resultados de simulações com respeito à incerteza na medição da fase (u_ϕ) em relação ao ruído multiplicativo ($u_M(n)$) (considera-se o ruído multiplicativo como 10% do ruído aditivo) para diferentes valores de ruídos aditivos ($u_A(n)$). Nessa figura, pode-se observar a existência de uma relação direta entre a medição de incerteza de fase (u_ϕ) e o ruído aditivo ($u_A(n)$), para uma faixa específica do ruído multiplicativo. Observa-se também que o ruído multiplicativo ($u_M(n)$) não tem influência na medição de incerteza de fase para valores constantes do ruído aditivo ($u_A(n)$), pois o ruído multiplicativo altera apenas o módulo do sinal, não alterando sua fase.

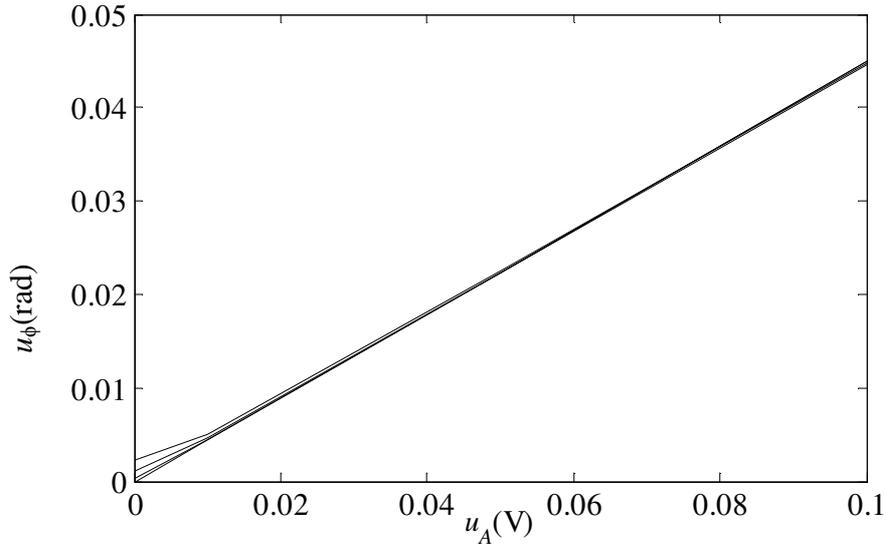
Figura 6.8 – Relação do desvio-padrão da fase (σ_ϕ) em função do ruído multiplicativo (u_M).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 6.9 ilustra os resultados de simulações sobre a incerteza na medição de fase (u_ϕ) em relação a ruído aditivo ($u_A(t)$), para diferentes valores de ruído multiplicativo ($u_M(t)$). Pode-se observar uma superposição das curvas para diferentes valores de incerteza multiplicativa (u_M), portanto, as variações de u_M realmente não influenciam na dependência linear entre a incerteza na medição da fase (u_ϕ) e o ruído aditivo ($u_A(t)$). Assim, o ruído multiplicativo não possui influência, enquanto o ruído aditivo possui influência na estimativa da incerteza na medição de fase (u_ϕ). Logo, para este estudo é desconsiderado o efeito do ruído multiplicativo sobre o sistema.

Figura 6.9 – Relação da incerteza de fase (u_ϕ) em função da incerteza aditiva (u_A).



Fonte: Elaborada pelo autor.

6.5.1 Estudo do comportamento do ruído aditivo gaussiano

Nesta seção realiza-se um estudo de modo a avaliar a influência do ruído aditivo gaussiano ($u_A(t)$) na incerteza de fase do sinal (u_ϕ), e por consequência no *ToF*. Considerando que não há influência do ruído multiplicativo na fase do sinal e que k^* seja a componente de primeira harmônica, pode-se reescrever a Expressão 6.39, da seguinte forma:

$$V[k^*] = \frac{N \cdot v_M \cdot e^{j\phi}}{2} + \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot e^{-jk^* \Omega_0 n} \quad (6.40)$$

Utilizando a Identidade de Euler pode-se substituir a exponencial por seu equivalente, obtendo:

$$V[k^*] = \frac{N \cdot v_M}{2} (\cos \phi + j \operatorname{sen} \phi) + \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot (\cos k^* \Omega_0 n - j \operatorname{sen} k^* \Omega_0 n) \quad (6.41)$$

Reagrupando os termos da Expressão 6.41, obtém-se:

$$V[k^*] = \frac{N \cdot v_M}{2} \cdot \cos \phi + \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot \cos k^* \Omega_0 n + j \left[\frac{N \cdot v_M}{2} \cdot \operatorname{sen} \phi - \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot \operatorname{sen} k^* \Omega_0 n \right] \quad (6.42)$$

A Expressão 6.42 pode ser escrita como um número real e sua incerteza somada a um número imaginário e sua incerteza:

$$V[k^*] = a + u_a + j(b + u_b) \quad (6.43)$$

em que:

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{N \cdot v_M}{2} \cos \phi \\
 b &= \frac{N \cdot v_M}{2} \operatorname{sen} \phi \\
 u_a &= \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot \cos k^* \Omega_0 n \\
 u_b &= -\sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \operatorname{sen} k^* \Omega_0 n
 \end{aligned} \tag{6.44}$$

Encontrando-se a fase de $V[k^*]$:

$$\phi = \operatorname{arctg} \frac{b}{a} = \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{sen} \phi}{\cos \phi} \right) \tag{6.45}$$

Obtendo a incerteza de fase, conforme o Guia para a Expressão de Incerteza de Medição (GUM):

$$u_\phi^2 = \left(\frac{\partial \phi}{\partial a} \cdot u_a \right)^2 + \left(\frac{\partial \phi}{\partial b} \cdot u_b \right)^2 = \left(\frac{-b}{a^2 \cdot \left(\frac{b^2}{a^2} + 1 \right)} \cdot u_a \right)^2 + \left(\frac{1}{a \cdot \left(\frac{b^2}{a^2} + 1 \right)} \cdot u_b \right)^2 \tag{6.46}$$

Substituindo os termos da Expressão 6.44 na Expressão 6.46 e desenvolvendo, obtêm-se:

$$u_\phi^2 = \left(\frac{-2}{N \cdot v_M} \operatorname{sen} \phi \cdot u_a \right)^2 + \left(\frac{2}{N \cdot v_M} \cos \phi \cdot u_b \right)^2 \tag{6.47}$$

Desenvolvendo os quadrados e retirando a raiz quadrada da incerteza de fase, obtêm-se:

$$u_\phi = \frac{2}{N \cdot v_M} \sqrt{\operatorname{sen}^2 \phi \cdot u_a^2 + \cos^2 \phi \cdot u_b^2} \tag{6.48}$$

Desenvolvendo os termos de u_a^2 e u_b^2 da Expressão 6.44, considerando o ruído aditivo descorrelacionado do sinal, obtêm-se:

$$\begin{aligned}
u_a^2 &= \left[\sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot \cos k^* \Omega_0 n \right]^2 = \left[\sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \right]^2 \cdot \left[\sum_{n=0}^{N-1} \cos k^* \Omega_0 n \right]^2 = \sigma_{u_A}^2 \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \cos^2 k^* \Omega_0 n = \\
&= \frac{\sigma_{u_A}^2}{2} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (1 + \cos 2k^* \Omega_0 n) = \frac{\sigma_{u_A}^2}{2} \cdot (N + 0) = \frac{N \cdot \sigma_{u_A}^2}{2} \\
u_b^2 &= \left[-\sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot \text{sen} k^* \Omega_0 n \right]^2 = \left[-\sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \right]^2 \cdot \left[-\sum_{n=0}^{N-1} \text{sen} k^* \Omega_0 n \right]^2 = \sigma_{u_A}^2 \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \text{sen}^2 k^* \Omega_0 n = \\
&= \frac{\sigma_{u_A}^2}{2} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (1 - \cos 2k^* \Omega_0 n) = \frac{\sigma_{u_A}^2}{2} \cdot (N - 0) = \frac{N \cdot \sigma_{u_A}^2}{2}
\end{aligned} \tag{6.49}$$

Substituindo Expressão 6.49 na Expressão 6.48, obtém-se:

$$u_\phi = \frac{2}{N \cdot v_M} \sqrt{\frac{N \cdot \sigma_{u_A}^2}{2} \cdot (\text{sen}^2 \phi + \text{cos}^2 \phi)} \tag{6.50}$$

Desenvolvendo a Expressão 6.50, obtém-se a incerteza de fase (u_ϕ) em função do desvio-padrão considerado para o ruído aditivo (σ_{u_A}):

$$u_\phi = \frac{\sigma_{u_A}}{v_M} \cdot \sqrt{\frac{2}{N}} \tag{6.51}$$

A Expressão 6.51 confirma a existência de uma relação linear entre a medição de incerteza de fase e a incerteza aditiva, conforme simulação apresentada na Figura 6.24.

De forma a avaliar a Expressão 6.51 desenvolvida, estimando a incerteza de medição da fase, realizou-se uma simulação. Utilizando a função *randn* para fornecer uma sequência gaussiana com média zero e desvio-padrão unitário, o módulo utilizado como desvio-padrão foi ($\sigma_{u_A} = 0,01 \text{ V}$). Este módulo foi multiplicado pela função *randn* gerando assim o ruído aditivo gaussiano ($u_A(t)$) com média zero e desvio-padrão σ_A . Este ruído foi somado ponto-a-ponto a um período de um sinal cosenoidal ($M = 1$), com frequência de operação de $f_0 = 40 \text{ kHz}$, variando a frequência de amostragem. Realizando a DFT do sinal resultante da soma do sinal com o ruído foi obtida a fase da componente de 1^a harmônico. Este processo se repetiu um milhão de vezes sendo estimada a incerteza de medição da fase simulada ($u_{\phi S}$).

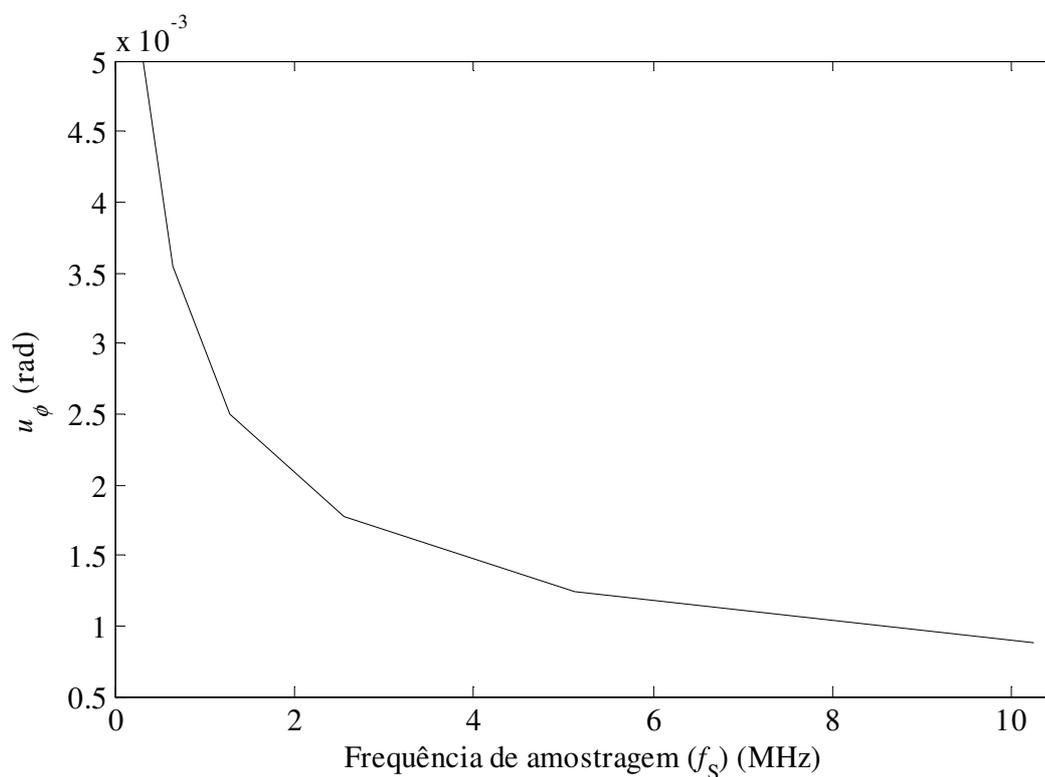
A Tabela 6.3 apresenta-se a incerteza de fase (u_ϕ) para resultados de simulação ($u_{\phi S}$) e da expressão ($u_{\phi E}$), desenvolvida na Expressão 6.51, de apenas um período do sinal senoidal ($M = 1$), para frequência de operação dos transdutores de $f_0 = 40 \text{ kHz}$, para um desvio-padrão do ruído aditivo de $0,01 \text{ V}$ ($\sigma_{u_A} = 0,01 \text{ V}$) e para diferentes frequências de amostragem (f_s),

considerando $v_M = 1$ V. Na Figura 6.11 têm-se a ilustração do comportamento da incerteza de fase (u_ϕ) em função da frequência de amostragem para até o máximo de 10,240 MHz.

Tabela 6.3 - Resultado da incerteza de fase para diferentes valores de frequência de amostragem.

f_s (kHz) =	$u_{\phi E}$ (rad/s) =	$u_{\phi S}$ (rad/s) =
320	0,0050	0,0050
640	0,0035	0,0035
1280	0,0025	0,0025
2560	0,0018	0,0018
5120	0,0013	0,0013
10240	0,00088	0,00088
20480	0,00062	0,00062
40960	0,00044	0,00044
81920	0,00031	0,00031

Figura 6.10 - Comportamento da incerteza de fase em função da frequência de amostragem.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Por meio da Tabela 6.3 verifica-se a semelhança entre os valores obtidos de simulação e da expressão desenvolvida. Observa-se que à medida que aumenta a frequência de

amostragem a incerteza de fase diminui. Pode-se observar também que à medida que se aumenta a frequência de amostragem em um fator de duas vezes a incerteza de fase (u_ϕ) diminui em um fator aproximado de $\sqrt{2}$.

Sabendo que:

$$N = \frac{f_s}{f_0} \cdot M \quad (6.52)$$

$$\frac{f_s}{f_0} = N_0$$

em que: N é o número total de pontos, f_s é a frequência de amostragem e M é o número de ondas que se deseja analisar, pode-se substituir a Expressão 6.52 na Expressão 6.51, obtendo:

$$u_\phi = \frac{\sigma_{u_A}}{v_M} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot f_0}{f_s \cdot M}} \quad (6.53)$$

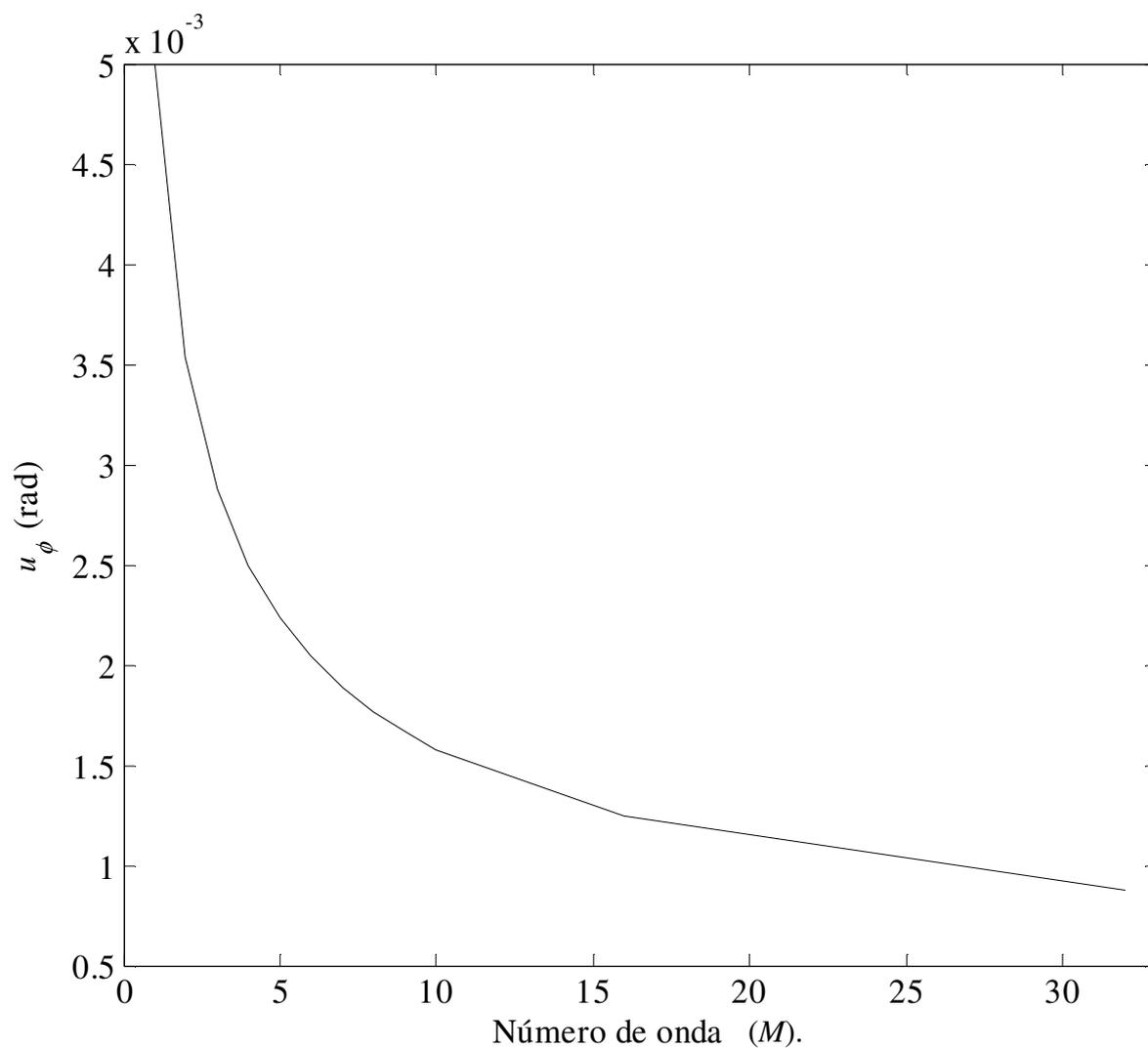
Pela Expressão 6.53 percebe-se que quanto menor for a frequência de operação dos transdutores de ultrassom menor será a incerteza de fase (u_ϕ). Assim, tendo as mesmas condições de operação, os transdutores ultrassônicos com frequência de operação de 25 kHz terão uma incerteza de fase cerca de 1,265 menor do que se utilizasse transdutores ultrassônicos de 40 kHz, o que corresponde a uma melhora de 20,95%. Percebe-se ainda que quanto maior a frequência de amostragem (f_s) e o número de ondas analisadas (M) menor será a incerteza de fase final (u_ϕ). Na Figura 6.12 têm-se a ilustração do comportamento da incerteza de fase (u_ϕ) em função no número de onda (M) para uma frequência de amostragem (f_s) de 320 kHz e um desvio-padrão do ruído aditivo de 0,01 V ($\sigma_{u_A} = 0,01 \text{ V}$). Na Tabela 6.4 são apresentados os dados utilizados para elaboração da figura.

Tabela 6.4 - Resultado da incerteza de fase para diferentes valores de número de ondas para uma $f_s = 320 \text{ kHz}$.

M	$u_{\phi E} \text{ (rad/s)} =$	$u_{\phi S} \text{ (rad/s)} =$
1	0,0050	0,0050
2	0,0035	0,0035
3	0,0029	0,0029
4	0,0025	0,0025
5	0,0022	0,0022
6	0,0020	0,0020
7	0,0019	0,0019
8	0,0018	0,0018

Tabela 6.5 - Continuação.

M	$u_{\phi E}$ (rad/s) =	$u_{\phi S}$ (rad/s) =
9	0,0017	0,0017
10	0,0016	0,0016
16	0,0013	0,0013
32	0,00088	0,00088

Figura 6.11 - Comportamento da incerteza de fase em função do número de ondas (M) para uma $f_s = 320$ kHz.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Percebe-se pelos dados apresentados nas Tabelas 6.3 e 6.4 que bons resultados podem ser obtidos com baixa taxa de amostragem, aumentando o número de ondas analisadas.

6.5.2 Avaliação da propagação de incerteza de medição de ToF (u_{ToF}) devido a incerteza de fase (u_ϕ)

Na seção 6.5.1 foi possível desenvolver uma expressão para a incerteza de fase (u_ϕ) de apenas um sinal (transmitido ou recebido), mas necessita-se determinar a diferença de fase ($\Delta\phi_{TxRx}$) entre a onda transmitida e recebida, como exposto na Expressão 6.25. Assim, de acordo com GUM, encontra-se que:

$$u_{\Delta\phi_{TxRx}} = \sqrt{2} \cdot u_\phi. \quad (6.54)$$

Desta forma, a partir da Expressão 6.2 obtêm-se a expressão que corresponde a estimativa da incerteza de medição de ToF em função da diferença de fase ($\Delta\phi_{TxRx}$) entre as ondas transmitida e recebida, segundo GUM, dada por:

$$u_{ToF} = \frac{1}{2\pi \cdot f_0} \cdot \sqrt{2} \cdot u_{\Delta\phi_{TxRx}}. \quad (6.55)$$

Na Tabela 6.5 encontra-se a incerteza de ToF obtida a partir da incerteza de fase dos dados utilizados para gerar a Tabela 6.4: $f_s = 320$ kHz, $f_0 = 40$ kHz, $\sigma_{u_A} = 0,01$ V, $v_M = 1$ V, para diferentes números de onda (M). Observa-se que a incerteza de fase e a incerteza de ToF diminuem com o aumento do número de ondas.

Tabela 6.6 - Resultado da incerteza de ToF para diferentes incertezas de fase.

M	u_ϕ (rad/s) =	u_{ToF} (ns) =
1	0,0050	28,14
2	0,0035	19,69
3	0,0029	16,32
4	0,0025	14,07
5	0,0022	12,38
6	0,0020	11,25
7	0,0019	10,69
8	0,0018	10,13
9	0,0017	9,56
10	0,0016	9,00
16	0,0013	7,32
32	0,00088	4,95

6.6 Resultados de Simulação

Neste trabalho foi realizada a simulação da configuração de medição ilustrada na Figura 2.4, com a finalidade de estimar a velocidade do vento. As simulações foram realizadas utilizando o ambiente MATLAB SIMULINK. Para a simulação do processo, os seguintes dados foram utilizados:

- Faixa da temperatura do ar $T \subset [0, 40]$ °C;
- Faixa da velocidade do vento $\vartheta \subset [0, 10]$ m/s;
- Frequência de operação dos transdutores $f_0 = 40$ kHz;
- Ângulo entre a propagação do vento e a direção dos transdutores $\theta = 60^\circ$;
- Distância de separação entre transdutores $L = 10 \cdot \lambda$ (em que λ é o comprimento de onda);
- Frequência de amostragem $f_s = 1$ MHz;
- Nível de limiar $v_{TH} = 0,75$ V;
- Tempo de atraso dos transdutores (para a Técnica de Limiar) $t_E = 155,2$ μ s;
- Ruído aditivo gaussiano com media zero e incertezas de medição: $u_A = 0,01$ V e $u_B = 0,05$ V.

Para verificar o desempenho da DFT foi realizada a comparação com as técnicas convencionais como TH, PD e também com a técnica MLE desenvolvida em Villanueva, 2009.

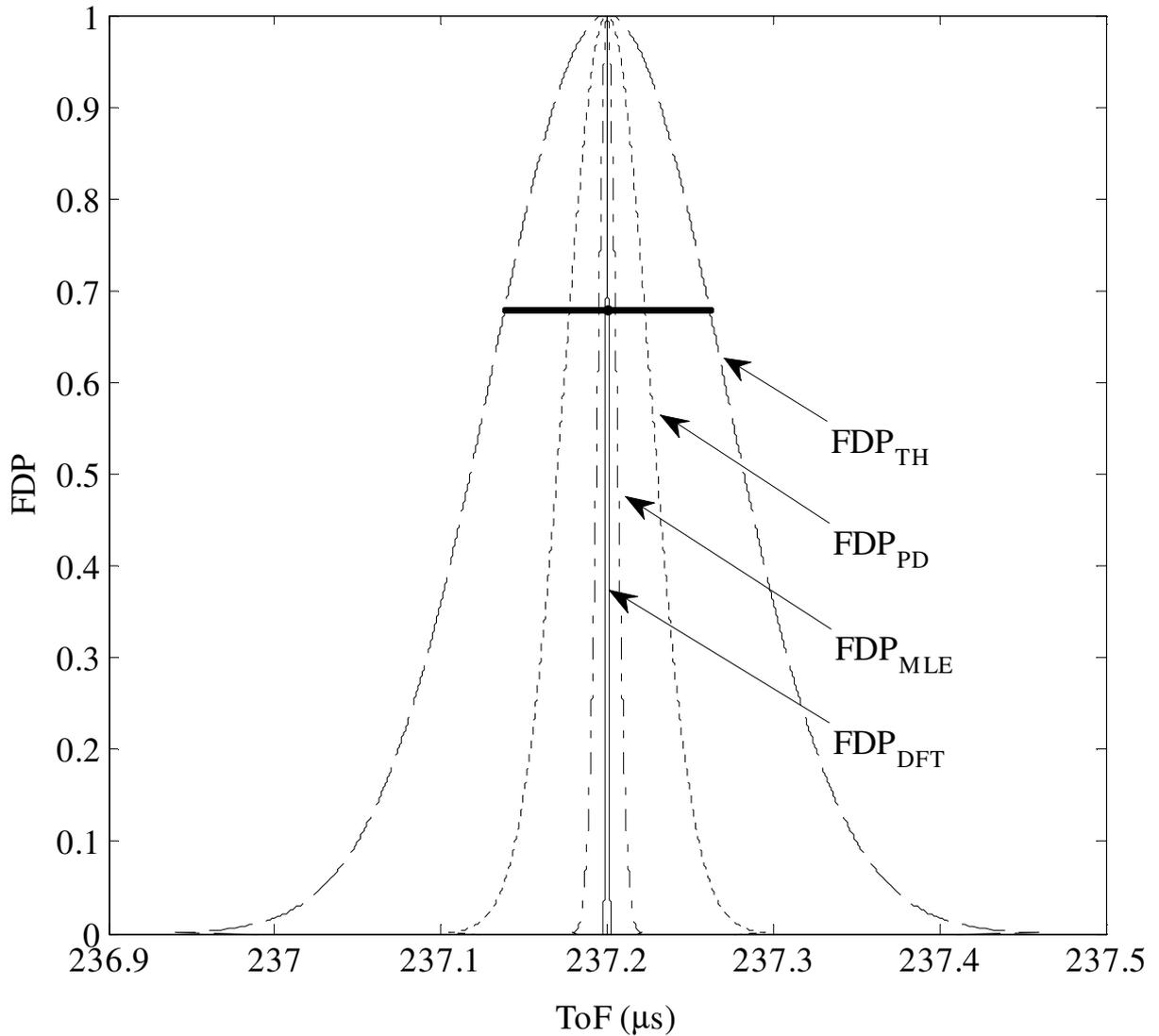
Do exposto no capítulo 3, a medição do Tempo de Trânsito (*ToF*) utilizando a técnica: TH consiste em medir o t_M (tempo de medição) que deve ser compensado, subtraindo o tempo de atraso eletrônico (t_E), obtendo assim o *ToF* pela técnica TH (ToF_{TH}); PD consiste em realizar a contagem de tempo do número de ciclos de ondas completas do sinal transmitido, desde a saída do transdutor transmissor até sua chegada no transdutor receptor, a este valor é somado um valor obtido a partir da medição do tempo da largura de pulso que é fornecido por um circuito comparador de fase, correspondente a diferença de fase entre as ondas ultrassônicas transmitida e recebida obtendo assim o *ToF* pela técnica PD (ToF_{PD}); MLE consiste em determinar dois coeficientes de ponderação, obtidos a partir das incertezas associadas a medição do *ToF* pelas técnicas TH e PD e por meio destes coeficientes se obtêm o

ToF pela técnica MLE (ToF_{MLE}) e também a incerteza associada a medição do ToF pela técnica MLE.

Com a finalidade de obter os resultados de simulação, foi construído um laço de simulação, o qual foi repetido 100 vezes. Em cada iteração foram estimados: um ToF pela técnica de TH, m ($m=10$) pela técnica de PD, um ToF pela técnica MLE e um ToF pela técnica da DFT. Para cada iteração, a DFT é aplicada sobre três períodos dos dois sinais TX e RX, truncada utilizando uma janela retangular.

Desta forma, foi realizado um procedimento de medição cujo resultado encontra-se apresentado na Figura 6.13 (para uma velocidade de 6 m/s), por meio da curva da Função Densidade de Probabilidade (FDP) para a estimativa do ToF . Nesta figura, apresenta-se a avaliação das incertezas de medição para as técnicas TH, PD, MLE e DFT do ToF a partir de observações repetidas de simulação. Observa-se a dispersão dos valores que podem ser atribuídos a cada técnica e os seus intervalos de confiança. Nota-se que a técnica DFT apresenta a mais baixa incerteza de medição observada, quando comparado as outras técnicas, obtendo assim, uma baixa dispersão dos seus resultados.

Neste gráfico os erros sistemáticos das medidas de localização central, que são as médias aritméticas, as quais representam as tendências de concentração dos dados observados, foram corrigidas.

Figura 6.12 – Estimação da FDP para diferentes técnicas de detecção do ToF .

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Tabela 6.6 contém os valores simulados do ToF devido às técnicas TH, PD, MLE e DFT, bem como as incertezas associadas a cada técnica. Diferentes níveis de ruído aditivo foram utilizados $u_A = \{0,01; 0,05\}$. Pode-se observar que a técnica de DFT proporciona um nível inferior na incerteza de medição de ToF e por consequência de velocidade de vento, quando comparada com as outras técnicas. Os valores teóricos da velocidade do vento e do ToF para a simulação são: ($\vartheta = 6$ m/s; $ToF = 237,23$ μ s), ($\vartheta = 8$ m/s; $ToF = 236,56$ μ s) e ($\vartheta = 10$ m/s; $ToF = 235,88$ μ s). Observa-se que dentre as técnicas analisadas a DFT apresentou o menor erro sistemático.

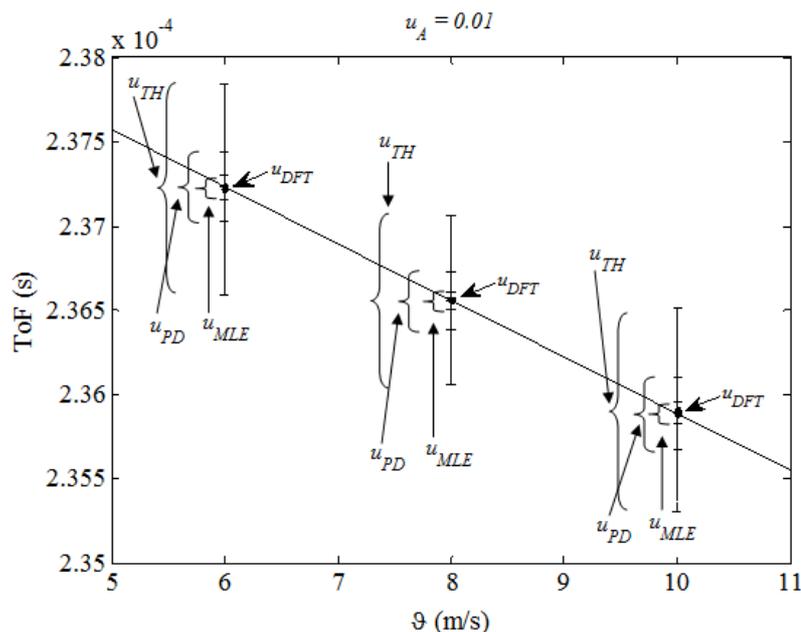
Tabela 6.7 – Variação da incerteza aditiva e as Incertezas na medida do *ToF*.

Velocidade de Vento (m/s)	Técnicas		TH (μs)	PD (μs)	MLE (μs)	DFT (μs)
	Avaliação					
6	$u_A = 1\%$	<i>ToF</i>	237,83	237,14	237,14	237,20
		u_{ToF}	0,17	0,03	0,008	0,004
	$u_A = 5\%$	<i>ToF</i>	233,10	225,52	225,55	237,20
		u_{ToF}	13,28	2,30	0,72	0,026
8	$u_A = 1\%$	<i>ToF</i>	236,99	236,45	236,45	236,52
		u_{ToF}	0,39	0,03	0,01	0,005
	$u_A = 5\%$	<i>ToF</i>	233,51	235,99	235,99	236,52
		u_{ToF}	10,93	0,15	0,046	0,024
10	$u_A = 1\%$	<i>ToF</i>	236,55	235,79	235,78	235,85
		u_{ToF}	0,44	0,028	0,009	0,004
	$u_A = 5\%$	<i>ToF</i>	222,47	225,02	225,02	237,20
		u_{ToF}	17,00	0,013	0,004	0,051

A partir dos resultados apresentados na Tabela 6.6, conclui-se que a incerteza na medição do *ToF* (u_{ToF}) pela técnica TH é maior do que a incerteza estimada pelas outras técnicas. Observou-se que ao considerar a incerteza aditiva igual ou maior a 5% os valores estimados do *ToF* pelas técnicas PD e MLE são precisos, mas não exatos. Nota-se ainda, que os valores estimados do *ToF* pela técnica DFT são exatos quando comparado com as outras técnicas, para as mesmas especificações de simulação. Em apenas uma ocorrência a u_{ToF} pelas técnicas PD e MLE foram inferiores do que quando comparado com a técnica DFT, porém os valores de *ToF* devido as técnicas PD e MLE não correspondem ao valor verdadeiro.

Assim, a técnica MLE é um estimador ótimo que minimiza o erro de estimação da incerteza. Esta técnica tem uma incerteza menor do que as técnicas TH e PD. No entanto, quando se compara as técnicas MLE e DFT, o erro absoluto $|ToF_{MLE} - ToF_{VERDADEIRO}|$ é maior do que o erro absoluto $|ToF_{DFT} - ToF_{VERDADEIRO}|$ devido às estimativas independentes das técnicas TH e PD que possuem um elevado nível de incerteza.

Na Figura 6.14 ilustra-se a relação linear entre o *ToF* e a velocidade do vento (ϑ) para um nível de incerteza aditiva de $u_A = 0,01$ V, em que verifica-se que a incerteza na medida do *ToF* devido a DFT é a menor, quando comparada com as outras técnicas. Assim, a incerteza de medição de velocidade de vento também apresentará menor dispersão dos seus valores quando utilizar a DFT.

Figura 6.13 – *ToF* versus velocidade do vento (ϑ).

Fonte: Elaborada pelo autor.

6.7 Análise de incerteza de velocidade de vento para dois tipos diferentes de extruturas

A confiabilidade dos resultados de medição pode ser obtida a partir da avaliação da estimativa da incerteza da velocidade do vento, que por sua vez está diretamente associada a avaliação de incertezas das influências do *ToF*, da temperatura, posição dos transdutores (distância e ângulo de alinhamento) e cujos valores dependem das configurações ou estruturas de medição (COSTA, 2014).

Nesta seção, tem-se como objetivo a definição das expressões das incertezas da velocidade do vento utilizando transdutores ultrassônicos, estando estes de acordo com norma internacional conhecida como GUM (do inglês “*Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*”). Para isto, foram consideradas incertezas das variáveis de entrada do tipo aleatória, com distribuição de probabilidade Gaussiana. Para tanto, serão consideradas duas configurações ou estruturas de medição e comparadas desde o ponto de vista de estimativa da menor incerteza da velocidade do vento. Por fim, são apresentados resultados de simulação.

Apresentam-se dois tipos de estruturas de medição da velocidade do vento utilizando transdutores ultrassônicos; como esta medição é realizada indiretamente, apresentam-se os modelos matemáticos que descrevem a relação entre as grandezas envolvidas.

6.7.1 Anemômetro 1D

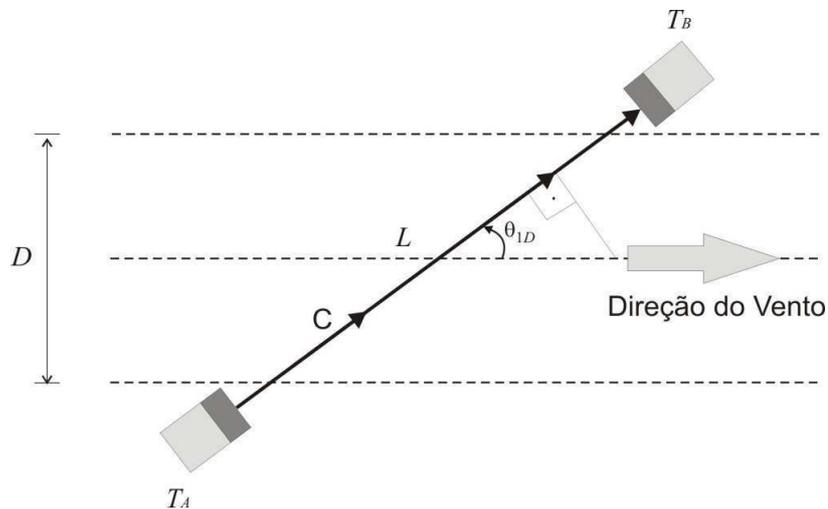
Um tipo de estrutura comumente utilizada para medição da velocidade do vento empregando um par de transdutores ultrassônicos alinhado com um ângulo específico à direção de vento é ilustrado na Figura 6.17, o qual foi denominado de 1D (COSTA, 2014).

Neste tipo de configuração, o transdutor T_A transmite n períodos de uma onda senoidal que são capturadas pelo transdutor T_B . A velocidade de propagação da onda sonora através do ar é a soma vetorial da velocidade do som e a de vento a ser medido. Assim, realizando-se a decomposição vetorial da velocidade do vento mediante as expressões que a relacionam, determina-se a expressão de velocidade de vento para a estrutura 1D, que é dada por:

$$\vartheta = \frac{1}{\cos \theta_{1D}} \left(\frac{L}{ToF} - C \right) \quad (6.56)$$

em que: ϑ é a velocidade de vento, L é a distância de separação entre os transdutores, θ_{1D} é o ângulo de alinhamento dos transdutores com respeito à direção do vento, ToF é o tempo de trânsito da onda ultrassônica e C é a velocidade do som.

Figura 6.14 - Configuração dos Transdutores Ultrassônicos - 1D.



Fonte: Elaborada pelo autor.

6.7.2 Anemômetro 2D

Outro tipo de estrutura de configuração comumente utilizada para medição da velocidade do vento empregando dois pares de transdutor ultrassônico dispostos perpendicularmente está ilustrado na Figura 6.18, o qual foi chamado de 2D (COSTA, 2014).

Neste tipo de configuração os transdutores T_{XA} e T_{YA} transmitem, respectivamente, n períodos de ondas senoidais que são capturados pelos transdutores T_{XB} e T_{YB} . A velocidade de propagação da onda sonora através do ar é a soma vetorial da velocidade do som e da componente de vento a ser medido. Assim, realizando a decomposição vetorial da velocidade de vento mediante as expressões que a relacionam, determina-se a expressão de velocidade do vento para a estrutura 2D, que é dada por (COSTA, 2014):

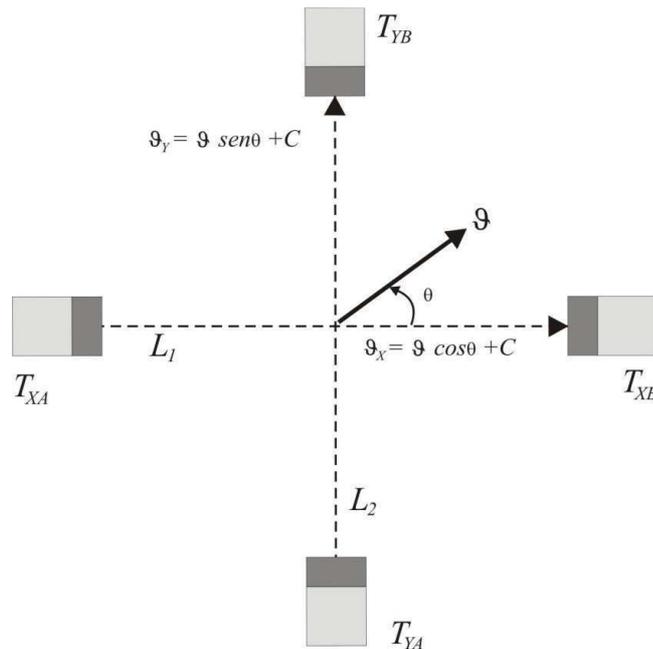
$$\vartheta = \sqrt{\left(\frac{L_1}{ToF_1} - C\right)^2 + \left(\frac{L_2}{ToF_2} - C\right)^2} \quad (6.57)$$

em que: ϑ é a velocidade do vento, L_1 e L_2 são as distâncias de separação entre os transdutores, ToF_1 e ToF_2 são os tempos de trânsito das ondas ultrassônicas e C é a velocidade do som que é função da temperatura ambiente (T), em graus Celsius.

Observa-se que além de medir a velocidade do vento, este tipo de estrutura possibilita realizar a medição da direção que o vento passa pelos transdutores de ultrassom (θ). Este é determinado pela seguinte expressão (COSTA, 2014):

$$\theta = \arctg \frac{\left(\frac{L_2}{ToF_2} - C\right)}{\left(\frac{L_1}{ToF_1} - C\right)} \quad (6.58)$$

Figura 6.15 - Configuração dos transdutores ultrassônicos 2D.



Fonte: Elaborada pelo autor.

6.7.3 Avaliação da propagação de incerteza de medição de Velocidade de vento

Com a finalidade de avaliar o procedimento de medição, a seguir realiza-se a análise da propagação de incertezas na estimação da incerteza de medição da velocidade do vento para as duas estruturas analisadas com base no GUM (GUM, 2008) e Monte Carlo (JCGM, 2008).

Pode-se observar que pela Expressão 6.57 a incerteza da velocidade do vento encontra-se influenciada pelas incertezas mutuamente independentes: da temperatura T , do ângulo θ_{1D} formado entre a propagação de vento e a direção dos transdutores, da distância entre os transdutores L , e da incerteza na estimação do ToF . Enquanto que pela Expressão 6.58, a incerteza da velocidade do vento encontra-se influenciada pelas incertezas mutuamente independentes: da temperatura T , das distâncias entre os transdutores L_1 e L_2 , e das estimativas das incertezas dos tempos de trânsitos ToF_1 e ToF_2 (COSTA, 2014).

Pelas expressões desenvolvidas, a princípio pode-se pensar que a incerteza na estimativa da velocidade do vento, para a estrutura 2D não é afetada pela estimativa da incerteza do ângulo, porém na análise da expressão foi considerado que os transdutores estavam alinhados, perfeitamente, a 90° , considerando assim, a incerteza de θ igual a zero. Assim, a estrutura 1D e a estrutura 2D apresentam quatro variáveis sujeitas a análise (θ , L , ToF e T) (COSTA, 2014).

Desprezando os efeitos térmicos e sabendo que os erros sistemáticos nas variáveis de entrada são evidenciados por um desvio do valor médio no mensurando, considera-se, neste trabalho, que os valores correspondentes as variáveis θ e L estão contribuindo com um erro sistemático, alterando o valor médio da velocidade de vento (ϑ). Portanto, estas variáveis devem ser compensadas, e uma vez compensadas serão consideradas somente as incertezas de natureza aleatória de modo a avaliar a estimativa da incerteza de medição de velocidade de vento (u_ϑ) (COSTA, 2014).

Desta forma, avalia-se a incerteza combinada na estimativa da incerteza da velocidade do vento, para as duas estruturas, considerando as incertezas individuais independentes de T e ToF , conforme GUM (COSTA, 2014):

$$u_\vartheta^2 = \left(\frac{\partial \vartheta}{\partial T} \cdot u_T \right)^2 + \left(\frac{\partial \vartheta}{\partial ToF} \cdot u_{ToF} \right)^2 \quad (6.59)$$

Definindo-se valores numéricos às variáveis, conforme Tabela 6.9, foram realizadas simulações (®MATLAB) para os anemômetros ultrassônicos utilizando estrutura 1D e 2D (COSTA, 2014).

Tabela 6.8 - Dados utilizados para simulação.

Variável	Valor
$L = L1 = L2$	0,0829 m
f_0	40 kHz
C_0	331,768 m/s
ϑ	0 à 20 m/s
θ_{1D}	30 °
θ	45 °
T	25 °C

Nas próximas seções são apresentados estudos da influência da incerteza no procedimento de medição considerando as contribuições individuais das incertezas de cada componente, de modo a avaliar estas contribuições na estimativa da incerteza da velocidade do vento, utilizando transdutores ultrassônicos, com base no GUM.

6.7.4 Avaliação da propagação de incerteza de medição de velocidade de vento devido ao *ToF*

Considerando inicialmente a influência da incerteza do *ToF* na estimação da incerteza da velocidade de vento, obtêm-se a expressão que corresponde a estimativa da incerteza da velocidade do vento para a estrutura 1D apresentada na Expressão 6.61, enquanto a Expressão 6.62 corresponde a estimativa da velocidade do vento para a estrutura 2D, assim (COSTA, 2014):

$$u_{\vartheta} = \frac{L}{ToF^2 \cdot \cos\theta} \cdot u_{ToF} \quad (6.60)$$

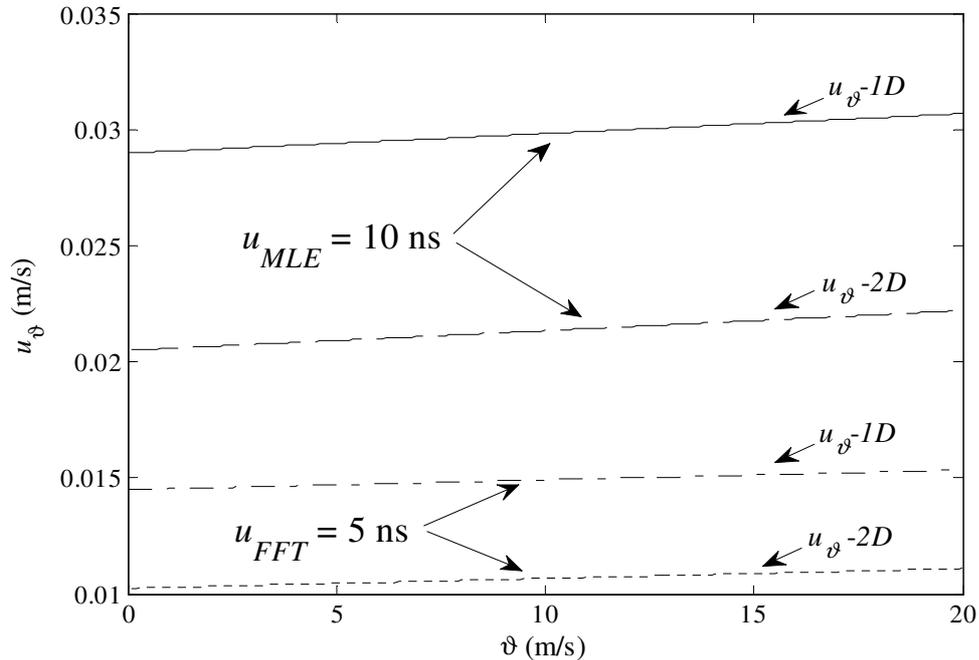
$$\begin{aligned}
 u_{\vartheta} &= \left(S_x^2 + S_y^2 \right)^{1/2} \\
 S_x &= \frac{L_x \cdot \left(C - \frac{L_x}{ToF_x} \right)}{ToF_x^2 \cdot \vartheta} \cdot u_{ToFx} \\
 S_y &= \frac{L_y \cdot \left(C - \frac{L_y}{ToF_y} \right)}{ToF_y^2 \cdot \vartheta} \cdot u_{ToFy}
 \end{aligned} \tag{6.61}$$

Diferentes técnicas vêm sendo desenvolvidas para determinação do *ToF*. De modo a avaliar as duas estruturas apresentadas desde o ponto de vista de avaliação das incertezas na medição da velocidade do vento, foram consideradas as estimativas das incertezas do *ToF* de 10 ns para a técnica MLE e de 5 ns para a técnica DFT (COSTA, 2013).

A partir destes dados, e da Tabela 6.9, pode-se obter a Figura 6.19, na qual é possível perceber que o aumento da velocidade de vento (ϑ) influencia de forma crescente a incerteza da velocidade de vento (u_{ϑ}). Observa-se que ao elevar a incerteza do tempo de trânsito (u_{ToF}) a estimativa da incerteza da velocidade do vento (u_{ϑ}) pode ser comprometida (COSTA, 2014).

Com respeito à estrutura, observa-se que a estrutura 2D apresenta melhores resultados, porém ao analisar a técnica empregada para determinar o *ToF*, observa-se que a estimativa da incerteza da velocidade do vento na configuração 1D (u_{ϑ} -1D_{FT}) utilizando a Transformada de Fourier apresenta melhores resultados do que a estimativa da incerteza da velocidade do vento na estrutura 2D (u_{ϑ} -2D_{MLE}) utilizando a técnica MLE. À medida que se diminui a incerteza de *ToF* (u_{ToF}) há uma aproximação dos valores das estimativas das incertezas de velocidade de vento (u_{ϑ}) devido a técnica utilizada. Percebe-se que a técnica utilizada para a estimação do *ToF* é mais importante do que o tipo de estrutura utilizada (COSTA, 2014).

Figura 6.16 - Estimativa da incerteza da velocidade do vento em função da velocidade do vento para diferentes estruturas e estimativas das incertezas do ToF



Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, analisando os dados coletados da avaliação da propagação de incerteza de medição de velocidade de vento (u_{ϑ}), observa-se que a diminuição da incerteza estimada de medição do tempo de trânsito (u_{ToF}) em um fator de 2 vezes, acarreta uma diminuição na avaliação da propagação de incerteza de medição da velocidade do vento (u_{ϑ}), em um fator de igual valor (COSTA, 2014).

6.7.5 Avaliação da propagação de incerteza de medição da velocidade do vento devido a Temperatura (T)

Nesta seção, apresenta-se um estudo da análise de influência devido à incerteza da temperatura do fluido (u_T) na estimativa da incerteza da velocidade de vento (u_{ϑ}) para anemômetro ultrassônico. A seguir são apresentados os resultados de simulação (COSTA, 2014).

Desmembrando os termos da Expressão 6.57, obtém-se:

$$\vartheta = \frac{1}{\cos\theta} \left(\frac{L}{ToF} - 20,05\sqrt{273,15+T} \right) \quad (6.62)$$

Aplicando a avaliação de incertezas apenas para a variável T , a partir das Expressões 6.63 e 6.58, obtêm-se:

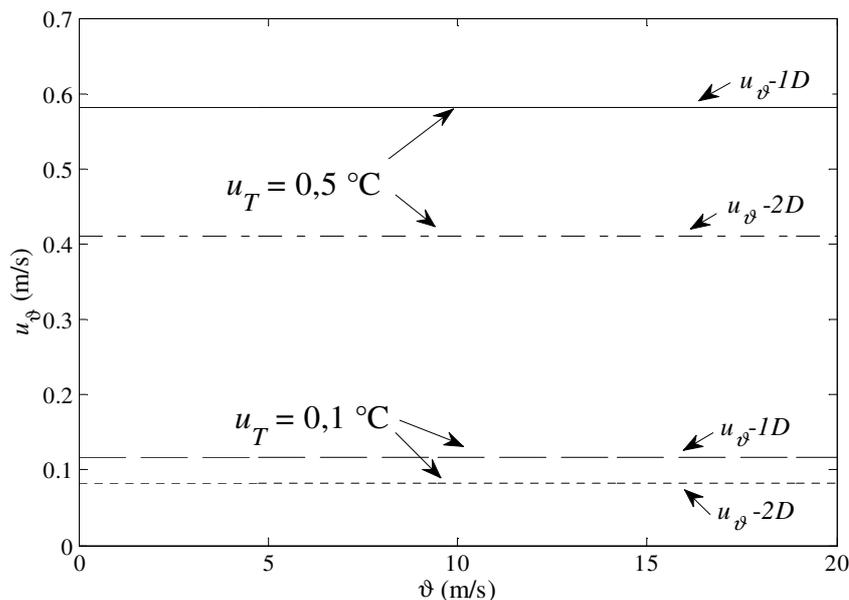
$$u_{\vartheta} = \frac{20,05}{2 \cdot \sqrt{T_k} \cdot \cos \theta} \cdot u_T \quad (6.63)$$

$$u_{\vartheta} = \frac{C - \frac{Lx}{ToFx} + C - \frac{Ly}{ToFy}}{2\vartheta \sqrt{T_k}} \cdot u_T \quad (6.64)$$

Percebe-se por meio da Figura 6.20 que a variação na velocidade de vento (ϑ) não influencia a estimativa da incerteza da velocidade de vento (u_{ϑ}) ao observar a estimativa da incerteza da temperatura (u_T). Observa-se que valores elevados da estimativa da incerteza da temperatura (u_T) comprometem a estimativa da incerteza da velocidade de vento (u_{ϑ}) (COSTA, 2014).

Com respeito à estrutura, ao considerar um valor elevado na incerteza da temperatura (u_T) percebe-se que a estrutura 2D apresenta menor estimativa da incerteza da velocidade de vento (u_{ϑ}), mas na medida em que se diminui u_T há uma aproximação dos valores estimados das incertezas da velocidade do vento para as duas estruturas. Observa-se ainda que independente da u_T , a passagem da estrutura 1D para a estrutura 2D acarreta uma diminuição da u_{ϑ} em um fator $\sqrt{2}$ (COSTA, 2014).

Figura 6.17 Estimativa da incerteza da velocidade do vento em função da velocidade do vento para diferentes estruturas e estimativas das incertezas da T , baseado em GUM



Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, analisando os dados coletados da avaliação da propagação de incerteza de medição da velocidade do vento (u_v), observa-se que a diminuição da incerteza de medição da Temperatura (u_T) em um fator de 5 vezes, acarreta uma diminuição na avaliação da propagação de incerteza de medição da velocidade do vento (u_v), em um fator de igual valor (COSTA, 2014).

6.7.6 Simulação de Monte Carlo para estimação das incertezas de medição da velocidade do vento

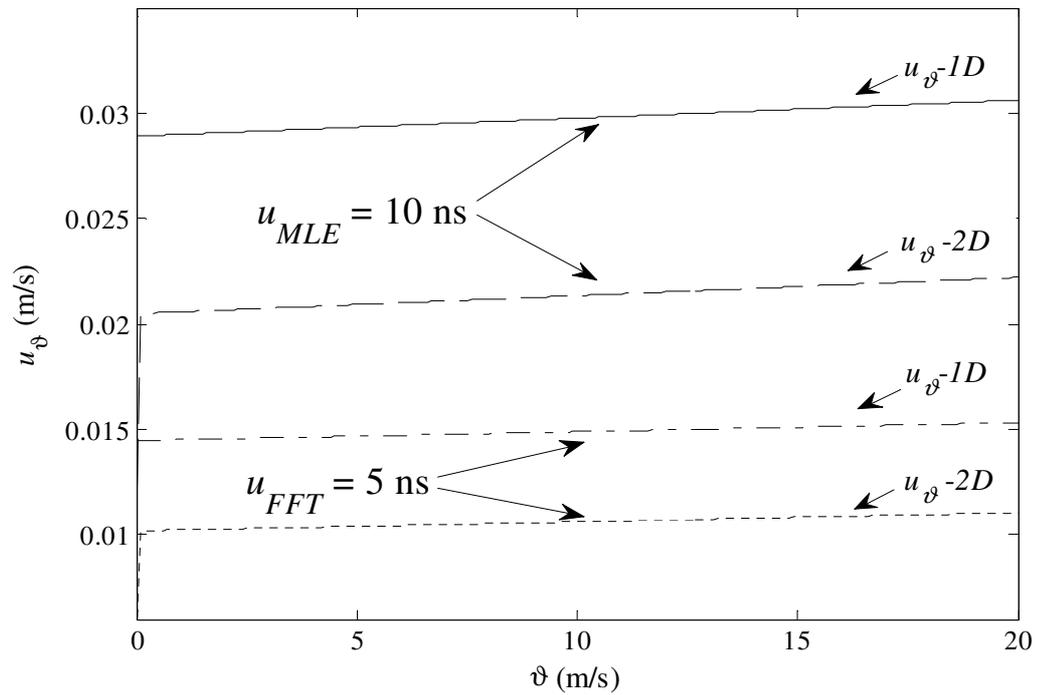
O Método de Monte Carlo (MMC) é definido como uma classe de métodos estatísticos que se baseiam em amostragens aleatórias massivas (números aleatórios) para obter distribuições de probabilidades das variáveis do problema, podendo assim, obter informações sobre o desempenho futuro de sistemas ou processos.

Do ponto de vista metrológico, a simulação pelo MMC é uma ferramenta utilizada para a avaliação e propagação de incertezas, que é indicada no suplemento 1 do GUM, fornecendo uma gama de resultados possíveis associadas a uma distribuição com suas respectivas probabilidades de ocorrência (JCGM, 2008).

De acordo com o Suplemento 1 do GUM, a partir das M simulações realizadas pelo método de Monte Carlo, foram estimadas as incertezas de medição de velocidade de vento (u_v) devido à incerteza de medição do Tempo de Trânsito (ToF), como pode ser observado por meio da Figura 6.21, e da incerteza de medição da Temperatura (T), como pode ser observado por meio da Figura 6.22, considerando os mesmos valores fornecidos na Tabela 6.9 e os parâmetros de simulação utilizados no GUM (COSTA, 2014).

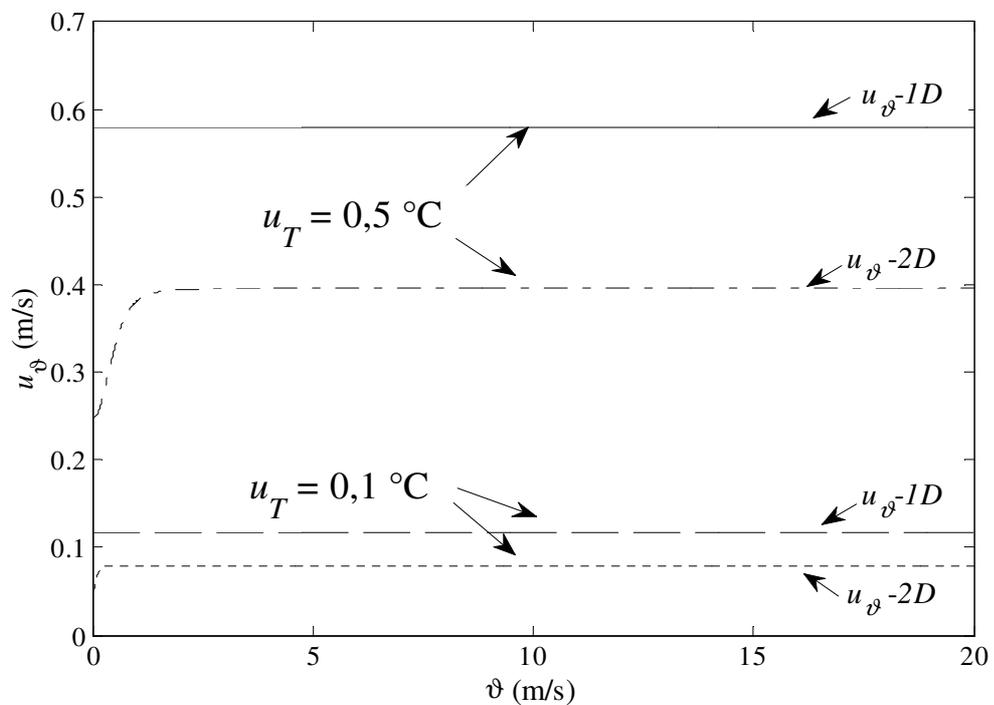
Desta forma, por meio das figuras pode-se observar a aproximação dos valores encontrados, e que não há nenhum distanciamento entre os métodos utilizados de Monte Carlo e GUM para a estimativa da incerteza de medição da velocidade do vento (COSTA, 2014).

Figura 6.18 - Estimativa da incerteza da velocidade do vento em função da velocidade do vento para diferentes estruturas e estimativas das incertezas do ToF , baseado em MMC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.19 - Estimativa da incerteza da velocidade do vento em função da velocidade do vento para diferentes estruturas e estimativas das incertezas da T , baseado em MMC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

6.8 Conclusões parciais

Neste capítulo foi realizada a análise da técnica DFT aplicada a sinais ultrassônicos, utilizando a estrutura unidirecional, para medição de velocidade do vento.

Como pontos motivacionais para o estudo e utilização da Transformada de Fourier na determinação do Tempo de Trânsito (*ToF*) estão a facilidade de passagem das ondas senoidais do domínio do tempo para o domínio da frequência e o fato de que quando um sinal senoidal excita um sistema linear e invariante no tempo (LTI) a amplitude e a fase do sinal são alterados, mantendo constante a frequência de operação dos transdutores ultrassônicos. Assim, foi possível realizar um estudo na fase do sinal ultrassônico, que possibilitou a determinação do *ToF* com elevada exatidão e baixa incerteza de medição, quando comparado com outras técnicas de medição (TH, PD e MLE).

Desta forma foi possível:

1. Elaborar uma expressão de modo a determinar a localização exata, com ajuste, no valor de *ToF*;
2. Desenvolver um equacionamento matemático que possibilite encontrar a diferença de fase entre os sinais ultrassônicos transmitido e recebido utilizando para tanto a DFT;
3. Realizar uma análise do ruído sobre o sinal recebido da DFT, em que foi constatado que as componentes da DFT possuem incertezas devidas a contribuições dos ruídos aditivo e multiplicativo, no modelo do sinal ultrassônico recebido;
4. Observar que o ruído multiplicativo não tem influência na medição de incerteza de fase, pois sua contribuição altera apenas o módulo do sinal, não alterando sua fase;
5. Observar a existência de uma relação direta entre a medição de incerteza de fase (u_ϕ) e do ruído aditivo;
6. Realizar um estudo de modo a avaliar influência do ruído aditivo gaussiano na incerteza de fase do sinal, que culminou com o desenvolvimento de uma expressão que possibilita avaliar a incerteza de fase (u_ϕ) em função do desvio-padrão considerado para o ruído aditivo, a amplitude máxima do sinal analisado (v_M), a frequência de operação dos transdutores (f_0), a frequência de amostragem (f_s) e o número de ondas que se deseja analisar ();
7. Observar que a estimativa do *ToF* ultrassônico com base na técnica DFT é mais exata do que as técnicas TH, PD e MLE, além de apresentar uma baixa incerteza quando comparada com essas técnicas.

Com respeito à Expressão de incerteza de fase desenvolvida, pode-se observar que:

1. Possuindo as mesmas condições de operação, os transdutores ultrassônicos com frequência de operação de 25 kHz terão uma incerteza de fase cerca de 1,265 menor do que se utilizasse transdutores ultrassônicos de 40 kHz.
2. Quanto maior a frequência de amostragem (f_s) e o número de ondas analisadas (M) menor será a incerteza de fase final (u_ϕ).

Assim, a estimativa do ToF baseada na técnica DFT pode ser utilizada para construir um sistema de medição de velocidade do vento, com alta exatidão, possuindo um grande potencial para esta aplicação.

Realizou-se um estudo comparativo de dois tipos de estruturas de medição da velocidade do vento para anemômetro ultrassônico com base na propagação de incertezas de medição utilizando para tanto simulação computacional.

Desprezando os efeitos térmicos e sabendo que os erros sistemáticos nas variáveis de entrada são evidenciados por um desvio do valor médio no mensurando, considera-se, neste trabalho, que os valores correspondentes as variáveis θ e L estão contribuindo com um erro sistemático, alterando o valor médio da velocidade de vento (ϑ). Portanto, estas variáveis devem ser compensadas, e uma vez compensadas serão consideradas somente as incertezas de natureza aleatória (ToF e T) de modo a avaliar a estimativa da incerteza de medição de velocidade de vento (u_ϑ) (COSTA, 2014).

Observou-se que as estimativas das incertezas das componentes que compõem a fórmula da velocidade de vento se propagam e que valores elevados destas variáveis podem comprometer o resultado final da estimativa da incerteza da velocidade do vento (COSTA, 2014).

Resultados de simulação e a análise de propagação de incerteza de medição comprovam a limitação da estrutura 1D. Assim, a estrutura 2D apresenta uma estimativa de mais baixa incerteza de velocidade de vento. Porém, na medida em que os valores das incertezas das variáveis independentes se tornam menores, percebe-se que a estimativa da incerteza de velocidade de vento, devido à estrutura utilizada, não apresenta variação significativa. Desta forma, a escolha do tipo de estrutura a utilizar dependerá da necessidade ou não de se obter o direcionamento do vento (COSTA, 2014).

7. Estimação do *ToF* no domínio da frequência para medição de velocidade de vento: Resultados experimentais.

7.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma análise da função densidade de probabilidade das ocorrências de *ToF* experimental, comprovando se o *ToF* possui realmente uma distribuição normal, dos seus dados. Verifica-se o nível de ruído aditivo obtido experimentalmente e apresentam-se os experimentos de laboratório realizados em um túnel de vento do Laboratório de Eficiência Energética e Hidráulica em Saneamento (LENHS) da Universidade Federal da Paraíba (UFPB), construído pela Plint & Partners, modelo TE 44, com objetivo de avaliar a aplicabilidade e eficácia do procedimento de medição de velocidade de vento baseada na Transformada Discreta de Fourier (DFT). Realiza-se, por fim, uma descrição do experimento realizado e da obtenção dos resultados finais do tempo de trânsito (*ToF*) e de velocidade de vento (ϑ).

7.2 Análise da distribuição das frequências de *ToF* experimental

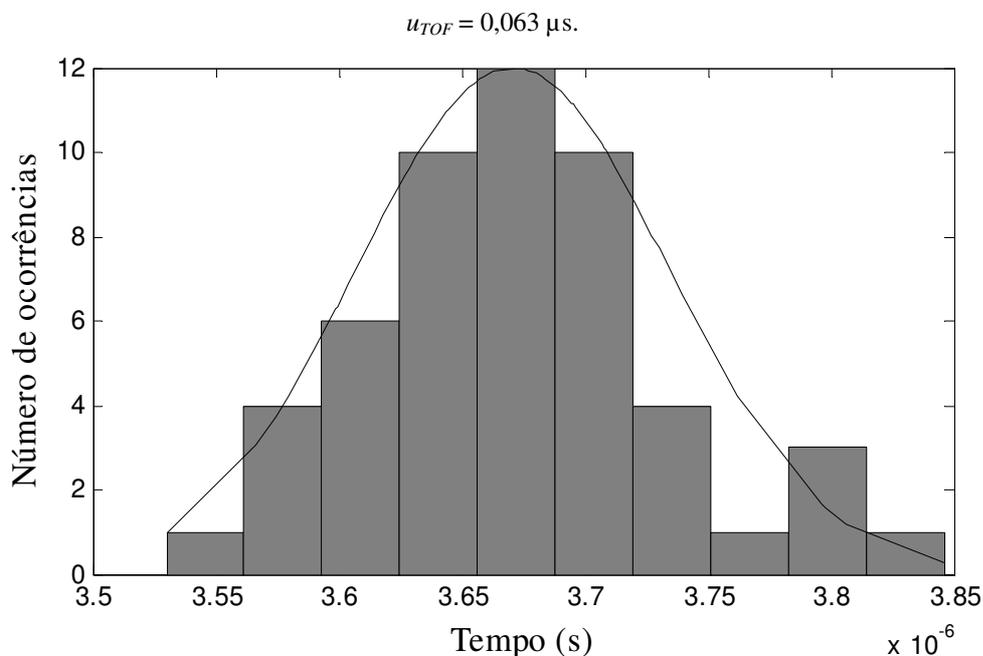
Inicialmente, no capítulo 2, foi sugerido que as variáveis aleatórias utilizadas nesta tese seriam avaliadas em relação à distribuição gaussiana, e assim foi feito na parte de simulação deste trabalho. Desta forma, nesta seção será analisado o comportamento da distribuição dos dados coletados experimentalmente da variável *ToF*.

Um procedimento experimental foi elaborado de modo a realizar a coleta de dados do transdutor receptor para confirmar a hipótese sugerida. Considerando a velocidade de vento igual a zero ($\vartheta = 0$ m/s), utilizando o gerador de funções da Tektronix, modelo AFG3102, um pacote de sessenta ondas senoidais, com frequência de 40 kHz é gerada e são aplicadas nos terminais do transdutor transmissor. Os dados dos transdutores de transmissão e recepção foram registrados por meio de um osciloscópio digital de traço duplo Tektronix, modelo MSO3032. Assim, os dados são adquiridos com uma frequência de amostragem de 400 kHz. Os dois sinais adquiridos são normalizados de modo que o maior valor de tensão seja de 1 V. Após um limiar de 0,75 V, dez períodos, dos sinais transmitido e recebido, são processados pela DFT, obtendo a fase de cada onda transmitida e recebida. Realizando a subtração da fase do sinal transmitido pela fase do sinal recebido obtém-se a diferença de fase ($\Delta\phi_{TxRx}$). A partir

da diferença de fase ($\Delta\phi_{TxRx}$) entre estes sinais realiza-se uma linearização de fase, estimando a diferença de tempo entre as ondas ultrassônicas transmitida e recebida (t), a partir da Expressão 6.7.

Um conjunto de cinquenta dados experimentais da diferença de tempo (t) foi coletado e assim, foi possível criar um histograma de modo a melhorar o entendimento e análise dos dados referentes ao trabalho realizado. Conforme pode ser observado no histograma da Figura 7.1, a frequência mais alta encontra-se localizada no centro do histograma, decrescendo gradualmente de forma simétrica (forma de sino). Outra característica observada é que a média possui valor de $3,671 \mu\text{s}$, a mediana valor de $3,667 \mu\text{s}$ e a moda com valor de $3,657 \mu\text{s}$ sendo aproximadamente iguais, correspondendo a uma distribuição simétrica. Assim, o sistema ultrassônico segue uma curva normal quanto a distribuição das frequências. Isto pode ser comprovado observando a semelhança entre o histograma dos dados experimentais e a curva teórica da distribuição normal para $t = 3,671 \mu\text{s}$ e $u_{ToF} = 0,063 \mu\text{s}$. Portanto, é possível identificar que o processo de medição de ToF possui realmente uma distribuição normal ou Gaussiana de suas frequências, confirmando a hipótese apontada (COSTA, 2015). A Tabela 7.1 consta dos principais dados utilizados e recuperados desta análise.

Figura 7.1 - Histograma dos dados experimentais e a curva teórica da distribuição para $t = 3,671 \mu\text{s}$ e



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 7.1 - Dados utilizados e obtidos a partir do procedimento experimental.

Descrição das Variáveis	Variável	Valor
Incerteza da diferença de tempo	u_t	0,063 μ s
Frequência de operação	f_0	40 kHz
Frequência de Amostragem	f_s	400 kHz
Amplitude máxima no receptor	v_M	1 V
Número de ondas analisadas	M	10

7.3 Nível de ruído obtido experimentalmente

A partir da incerteza de medição do ToF (u_{ToF}), obtido na seção anterior, é possível determinar o desvio padrão do ruído aditivo, responsável por gerar a incerteza de medição de ToF (u_{ToF}) observada, mas antes deve-se encontrar o valor da incerteza da diferença de fase ($u_{\Delta\phi_{TxRx}}$) entre as ondas transmitida e recebida. Assim, a partir da incerteza de medição de ToF (u_{ToF}) (Expressão 6.55), obtém-se (COSTA, 2015):

$$u_{\Delta\phi_{TxRx}} = \frac{2\pi \cdot f_0}{\sqrt{2}} \cdot u_{ToF} = 0,0112 \text{ rad} \quad (7.1)$$

A partir dos dados da Tabela 7.1 e do dado da incerteza de medição da diferença de fase, pode-se determinar o valor do desvio-padrão do ruído aditivo, que é dado por (Expressão 6.53):

$$\sigma_{u_A} = \frac{v_M}{\sqrt{\frac{2 \cdot f_0}{f_s \cdot M}}} \cdot u_\phi = \frac{1}{\sqrt{\frac{2 \cdot 40000}{400000 \cdot 10}}} \cdot 0,0112 = 0,08 \text{ V} . \quad (7.2)$$

A incerteza do ruído aditivo corresponde as contribuições do ruído do meio de propagação e medição (COSTA, 2015).

7.4 Configurações do experimento para medição de velocidade de vento

Os experimentos foram realizados em um túnel de vento instalado no Laboratório de Eficiência Energética e Hidráulica em Saneamento (LENHS) da Universidade Federal da Paraíba (UFPB), construído pela *Plint & Partners*, modelo TE 44, circuito aberto, subsônico, com seção de teste quadrada medindo 465 mm x 465 mm e comprimento de 1200 mm, a faixa

de velocidade, informada pelo fabricante, vai de 0 a 30 m/s, como pode ser observado por meio da Figura 7.2 (COSTA, 2015).

Um mecanismo de posicionamento instalado na lateral do túnel é responsável pelo controle de velocidade dentro do túnel de vento. Este mecanismo possui um ajuste de posição, que para o túnel em questão só conseguiu variar de 3 a 7 (COSTA, 2015).

Acoplado ao túnel de vento foi construído uma estrutura em madeira, em que foram fixados os sensores ultrassônicos, com um ângulo de alinhamento entre os transdutores e à direção do vento de, aproximadamente, $\theta = 61,3^\circ$, como pode ser observado por meio da Figura 7.3. Com seção de teste quadrada medindo 100 mm x 100 mm e comprimento de 1,5 m.

A distância de separação dos transdutores (L) é de 15,08 cm, determinada por meio de um paquímetro digital de 150 mm, LeeTools, modelo 684132, com resolução de 0,01 mm. Para medição do ângulo foi utilizado o inclinômetro digital, DIGIMESS, modelo 82201B-00, com resolução de $0,1^\circ$ e exatidão quando ângulo estiver entre 0° e 90° , menor igual a $0,1^\circ$ (COSTA, 2015).

Figura 7.2 - Fotos de túnel de vento subsônico.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 7.3 - Foto da estrutura em madeira acoplada ao túnel de vento.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os transdutores utilizados para os testes foram o transmissor MA40S4S e receptor MA40S4R, da fabricante Murata, com frequência de operação de 40 kHz ($f_0 = 40$ kHz), de banda estreita, como verificado no capítulo 5, desta tese.

A forma de onda senoidal em pacotes foi gerada a partir de um gerador de funções (Tektronix, modelo AFG3102) e transmitida pelo transdutor de ultrassom T_A . Uma forma de onda resultante é recuperada no transdutor de ultrassom T_B . As formas de onda foram medidas e adquiridas por meio de um osciloscópio digital de traço duplo (Tektronix, modelo MSO3032) (COSTA, 2015).

7.5 Procedimento experimental

O procedimento experimental compreende os seguintes passos:

1. Com o gerador de funções da Tektronix, modelo AFG3102, gera-se, indefinidamente, um conjunto de ondas senoidais, com frequência de 40 kHz;

2. Ajusta-se o mecanismo de posicionamento do túnel de vento, que controla a velocidade de vento no túnel (Posicionamento discreto: 0, 3, 4, 5, 6 e 7);
3. Aguarda-se o fluxo de ar estabilizar, de modo a ler corretamente as grandezas medidas, utilizando para tanto o anemômetro comercial. Na Tabela 7.2 são apresentados os valores lidos de velocidade de vento, para 50 pontos, dos ajustes do mecanismo de posicionamento do túnel;

Tabela 7.2- Valores obtidos da leitura do anemômetro comercial.

Setup	ϑ_A (m/s)
0	0,00
3	7,28
4	8,73
5	9,67
6	10,04
7	11,20

4. Registra-se 50 formas de onda dos sinais nos transdutores ultrassônicos de transmissão e recepção, utilizando para tanto o osciloscópio digital da Tektronix, modelo MSO3032, para cada posicionamento;
5. Os dados são tratados, utilizando para tanto o *software* Matlab, realizando a estimativa de *ToF*, por meio das técnicas de Correlação Cruzada (vide capítulo 3) e Transformada Discreta de Fourier (vide capítulo 6). Complementarmente, foram estimadas as incertezas associadas a estas técnicas.

7.6 Resultados experimentais

O desempenho do procedimento de medição do tempo de trânsito (*ToF*) baseada na Transformada de Fourier foi investigado variando-se a velocidade do motor do túnel de vento, por meio do mecanismo de posicionamento. Assim, de modo a determinar o *ToF* experimental, as seguintes especificações são consideradas: Frequência de operação dos transdutores 40 kHz; alinhamento dos transdutores ao fluxo de ar $\theta = 61,3^\circ$; resolução da medição vertical 11 bits; distância de separação entre transdutores 15,08 cm; aplicação da DFT para cada interação sobre 10 períodos dos sinais do transdutor transmissor e receptor, utilizando uma janela retangular; frequência de amostragem de 25 MHz (COSTA, 2015).

Os resultados deste experimento foram comparados com os resultados obtidos utilizando o seguinte instrumento de medição: Anemômetro TAFR-180 (HW) que possui uma sonda de velocidade térmica (fio quente), com incerteza para medição da velocidade do vento de $\pm (2\% + 2 \text{ dígitos})$ e $\pm 0.8 \text{ }^\circ\text{C}$ para medição da temperatura; Um sensor de temperatura SHT11, para medição de temperatura, com incerteza de medição de $\pm 0.5 \text{ }^\circ\text{C}$; Em seguida, foram realizados os processamentos nos dados dos sinais ultrassônicos para a estimação das medições e avaliações das incertezas de medição de *ToF* (COSTA, 2015).

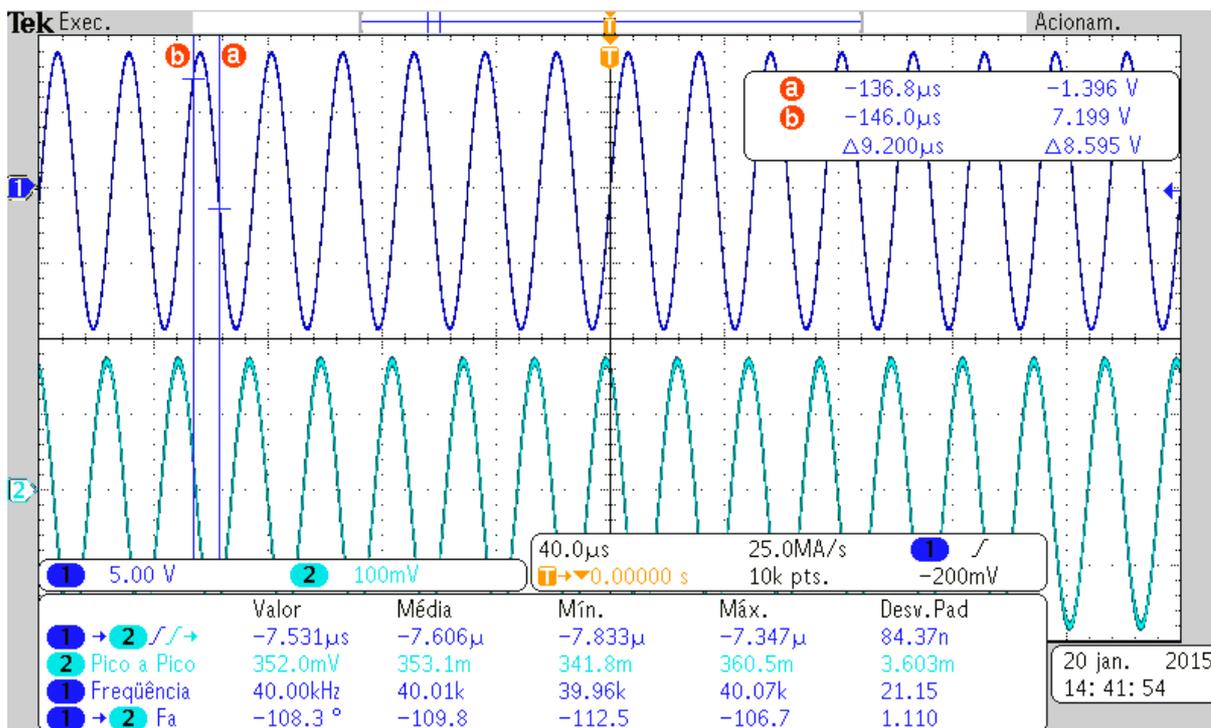
Durante o processo de aquisição dos sinais transmitido e recebido foi considerado que a variável temperatura contribui com um erro sistemático na estimação do *ToF*, uma vez que a de tempo devido a leitura da temperatura ser superior a constante de tempo de leitura da diferença de tempo (*t*) (COSTA, 2015).

7.6.1 Aquisição e processamento dos dados

Nesta seção descreve-se como foram obtidos os dados de medição da diferença de tempo (*t*), a partir da medição das fases dos sinais elétricos, obtidos a partir do osciloscópio, das ondas ultrassônicas transmitida e recebida.

Aos sinais elétricos, proporcionais as ondas ultrassônicas transmitidas e recebidas, aplica-se a Transformada Discreta de Fourier (DFT) de forma a analisar as informações espectrais destes sinais. Obtendo assim, a fase de cada onda, a diferença de fase entre estes sinais e por fim a diferença de tempo (*t*). Como exemplo, na Figura 7.4 ilustra-se a tela do osciloscópio para o posicionamento 7, do túnel de vento (COSTA, 2015).

Figura 7.4 - Sinais adquiridos pelo osciloscópio Tektronix: (1) Onda transmitida e (2) onda recebida.



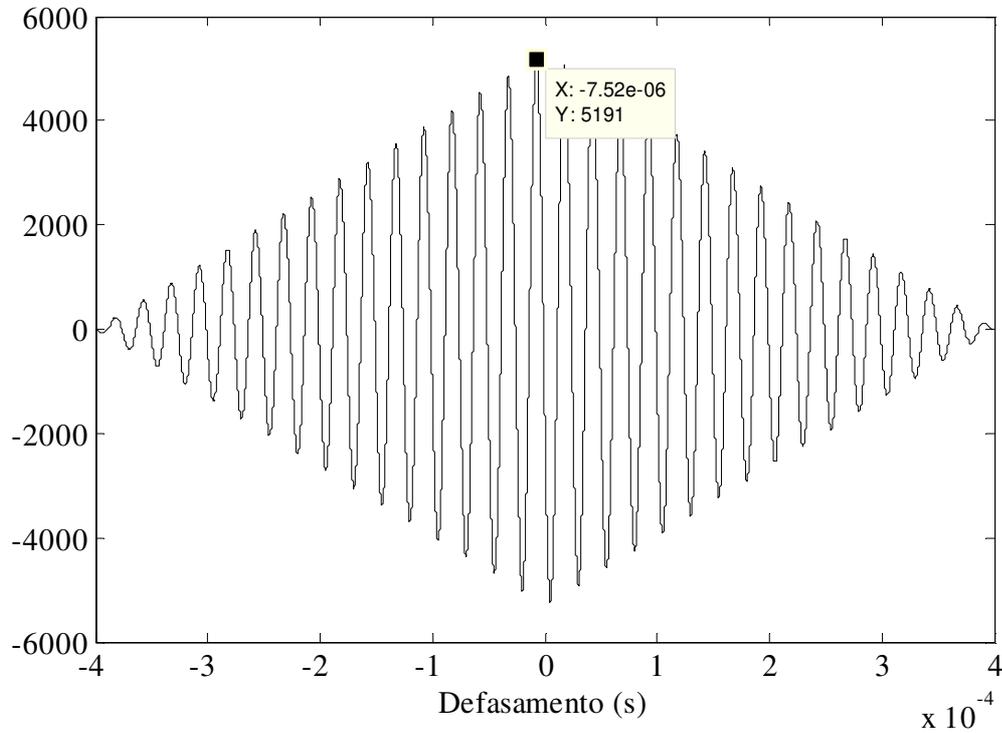
Fonte: Elaborada pelo autor.

Por meio da Figura 7.4 percebe-se que a onda recebida está, em média, 7,606 μs atrasada da onda transmitida. A estes sinais amostrados aplica-se a DFT obtendo a decomposição dos mesmos em suas componentes elementares. Localizando a componente da frequência fundamental estima-se a fase dos sinais ultrassônicos transmitido e recebido, que para este caso específico foram $\phi_{TX} = -1,6219$ rad e $\phi_{RX} = 0,2711$ rad. Da diferença de fase ($\Delta\phi_{TxRx}$) entre estes sinais foi obtido $\Delta\phi_{TxRx} = -1,8930$ rad. Desta diferença de fase encontra-se a diferença de tempo entre as ondas ultrassônicas transmitida e recebida (t), a partir da Expressão 6.7, obtendo $t_{DFT} = -7,5321$ μs , valor aproximadamente igual ao obtido pelo osciloscópio (COSTA, 2015).

A técnica de Correlação Cruzada (CC) foi utilizada para comparar e comprovar os resultados obtidos. Ao aplicar a Correlação Cruzada aos sinais transmitido e recebido, os mesmos são multiplicados, somados ponto a ponto e deslocados, obtendo-se o atraso entre eles. A posição de valor máximo do resultado da operação de correlação é o mesmo termo, denominado neste trabalho, diferença de tempo (t_{CC}) utilizada agora para a CC. A Figura 7.5 ilustra a Correlação entre os mesmos sinais transmitido e recebido obtendo uma diferença

de tempo de $t_{CC} = -7,520 \mu\text{s}$, do exemplo quando utilizado a DFT. Observa-se a semelhança entre os resultados obtidos por meio das duas técnicas (COSTA, 2015).

Figura 7.5- Resposta da Correlação Cruzada entre o sinal ultrassônico transmitido e recebido, quando o ajuste do túnel estava posicionamento na posição 7.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Desta forma, estes procedimentos foram realizados utilizando 50 medições para cada posicionamento do ajuste do túnel de vento. A Tabela 7.3 apresenta estes resultados de medição da diferença de tempo devido a DFT (t_{DFT}) e pela técnica CC (t_{CC}), juntamente com a incerteza observada para cada técnica (COSTA, 2015).

Tabela 7.3 - Resultados de diferença de tempo para a técnica DFT e CC com suas respectivas incertezas de 50 medições.

Setup	t_{DFT} (μs)	ut_{DFT} (μs)	t_{CC} (μs)	ut_{CC} (μs)
0	-0,022	0,088	-0,000	0,089
3	-5,420	0,067	-5,382	0,068
4	-6,337	0,086	-6,295	0,086
5	-6,788	0,076	-6,747	0,078
6	-7,095	0,077	-7,056	0,078
7	-7,618	0,069	-7,582	0,071

A partir dos resultados apresentados na Tabela 7.3 observa-se a semelhança entre os valores estimados da diferença de tempo pelas duas técnicas, verificando a confiabilidade dos resultados obtidos pela técnica proposta (DFT). Com respeito à incerteza de medição, percebe-se que em nenhuma ocorrência a incerteza de medição da diferença de tempo pela técnica de Correlação Cruzada (ut_{CC}) foi inferior a incerteza de medição da diferença de tempo pela técnica DFT (ut_{DFT}), apesar dos resultados serem praticamente iguais, isto se deve a alta taxa de amostragem utilizada no experimento (COSTA, 2015).

A partir dos resultados de diferença de tempo e seguindo os procedimentos apresentado na seção 6.4.1 foi possível determinar o valor de ToF experimental devido a cada técnica. Tais dados encontram-se apresentados na Tabela 7.4. Na Tabela 7.4 a 1ª coluna corresponde a posição de ajuste do túnel de vento, a 2ª coluna corresponde a velocidade de vento medida pelo anemômetro (ϑ_A), a 3ª coluna corresponde a temperatura obtida experimentalmente do sensor SHT11 (T), a 4ª coluna corresponde ao ToF_0 obtido a partir da Expressão 6.1, considerando $\vartheta = 0$ m/s, a 5ª coluna corresponde a ao ajuste necessário devido a temperatura (Expressão 6.14), a 6ª e 8ª colunas correspondem a diferença de tempo (t) obtida experimentalmente de cada técnica e a 7ª e 9ª colunas correspondem ao ToF obtidas experimentalmente a partir da Expressão 6.13 (COSTA, 2015).

Tabela 7.4 - Valores estimados de ToF a partir da diferença de tempo para as técnicas DFT e CC.

Setup	ϑ_A (m/s)	T (°C)	ToF_0 (μ s)	t_A (μ s)	t_{DFT} (μ s)	ToF_{DFT} (μ s)	t_{CC} (μ s)	ToF_{CC} (μ s)
0	0,0	29,5	432,331	0,012	-0,22	432,321	0,00	432,343
3	7,28	31,10	431,195	1,146	-5,420	426,921	-5,382	426,958
4	8,73	31,17	431,141	1,200	-6,337	426,004	-6,295	426,046
5	9,67	31,20	431,124	1,217	-6,788	425,553	-6,747	425,594
6	10,04	31,20	431,123	1,218	-7,095	425,246	-7,056	425,285
7	11,20	31,00	431,266	1,075	-7,619	424,722	-7,582	424,759

A partir dos dados levantados de ToF pode-se determinar a velocidade de vento devida a cada técnica. A Tabela 7.5 apresenta os valores estimados de velocidade de vento obtidas a partir das técnicas DFT e CC (Expressão 6.57). Por meio desta tabela, observa-se que o desvio máximo apresentado, após ajuste, para a técnica DFT foi de 0,13 m/s, enquanto que para a técnica de CC foi de 0,21 m/s (COSTA, 2015).

Tabela 7.5 - Valores estimados de ϑ (m/s) a partir das técnicas DFT e CC.

Setup	ϑ_A (m/s)	ϑ_{DFT} (m/s)	Desviol (m/s)	ϑ_{CC} (m/s)	Desviol (m/s)
0	0,00	0,02	0,02	-0,02	0,02
3	7,28	7,29	0,01	7,23	0,05
4	8,73	8,78	0,05	8,71	0,02
5	9,67	9,54	0,13	9,46	0,21
6	10,04	10,07	0,03	10,00	0,04
7	11,20	11,22	0,02	11,15	0,05

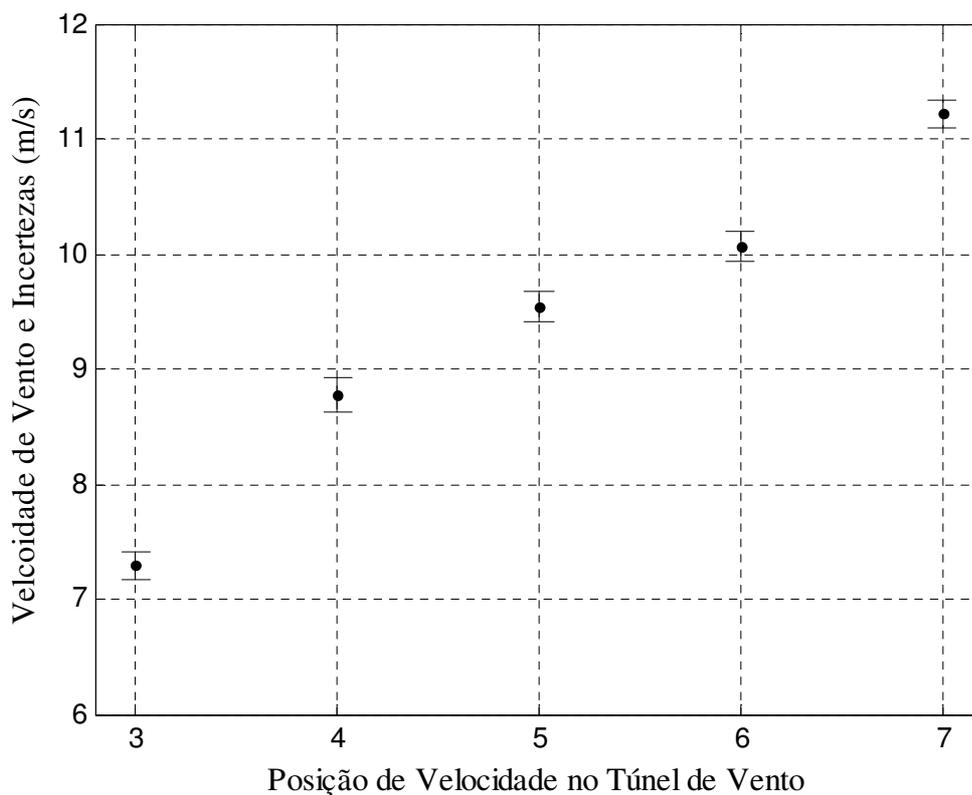
Utilizando-se da Expressão 6.61 foi possível determinar a incerteza de medição de velocidade de vento (u_ϑ) associada às técnicas Transformada Discreta de Fourier e Correlação Cruzada. Na Tabela 7.6 apresenta-se o resultado final de medição de velocidade de vento e incerteza devido à técnica clássica de Correlação Cruzada e a técnica proposta baseada na Transformada Discreta de Fourier (COSTA, 2015).

Tabela 7.6- Resultado de medição de ϑ (m/s) e de u_ϑ (m/s).

Setup	ϑ_A (m/s)	ϑ_{DFT} (m/s)	$u_{\vartheta_{DFT}}$	ϑ_{CC} (m/s)	$u_{\vartheta_{CC}}$
0	0,00	0,02	0,15	-0,02	0,15
3	7,28	7,29	0,12	7,23	0,12
4	8,73	8,78	0,15	8,71	0,15
5	9,67	9,54	0,13	9,46	0,14
6	10,04	10,07	0,13	10,00	0,14
7	11,20	11,22	0,12	11,15	0,12

Observa-se que a incerteza associada às medições de velocidade de vento são baixas. Verifica-se que a máxima incerteza de medição de velocidade de vento para a técnica proposta foi de 0,15 m/s. Na Figura 7.6 ilustram-se os valores medidos de velocidade de vento e suas incertezas de medição em função do ajuste de posição de velocidade (COSTA, 2015).

Figura 7.6 - Incerteza de medição de velocidade de vento utilizando a técnica DFT.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Um fator que deve ser mencionado e que deve ter contribuído para o aumento da incerteza de medição de velocidade de vento é o valor inexato da referência utilizada como fonte geradora de vento, no caso o túnel de vento do LENHS-UFPB. Nenhum estudo informando o perfil de velocidade de vento havia para que se pudesse avaliar o experimento (COSTA, 2015).

Observa-se a semelhança entre os dados de velocidade de vento obtidos pela Transformada Discreta de Fourier quando comparados com os dados do resultado experimental obtido pelo anemômetro comercial e pela técnica de Correlação Cruzada. Assim, esses resultados comprovam a eficácia do uso de transdutores de ultrassom, com base na Transformada Discreta de Fourier, para medição de velocidade de vento, quando comparado com o instrumento comercial (COSTA, 2015).

Foi observado que a técnica de Correlação cruzada proporcionou baixos valores de incerteza de medição de velocidade de vento devido a alta taxa de amostragem empregada, a qual torna-se inviável para aplicações de sistemas embarcados de baixo custo. Entretanto a técnica proposta usando a Transformada Discreta de Fourier poderia proporcionar resultados

com baixa incerteza, com menores taxas de amostragem, como foi observado nas simulações (capítulo 6) (COSTA, 2013).

7.7 Conclusões parciais

Neste capítulo foi possível:

1. Identificar, por meio de dados experimentais, que o processo de medição do *ToF* possui realmente uma distribuição normal ou Gaussiana, de suas frequências, confirmando a hipótese apontada no capítulo 2;
2. Determinar o nível de ruído aditivo obtido experimentalmente, por meio de uma Expressão desenvolvida no capítulo 6.
3. Desenvolver um procedimento experimental que culminou com a apresentação dos dados experimentais;
4. Observar que a incerteza associada com as medições de velocidade de vento é baixa. Verifica-se que a máxima incerteza de medição de velocidade de vento foi de 0,15 m/s, quando o sistema foi configurado para a posição 7. Um fator que deve ter contribuído para o aumento da incerteza de medição de velocidade de vento é o valor inexato da referência utilizada como fonte geradora de vento, no caso o túnel de vento do LENHS-UFPB;
5. Observar a semelhança entre os dados de velocidade de vento obtidos pela Transformada de Fourier Discreta quando comparados com os dados dos resultados experimentais obtidos pelo anemômetro comercial e pela técnica de Correlação Cruzada;
6. Verificar que resultados comprovam a eficácia do uso de transdutores de ultrassom, com base na Transformada Discreta de Fourier, para medição de velocidade de vento.

8. Conclusões e propostas para novos trabalhos

8.1 Conclusões

As conclusões finais que podem ser extraídas deste trabalho são:

- Um modelo matemático do sistema ultrassônico baseado na teoria de identificação de sistemas foi desenvolvido. Comprova-se a semelhança do modelo proposto aos dados coletados experimentalmente, em que a função de transferência estimada tem uma aproximação de 89,94%;
- O modelo proposto reproduz as características do sistema ultrassônico com um custo computacional baixo, foi selecionado um filtro com menor ordem do numerador e denominador;
- A Transformada de Fourier de Tempo Curto (STFT) foi utilizada para a determinação do Tempo de Trânsito (*ToF*), utilizando-se da fase do sinal da STFT. Observa-se que ao medir distância, utilizando-se a STFT, o sistema ultrassônico tem alta exatidão;
- Foi possível realizar a análise da Transformada Discreta de Fourier aplicada a sinais ultrassônicos, utilizando a estrutura unidirecional, para medição de velocidade de vento;
- Elaborou-se uma expressão de modo a determinar a localização exata, com ajuste, no valor do Tempo de Trânsito (*ToF*);
- Desenvolveu-se um equacionamento matemático que possibilitou encontrar a diferença de fase entre os sinais ultrassônicos transmitido e recebido utilizando para tanto a DFT;
- Realizou-se uma análise do ruído sobre o sinal recebido da DFT, em que foi constatado que as componentes da DFT possuem incertezas devidas a contribuições dos ruídos aditivo e multiplicativo, no modelo do sinal ultrassônico recebido;
- Observou-se que o ruído multiplicativo não tem influência na medição de incerteza de fase, pois sua contribuição altera apenas o módulo do sinal, não alterando sua fase. Observou-se a existência de uma relação direta entre a medição de incerteza de fase (u_ϕ) e do ruído aditivo;
- Realizou-se um estudo de modo a avaliar influência do ruído aditivo gaussiano na incerteza de fase do sinal, que culminou com o desenvolvimento de uma expressão

que possibilita avaliar a incerteza de fase (u_ϕ) em função do desvio-padrão considerando o ruído aditivo, da amplitude máxima do sinal analisado (v_M), da frequência de operação dos transdutores (f_0), da frequência de amostragem (f_s) e do número de ondas que se deseja analisar (M);

- Observou-se que sob mesmas condições de operação, os transdutores ultrassônicos com frequência de operação de 25 kHz tem uma incerteza de fase cerca de 1,265 menor do que se utilizasse transdutores ultrassônicos de 40 kHz, o que corresponde a uma melhora de 20,95% ;
- Observou-se que quanto maior a frequência de amostragem (f_s) e o número de ondas analisadas (M) menor será a incerteza de fase final (u_ϕ);
- Observou-se que a estimativa do *ToF* ultrassônico com base na técnica DFT é mais exata do que as técnicas TH, PD e MLE, além de apresentar uma baixa incerteza quando comparada com essas técnicas;
- Identificou-se, por meio de dados experimentais, que o processo de medição do *ToF* possui realmente uma distribuição normal ou Gaussiana de suas frequências, confirmando a hipótese apontada no capítulo 2;
- Determinou-se o nível de ruído aditivo obtido experimentalmente, por meio de uma equação desenvolvida no capítulo 6;
- Desenvolveu-se um procedimento experimental que culminou com a apresentação dos dados experimentais;
- Observou-se uma baixa a incerteza associada com as medições de velocidade de vento, no valor de 0,15 m/s. O valor inexato da referência utilizada como fonte geradora de vento deve ter contribuído para o aumento da incerteza de medição;
- Observou-se a semelhança entre os dados de velocidade de vento obtidos pela Transformada de Fourier Discreta quando comparados com os dados dos resultados experimentais obtidos pelo anemômetro comercial e pela técnica de Correlação Cruzada;
- Foi observado que a técnica de Correlação cruzada proporcionou baixos valores de incerteza de medição de velocidade de vento devido a alta taxa de amostragem empregada, a qual torna-se inviável para aplicações em sistemas embarcados de baixo custo. Entretanto a técnica proposta usando a Transformada Discreta de Fourier

poderia proporcionar resultados com baixa incerteza, com menores taxas de amostragem, como foi observado nas simulações (capítulo 6).

- Verificou-se que os resultados comprovam a eficácia do uso de transdutores de ultrassom com base na Transformada Discreta de Fourier, para medição de velocidade de vento.

8.2 Propostas para novos trabalhos

Como proposta de trabalhos futuros estão:

- Montagem de um sistema baseado em microcontrolador para o modelo desenvolvido de medição de velocidade de vento baseada na Transformada Discreta de Fourier;
- Estudo para reavaliar o ruído, pois este só está sendo avaliado no sinal recebido, do transdutor receptor, de modo a obter um modelo que melhor represente o sinal real;
- Uma análise da influência do eco no sinal recebido pode ser realizada de modo a avaliar seu valor;
- Estudos da incerteza de medição para estruturas 3D podem ser avaliadas;
- Estudos podem ser realizados a partir do modelo de simulação e experimental desenvolvidos de modo a avaliar a influência de outros parâmetros não avaliados;
- Estudos de outras técnicas de estimação do Tempo de Trânsito Ultrassônico a partir do modelo de simulação e experimental desenvolvidos.

Referências Bibliográficas

ABREU, P.G. de; ABREU, V.M.N. **Ventilação na avicultura de corte**. Concórdia: Embrapa Suínos e Aves, 2000. 50p. (Embrapa Suínos e Aves. Documentos, 63).

AGUIRRE, L. A. **Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais**. 3^a ed. Belo Horizonte: Editora da UFMG, 2007.

AZIZ, E.; KANEV, Z.; BARBOUCHA, M.; MAIMOUNI, R.; STAROSWIECKI, M. An Ultrasonic Flowmeter Designed According to Smart Sensors Concept. In: **Electrotechnical Conference, 1996. Proceedings of the IEEE**, [S.l.: s.n.], v. 3, 1996, p.1371-1374.

BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas – Volume 1**. 1 ed. Rio de Janeiro, LTC, 2006.

BATTISTI, I. D. E.; BATTISTI, G. **Métodos Estatísticos**. 1 ed. Rio Grande do Sul: Ed. Unijuí, 2008.

BRASIL. Ministério do Trabalho. **Norma Regulamentadora NR-15 - Insalubridade - atividades e operações**. 1994.

BUTTERWORTH, S. On Electrically-Maintained Vibrations. In: **Lecturer in Physics, School of Technology, Manchester, 1915. Proceedings of the Physical Society of London**, London: [s.n.], 1915, p. 410-424.

CAPINERI, L.; MASOTTI, L.; RINIERI, M.; ROCCHI, S. Ultrasonic Transducer as a Black-Box: Equivalent Circuit Synthesis and Matching Network Design. **IEEE Transactions on Ultrasonic, Ferroelectrics, and Frequency Control**, v. 40, n. 6, p. 694-703, nov. 1993.

CATUNDA, S. Y. C.; PESSANHA, J. E. O.; NETO, J. V. F.; CAMELO, N. J.; SILVA, P. R. M. Uncertainty Analysis for Defining a Wind Power Density Measurement System Structure. In: **Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2004. Proceedings of the 21st IEEE**. [S.l.: s.n.], v. 2, 2004. p. 1043- 1047.

COHEN, L. Time-Frequency Distributions – A Review. **Proceedings of the IEEE**. [S.l.: s.n.], v. 77, n. 7 1989. p. 941-981.

CORRÊA, M. V.; AGUIRRE, L. A. Identificação não Linear Caixa-Cinza: Uma Revisão e Novos Resultados. **Revista Controle & Automação**, v. 15, n. 2, p. 109-126, abril, maio e junho 2004.

COSTA, M. M.; FREIRE, R. C. S.; VILLANUEVA, J. M. M.; MARTINS, V. S. G. Concentration H2 Measurement and Uncertainty Analysis using Ultrasonic Transducer. In: **Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2012. Proceedings of the IEEE**. [S.l.: s.n.], 2012, p. 763-767.

COSTA, M. M.; VILLANUEVA, J. M. M.; CATUNDA, S. Y. C.; FREIRE, R. C. S. Comparação de Estruturas de Medição de Velocidade de Vento utilizando Transdutores

Ultrassônicos. In: **XX Congresso Brasileiro de Automática, 2014, Belo Horizonte. Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática.** Belo Horizonte: CBA, 2014, p. 442 - 447.

DAUBECHIES, I. **Ten Lectures on Wavelets. Montpellier.** CBMS-NSF Regional Conference Series in Applied Mathematics. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM), 1992.

DAUBECHIES, I. The Wavelet Transform, Time Frequency Localization and Signal Analysis. **IEEE Transactions on Information Theory**, New York, v. 36, n. 5, p. 961-1005, sep. 1990.

DELMÉE, G. J. **Manual de Medição de Vazão**, 2 ed. São Paulo, Edgard Blucher, 1995.

DUARTE, R. M.; VILLANUEVA, J.M.M; COSTA, M.M.; FREIRE, R.C.S. Ultrasonic time of flight estimation for wind speed measurement based on time-frequency domain using STFT. In: **19th IMEKO TC-4 Symposium on Measurements of Electrical Quantities, IMEKO 19 TC-4**, Barcelona, Espanha, 2013, p. 72 - 76.

ESPINOZA, C. E. M.; VILLANUEVA, J. M. M.; CATUNDA, S. Y. C. Wind Speed Measurement and Uncertainty Analysis using Ultrasonic Sensors with Kalman Filtering. In: **Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2010. Proceedings of the IEEE.** [S.l.: s.n.], 2010. p. 624-628.

FERREIRA, Aurélio Buarque de Holanda. **Novo Dicionário Aurélio da Língua Portuguesa.** 4. ed. Curitiba: Positivo, 2009.

FIORILLO, A. S. Noise Analysis in Air-Coupled PVDF Ultrasonic Sensors. **IEEE Transactions on Ultrasonic, Ferroelectrics, and Frequency Control**, v. 47, n. 6, p. 1432-1437, nov. 2000.

GILMORE, R.; BESSER, L. **Practical RF Circuit Design: for Modern Wireless Systems.** Volume II: Active Circuits and Systems. Boston: Artech House, 2003.

GOMES, A. T. **Telecomunicações: Transmissão e Recepção - AM/FM// Sistemas Pulsados.** 4 ed. São Paulo, Editora Érica, 1988.

GRAPS, A. An Introduction to Wavelets. **IEEE Computational Science and Engineering.** Los Alamitos, v. 2, n. 2, p. 50-61, 1995.

GUETBI, C.; KOUAME, D.; OUAHABI, A.; CHEMLA, J.P.; BENSAADA, L. Flow Velocity Estimation using Ultrasound Signals and Wavelet Transformation. In: **Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE.** [S.l.: s.n.], 1998. p. 1366-1369.

GUM. BUREAU INTERNATIONAL DES POIDS ET MESURES (BIPM). **Evaluation of Measurement data - Guide to expression of uncertainty in measurement**, JCGM 100:2008, GUM 1995 with minor corrections, first edition September 2008.

HAJIMIRI, A.; LEE, T. **A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators.** *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. New York, v. 33, n. 2, p. 179-194, feb. 1998.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física, volume 2: Gravitação, Ondas e Termodinâmica.** 8 ed. Rio de Janeiro, LTC, 2009.

HAUPTMANN, P.; HOPPE, N.; PUETTMET, A. Ultrasonic Sensors for Process Industry, **IEEE Ultrasonic Symposium**. Vol. 1, 2001, p. 369-378.

HAYKIN, S.; VEEN, B. V. **Sinais e Sistemas.** 1 ed. Rio Grande do Sul: Bookman, 2001.

HELLIER, C. J. **Handbook of Nondestructive Evaluation.** 2 ed. New York, McGraw Hill Professional, 2001.

HERNANDES, E.; WEISS, G. **A First Course on Wavelet.** 1 ed. Boca Raton: CRC PRESS, 1996.

HFAC - **HUMANE FARM ANIMAL CARE. Animal Care Standards - Chickens.** Fev. 2009. Disponível em: < <https://calibanskitchen.files.wordpress.com/2010/10/std09-chickens-1ad.pdf> >. Acesso em: 27 de abril de 2015.

HSU, H. P. **Sinais e Sistemas.** 1 ed. Rio Grande do Sul: Bookman, 2004.

HUANG, Y.S.; HUANG, Y.P.; HUANG, K.N.; YOUNG, M.S. An Accurate Air Temperature Measurement System based on an Envelope Pulsed Ultrasonic Time-of-Flight Technique. **IEEE Review of Scientific Instruments**. v. 78, n. 11, p. 115102-1151029, nov. 2007.

IEC 60050-801. International Electrotechnical Vocabulary - Chapter 801: **Acoustics and Electroacoustics.** Geneva, International Electrotechnical Commission, 1994.

INGAROCA, N. S. C.; VILLANUEVA, J. M. M.; FREIRE, R. C. S.; CATUNDA, S. Y. C. Wind Speed Measurement Method using Ultrasonic Sensors with Stationary Wavelet Transform. In: **Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2012. Proceedings of the IEEE.** [S.l.: s.n.], 2012, p. 1759-1763.

JCGM. BUREAU INTERNATIONAL DES POIDS ET MESURES (BIPM). **Evaluation of Measurement data - Supplement 1 to the "Guide to Expression of Uncertainty in Measurement" - Propagation of Distributions using a Monte Carlo Method,** JCGM 100:2008, first edition 2008.

JIANG, S.-B.; YANG, C.-M.; HUANG, R.-S.; FANG, C.-Y.; YEH, T.-L. An Innovative Ultrasonic Time-of-Flight Measurement Method Using Peak Time Sequences of Different Frequencies: Part I. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 60, n. 3, p. 735-744, mar. 2011.

KESTER, W. **Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter.** MT-008 TUTORIAL, Rev. A, Oct. 2008, Analog Devices, Inc. Disponível em: <<http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-008.pdf>>. Acesso em: 08/01/2015.

KINO, S. **Acoustic Waves: Devices, Imaging and Analog Signal Processing**. 1 ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1986.

LAGES, W. F. **Probabilidade e Variáveis Aleatórias**. Rio Grande do Sul, 2004. Apostila do Curso Tópicos Especiais em Automação e Controle II - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Departamento de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

LATHI, B. P. **Sinais e Sistemas Lineares**. 2 ed. Rio Grande do Sul: Bookman, 2007.

LEVY, E. C. Complex-Curve Fitting. **IRE Transactions on Automatic Control**, v. AC-4, n.1, p. 37-43, may 1959.

LIU, Z.; BAI, X.; PAN, Q.; LI, Y.; XU, C. Ultrasonic Echoes Estimation Method using Genetic Algorithm. In: **International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA), 2011**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 613 - 617.

LIVI, C. P. **Fundamentos de Fenômenos de Transporte**. 1 ed. Rio de Janeiro, LTC, 2004.

LJUNG, L. **System Identification - Theory for the User**. 2 ed. New Jersey: Prentice-Hall International, 1999.

LJUNG, L. **System Identification Toolbox™: User's Guide**. MathWorks, Incorporated, 2014. Disponível em: <http://www.mathworks.com/help/pdf_doc/ident/ident.pdf>. Acesso em 11/11/2014.

MA, G.-M.; LI, C.-R.; JIANG, J.; LIANG, J.-Y. A Passive Optical Fiber Anemometer for Wind Speed Measurement on High-Voltage Overhead Transmission Lines. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 61, n. 2, p. 539-544, feb. 2012.

MARIOLI, D.; NARDUZZI, C.; OFFELLI, C.; PETRI, D.; SARDINI, E.; TARONI, A. Digital Time-of-Flight Measurement for Ultrasonic Sensors. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 41, n. 1, p. 93-97, feb. 1992.

MOTCHENBACHER, C. D.; CONNELLY, J. A. **Low-Noise Electronic System Design**. John Wiley & Sons. New York, NY, 1993.

MURATA. **Ultrasonic Sensor: Application Manual (2010)**. Disponível em: <<http://www.datasheetarchive.com/murata%20ma400a1-datasheet.html#>>. Acesso em: 15/05/2012.

MURATA. **Product Specification for Reference Only (2014)**. Disponível em: <www.murata.com/~media/webrenewal/products/sensor/ultrasonic/open/ma40s4r-e.ashx?la=en-us>. Acesso em: 27/04/2015.

NUNES, M. F. **Estudo Comparativo sobre Métodos de Identificação para Levantamento e Modelos a partir de Dados de Resposta em Frequência**. 2006. 105 f. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica - Programa de Pós-Graduação do Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, 2006.

- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 3^a ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall, 2003.
- OLIVEIRA, A. V.; CATUNDA, S. Y. C.; FREIRE, R. C. S. Medição de Nível de Líquidos utilizando Sensores-Ultrassônicos e Filtragem Adaptativa. In: **XVI Congresso Brasileiro de Automática, 2006, Salvador. Anais do XVI Congresso Brasileiro de Automática**. Salvador: CBA, 2006, p. 1049 - 1054.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. **Discrete-Time Signal Processing**. 2 ed. New Jersey, Prentice Hall Processing Series, 1999.
- PALLÀS-ARENY, R.; WEBSTER, J. G. **Sensors and Signal Conditioning**. 2 ed. New York: John Wiley and Sons, 2001.
- PATTISON, A. T. **A Measured Change**. *Wind Systems Magazine*. Richmond Hill, ON/Canadá, v. 2, n. 14, p. 36-40, out. 2010. Disponível em: <http://www.windsystemsmag.com/media/Digital_Editions/oct_2010//5580ADC5F5B1031C2FE5E5EAFCAED632/WS_1010.pdf>. Acesso em: 27/9/2012.
- PESHKOVSKY, A. S. Matching a Transducer to Water at Cavitation: Acoustic horn Design Principles. **Elsevier, Ultrasonic Sonochemistry**. p. 314–322, 2007.
- PESHKOVSKY, S. L.; PESHKOVSKY, A. S. **Shock-Wave Model of Acoustic Cavitation**. **Elsevier, Ultrasonic Sonochemistry**. p. 618–628, 2008.
- RUTMAN, J. Characterization of Phase and Frequency Instabilities in Precision Frequency Sources: Fifteen years of progress. **Proceedings of the IEEE**. [S.l.: s.n.], 1996, v. 66, n. 9, p. 1048–1174.
- SANTANA, V. J. **Modelagem de Transdutores de Ultra-som de Alta Frequência com Arranjo em Anel**. Dissertação de Mestrado em Tecnologia. Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca - CEFET/RJ, Rio de Janeiro, 2008.
- SANTOS, P. A. dos. **Qualidade do ar, conforto térmico e desempenho de frango de corte em dois sistemas de aquecimento e de ventilação**. Tese (Doutorado em Engenharia Agrícola) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Agrícola do Departamento de Engenharia Agrícola do Centro de Ciências Agrárias da Universidade Federal de Viçosa, Viçosa, 2008.
- SANTOSO, S.; POWERS, E. J.; GRADY, W. M.; PARSONS, A. C. Power Quality Disturbance Waveform Recognition using Wavelet-Based Neural Classifier. I. Theoretical foundation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 15, n. 1, p. 222–228, jan. 2000.
- SMITH, S. W. **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing**. 1 ed. San Diego, California Technical Publishing, 1997.
- TAO, R.; LI, Y.-l.; WANG, Y. Short-Time Fractional Fourier Transform and Its Applications. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 58, n. 5, p. 2568-2580, may 2010.

TAYLOR, J.R. An Introduction to Error Analysis the Study of Uncertainties in Physical Measurement. 2 ed. Sausalito, Calif. University Science Books, 1997.

TIWARI, A.K.; SHUKLA, K. K. Wavelet Transform based Fuzzy Inference System for Power Quality Classification. **Lecture Notes in Computer Science**. Berlin, 2002. p. 1386-1394.

TONG, C. C.; FIGUEROA, J.F.; BARBIERI, E. A Method for Short or Long Range Time-of-Flight Measurements using Phase-Detection with an Analog Circuit. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 50, n. 5, p. 1324-1328, oct. 2001.

UBABEF - União Brasileira de Avicultura. Disponível em: <<http://www.ubabef.com.br/files/publicacoes/41c30a0f46702351b561675f70fae077.pdf>>. Acesso em: 14 de maio de 2015.

VAN DYKE, K. S. The Piezo-Electric Resonator and its Equivalent Network. **Proceedings of the Institute of Radio Engineers**. [S.l.: s.n.], 1928. p. 742-764.

VILLANUEVA, J. M. M.; CATUNDA, S. Y. C.; TANSCHETT R.; PINTO, M. M. S. Wind Speed Measurement Data Fusion of Phase Difference and Time-of-Flight Techniques using Ultrasonic Transducers. In: **Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2007. Proceedings of the IEEE**. [S.l.: s.n.], 2007, p. 1-6.

VILLANUEVA, J. M. M. **Fusão de Dados das Técnicas de Tempo de Trânsito utilizando Transdutores Ultra-Sônicos para medição da velocidade do Vento**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2009.

VILLANUEVA, J. M. M.; FREIRE, R. C. S.; CATUNDA, S. Y. C. Estimção do Tempo de Trânsito Ultrassônico utilizando Estratégias Evolutivas para a Medição da Velocidade do Vento. In: **XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática**. Campina Grande: CBA, 2012, p. 3498 - 3502.

VIM. Vocabulário Internacional de Metrologia – **Conceitos Fundamentais e Gerais e Termos Associados**. INMETRO 1ª edição Luso - Brasileira, 2012.

WEEKS, M. **Processamento Digital de Sinais - Utilizando MATLAB e Wavelets**. 2 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012.

Anexo A

A.1 Faixa de medição de velocidade de vento

Nesta seção é realizado um estudo da dependência da diferença de fase com respeito à variação de velocidade do vento e da distância entre os transdutores.

Para a estrutura de medição direcional da Figura 2.5, reescrevendo a Equação (2.16) para que se tenha a variação da fase instantânea em virtude de distância L entre os transdutores e de velocidade do vento ϑ , tem-se (VILLANUEVA, 2009):

$$\phi(L, \vartheta) = \frac{2\pi fL}{C + \vartheta \cos \theta} \quad (\text{A.1})$$

A defasagem instantânea $\Delta\phi$ entre o sinal transmitido e recebido é determinada como a diferença de fase ϕ e a fase instantânea para o ar parado ϕ_0 : $\Delta\phi = \phi_0 - \phi$. Assim, tem-se:

$$\Delta\phi(L, \vartheta) = \frac{2\pi fL}{C} - \frac{2\pi fL}{C + \vartheta \cos \theta} \quad (\text{A.2})$$

Reagrupando os termos, tem-se:

$$\Delta\phi(L, \vartheta) = 2\pi fL \left(\frac{\vartheta \cos \theta}{C(C + \vartheta \cos \theta)} \right) \quad (\text{A.3})$$

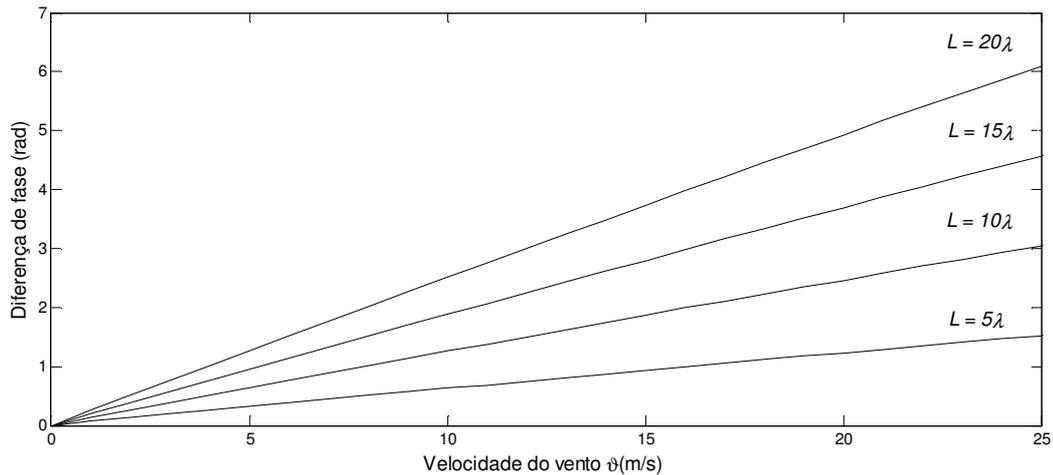
Uma vez que a diferença de fase entre dois sinais é finita e possui intervalo de variação de $0 \leq \Delta\phi \leq 2\pi$, considera-se que a máxima diferença de fase entre o sinal transmitido e recebido seja de 2π , assim, pode-se definir a velocidade máxima (ϑ_{MAX}) como (VILLANUEVA, 2009):

$$\vartheta_{MAX} = \frac{C^2}{(fL - C) \cos \theta} \quad (\text{A.4})$$

A partir da Equação (A.4), ilustra-se na Figura A.1 o comportamento da diferença de fase entre a onda transmitida e recebida, para uma variação da distância $L = n\lambda$ ($n = 5, 10, 15$ e 20), e uma variação de velocidade do vento de 0 a 25 m/s. Para este caso, considera-se que o

ângulo entre os transdutores e a direção do vento seja $\theta = \pi/4$ e que a temperatura seja de $T_K = 298,15$ K (25 °C). Na Tabela A.1 apresenta-se a velocidade máxima do vento para as diferentes distâncias $L = n\lambda$ ($n = 5, 10, 15$ e 20) (VILLANUEVA, 2009).

Figura A.1 – Variação da Diferença de Fase medida em virtude da distância entre os transdutores $L = n\lambda$ ($n = 5, 10, 15$ e 20) e da velocidade do vento.



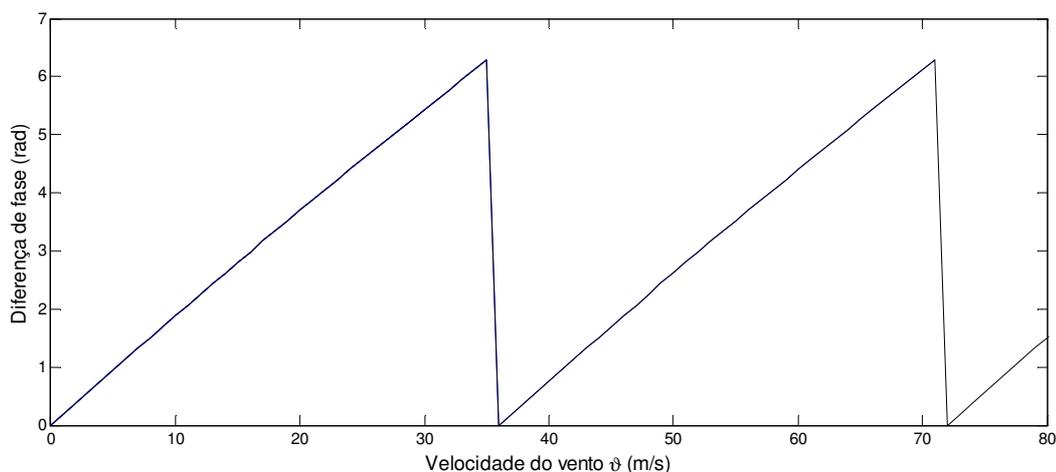
Fonte: Reproduzida de (Villanueva, 2009).

Tabela A.1 – $\vartheta_{MAX} \times L$.

Distância L (cm)	Velocidade do vento máxima – ϑ_{MAX} (m/s)
$5.\lambda = 4,33$	122,54
$10.\lambda = 8,67$	54,46
$15.\lambda = 13,00$	35,01
$20.\lambda = 17,33$	25,79

Para velocidades do vento superiores a velocidade máxima (ϑ_{MAX}) observa-se a repetição periódica do intervalo de defasagem inicial. Assim, a cada ciclo de defasagem observa-se a mesma conduta, com período igual à velocidade máxima medida. Na Figura A.2 é representado esse comportamento.

Figura A.2 – Diferença de fase em virtude de velocidade do vento, para $L = 15\lambda$.



Fonte: Reproduzida de (Villanueva, 2009).

Pode-se concluir que:

- A progressão da distância entre os transdutores (aumento de L) acarreta um aumento na diferença de fase, para uma mesma velocidade (VILLANUEVA, 2009);
- Ao atingir a velocidade máxima, há uma repetição do ciclo. O comportamento da diferença de fase em virtude de velocidade é do tipo *dente de serra*, com período igual à velocidade do vento máxima (v_{MAX}), para valores determinados de L e de T_K (VILLANUEVA, 2009);
- A distância entre os transdutores L influencia no valor máximo da velocidade do vento (v_{MAX}) que pode ser medido para um período.

Apêndice A

A.1 Publicações realizadas

As contribuições dos resultados das pesquisas realizadas durante a execução deste trabalho podem ser verificadas nos seguintes artigos, os quais divulgam o trabalho ora realizado:

COSTA, M. M.; VILLANUEVA, J. M. M; FREIRE, R. C. S.; CATUNDA S. Y. *Wind Speed Measurement based on Ultrasonic Sensors using Discrete Fourier Transform*. Submetido à revista: **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, feb. 2015.

COSTA, M. M.; VILLANUEVA, J. M. M.; CATUNDA, S. Y.; FREIRE, R. C. S. *Comparação de estruturas de medição de velocidade do vento utilizando transdutores ultrassônicos*. **Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática, XX CBA**, pp. 442-447, Belo Horizonte, Brasil, 2014.

COSTA, M. M.; VILLANUEVA, J. M. M.; CATUNDA, S. Y.; FREIRE, R. C. S. *Análise das incertezas da medição da velocidade do vento usando transdutores de fio quente e de ultrassom*. **Seminário Internacional de Metrologia Elétrica, X Semetro**, pp. 1-5, Buenos Aires, Argentina, 25 - 27 September 2013.

DUARTE, R. M.; VILLANUEVA, J.M.M; **COSTA, M.M.**; FREIRE, R.C.S. *Ultrasonic time of flight estimation for wind speed measurement based on time-frequency domain using STFT*. **19th IMEKO TC-4 Symposium on Measurements of Electrical Quantities, IMEKO 19 TC-4**, pp. 72-76, Barcelona, Espanha, 2013.

VILLANUEVA, J. M. M.; CATUNDA, S. Y. ; FREIRE, R. C. S.; **COSTA, M. M.**; INGAROCA, N. S. C. *Wind speed measurement based on time-of-flight estimation using*

extended Kalman filter. Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2013 IEEE International, pp. 1182-1187, 6 - 9 May 2013.

COSTA, M. M.; FREIRE, R. C. S.; CATUNDA, S. Y. ; VILLANUEVA, J. M. M. *Wind speed measurement based on ultrasonic sensors using discrete Fourier transform. Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2013 IEEE International*, pp. 499-504, 6 - 9 May 2013.

COSTA, M. M.; FREIRE, R. C. S.; VILLANUEVA, J. M. M.; MARTINS, V. S. G. *Concentration H₂ measurement and uncertainty analysis using ultrasonic transducer. Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2012 IEEE International*, pp.763-767, 13-16 May 2012.