



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

JEAN CARLOS FABIANO DOS SANTOS

RECUPERAÇÃO DO ENVELOPE DE ONDAS
ULTRASSÔNICAS CORROMPIDAS, PARA DETERMINAÇÃO
DO TEMPO DE TRÂNSITO USANDO A TÉCNICA DA
DETECÇÃO DE CRUZAMENTO POR ZERO

JEAN CARLOS FABIANO DOS SANTOS

RECUPERAÇÃO DO ENVELOPE DE ONDAS
ULTRASSÔNICAS CORROMPIDAS, PARA DETERMINAÇÃO
DO TEMPO DE TRÂNSITO USANDO A TÉCNICA DA
DETECÇÃO DE CRUZAMENTO POR ZERO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Alexandre de França.

Londrina
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da UEL

Santos, Jean Carlos Fabiano dos.

Recuperação do envelope de ondas ultrassônicas corrompidas, para determinação do tempo de trânsito usando a técnica da detecção do cruzamento por zero. / Jean Carlos Fabiano dos Santos. - Londrina, 2018.
86 f. : il.

Orientador: José Alexandre de França.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

Inclui bibliografia.

1. Envelope - Tese. 2. Transdutores - Tese. 3. Ultrassom - Tese. 4. Processamento de sinais - Tese. I. França, José Alexandre de. II. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

JEAN CARLOS FABIANO DOS SANTOS

**RECUPERAÇÃO DO ENVELOPE DE ONDAS ULTRASSÔNICAS
CORROMPIDAS, PARA DETERMINAÇÃO DO TEMPO DE TRÂNSITO
USANDO A TÉCNICA DA DETECÇÃO DE CRUZAMENTO POR ZERO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA

Orientador: Prof. Dr. José Alexandre de França
Universidade Estadual de Londrina - UEL

Prof. Dr. Francisco Granziera Júnior
Universidade Estadual de Londrina - UEL

Prof. Dr. Joaquim Miguel Maia
Universidade Tecnológica Federal do Paraná -
UTFPR

Londrina, 27 de setembro de 2018.

"Ter-mi-na-mos! Wooooooooooooooooow!"

Rigby e Mordecai - Apenas Um Show.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por me dar força, sabedoria e paciência, para realizar com calma todo o trabalho desenvolvido. Aos meus pais, Claudeir Lopes dos Santos e Suzeli Fabiano Ferreira dos Santos, que desde sempre nunca mediram esforços para investir em uma boa educação para seus filhos. Em especial, à minha namorada, Priscila Pagliari, que sempre esteve ao meu lado me apoiando em todas as dificuldades encontradas. Agradeço ao meu orientador, José Alexandre de França, por ter aceito o desafio de me orientar nesse projeto, me oferecendo uma base sólida e fortíssima de conhecimento e ideias. Aos meus familiares e amigos mais próximos que de alguma forma durante o meu mestrado, ajudaram para que hoje esse trabalho fosse concretizado. Aos demais professores do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina. À Universidade Estadual de Londrina, pela utilização de suas instalações, pelo auxílio dado através de seus funcionários e colaboradores, também ao CNPq e à CAPES pelo apoio financeiro.

Resumo

Conhecer a velocidade do vento é um fator importante que engloba diversas áreas científicas. Para os modelos existentes de anemômetros, o ultrassônico é o que pode ser utilizado em grande maioria das aplicações. Como parte do cálculo necessário para aquisição da velocidade do vento, é preciso encontrar o tempo que uma onda de ultrassom leva para percorrer de um ponto a outro. Esse tempo é conhecido por tempo de trânsito (TOF). Os TOF são valiosas medidas empregadas em técnicas que realizam estimativa de deslocamentos, distâncias e velocidades de fluidos em movimento, dentre eles, o vento. O maior desafio de medir o TOF é determinar o correto momento em que onda ultrassônica chegou na recepção, pois, ela estará imersa em ruído e sua envoltória provavelmente corrompida por ações do vento. A metodologia proposta por este trabalho apresenta um algoritmo combinado entre um Filtro de Kalman Estendido (EKF) e uma técnica de cruzamento por zero (ZCD). O método EKF é responsável pelo estágio de eliminação do ruído e estimação da envoltória real do ultrassom, enquanto o ZCD detecta o correto TOF do sinal estimado. No trabalho, também são apresentadas as falhas e soluções encontradas para cada técnica, além de avaliar um circuito de condicionamento mais robusto para excitação e aquisição de transdutores de ultrassom. No final é mostrado que, para velocidades de até 75 km/h, com o uso da metodologia do trabalho, foi obtido um coeficiente de determinação de $R_{Det}^2 = 0,9977$ e erro relativo de 14,58% em relação a um anemômetro comercial utilizado como referência nesta pesquisa.

PALAVRAS-CHAVE: Envelope. Transdutores. Ultrassom. Processamento de Sinais.

Abstract

Knowing the wind speed is an essential factor that includes several scientific areas. For existing models of anemometers, ultrasonic is which can be used in most applications. As part of the calculation required to acquire wind speed, one must find the time that an ultrasound wave takes to travel from one place to another. This time is known as Time Of Flight (TOF). The TOF are valuable measures used in techniques that estimate the displacements, distances, and velocities of moving fluids, among them, the wind. The biggest challenge in measuring TOF is to determine the correct moment when the ultrasonic wave arrives at the reception because it will be immersed in noise and its envelope probably will be corrupted by the wind. The methodology proposed by this work presents a combined algorithm between an Extended Kalman Filter (EKF) and a Zero Crossing Detection technique (ZCD). The EKF method is responsible for the noise elimination stage and estimation of the actual envelope of the ultrasound, while the ZCD detects the correct TOF of the estimated signal. The work also presents the failures and solutions found for each technique, in addition to demonstrating a more robust conditioning circuit for excitation and acquisition of ultrasound transducers. In the end, it is shown that, for speeds of up to 75 km/h, using the work methodology, a determination coefficient of $R_{Det}^2 = 0.9977$ and relative error of 14,58% was obtained concerning a commercial anemometer used as the reference in this research.

KEYWORDS: Envelope. Transducers. Ultrasound. Signal Processing.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Abreviaturas

Convenções

1	Introdução	1
1.1	Organização do Trabalho	4
2	Fundamentação Teórica	5
2.1	Transdutores ultrassônicos	5
2.1.1	Histórico	5
2.1.2	Emissão e recepção de sinais	6
2.2	Modelo do sinal de ultrassom	8
2.3	Propriedades e velocidade do som	9
2.4	Velocidade do vento	10
2.5	Métodos de detecção do ultrassom	12
2.5.1	Emissão do ultrassom	12
2.5.2	Detecção por limiar de tensão	14
2.5.3	Detecção por diferença de fase	15
2.5.4	Detecção por correlação cruzada	16
2.5.5	Detecção por predição da envoltória ultrassônica	19
2.5.6	Comparativos e incertezas entre métodos de detecção do tempo de trânsito	21

2.6	Técnica do cruzamento por zero	22
3	Metodologia	25
3.1	Determinação do sinal de ultrassom	25
3.1.1	Compreensão do sinal de ultrassom	25
3.1.2	Recuperação da onda ultrassônica	28
3.1.3	Detecção do tempo de trânsito pela técnica do cruzamento por zero	33
3.2	Circuito de condicionamento para transdutores comerciais	36
3.2.1	Melhoramento do circuito de condicionamento	36
3.2.2	Transmissão do circuito de condicionamento	39
3.2.3	Recepção do circuito de condicionamento	40
3.2.4	Acionamento do circuito	44
3.2.5	Aquisição dos dados em campo	46
4	Resultados Experimentais	49
4.1	Montagem da estrutura de aquisição	49
4.1.1	Confecção das placas de condicionamento	49
4.1.2	Arranjo dos transdutores na estrutura	50
4.1.3	Validação da montagem	52
4.2	Validação experimental	53
4.2.1	Modelamento do ultrassom	53
4.2.2	Simulação da Transformada de Hilbert	54
4.2.3	Validação do algoritmo	55
4.2.4	Testes em campo	57
5	Conclusão	63
5.1	Sugestões para trabalhos futuros	64
	Referências	65

Apêndice A – Cálculos Matemáticos	68
A.1 Matriz das Medidas	69
Apêndice B – Circuito de Condicionamento	75
Anexo A – <i>Datasheet</i> do transdutor ultrassônico 400EP18A	78
Anexo B – <i>Datasheet</i> do Anemômetro WindMaster 3D	80
Anexo C – Folha de apresentação do <i>datasheet</i> do microcontrolador STM32	83

Lista de Figuras

2.1	Circuito equivalente de um transdutor piezoelétrico.	6
2.2	Emissão e recepção de sinais ultrassônicos usando transdutores. . . .	7
2.3	Arranjo dos transdutores para cálculo da velocidade de um fluido. . .	8
2.4	Efeito de rarefação e compressão do ar causado pelas vibrações emitidas pelo transdutor ultrassônico.	9
2.5	Transdutores trabalhando tanto como emissor como receptor.	11
2.6	20 Pulsos de excitação em fase com o ultrassom de recepção.	13
2.7	Detecção por <i>threshold</i>	14
2.8	Sinais de emissão e recepção no cálculo da diferença de fase.	15
2.9	Detecção por correlação cruzada.	16
2.10	Sinal da transmissão e recepção de um ultrassom separados por um atraso de 600 ms.	18
2.11	Correlação cruzada entre os sinais da Figura 2.10.	18
2.12	Experimento realizado por Angrisani, Baccigalupi e Schiano Lo Moriello (2004).	20
2.13	Primeiro cruzamento por zero em uma onda genérica senoidal.	23
2.14	Revés da aplicação da técnica do cruzamento por zero em sinais ruidosos.	24
3.1	Variação de A_0 em (3.1).	26
3.2	Variação de τ em (3.1).	26
3.3	Variação de T em (3.1).	27
3.4	Variação da onda com e sem o termo seno em (2.1).	27
3.5	Relação das variáveis que compõem o sinal de ultrassom (2.1).	28
3.6	Envoltória do sinal de ultrassom extraída pela Transformada de Hilbert e aquisição de A_0 e τ	31

3.7	Cruzamentos do ultrassom em uma onda de referência e uma submetida às ações do vento.	34
3.8	Ruído que aparece no circuito proposto por Lopes et al. (2017)	36
3.9	Seleção da chave no circuito em primeiro momento.	37
3.10	Seleção da chave no circuito em segundo momento.	38
3.11	Metodologia para aquisição de dados reais de ultrassom.	39
3.12	Filtro Passa-Baixas Sallen-Key	41
3.13	Diagrama de Bode de TF_{Filtro}	43
3.14	Step de TF_{Filtro}	44
3.15	Acionamento Geral.	45
3.16	Fluxograma de acionamento.	46
3.17	Estrutura de aquisição	47
3.18	Metodologia para aquisição de dados reais de ultrassom.	47
4.1	Módulo PCB do circuito da Figura 3.11: (a) Face superior, (b) Face inferior.	49
4.2	Dois módulos do circuito da Figura 3.11.	50
4.3	Suporte do par de transdutores com distância de 20 cm: (a) Estrutura aberta, (b) Estrutura fechada.	51
4.4	Posicionamento do transdutor na estrutura.	52
4.5	Comparativo dos sinais do circuito proposto e do melhorado.	52
4.6	Simulação da equação de ultrassom com a detecção do cruzamento por zero.	53
4.7	Iterações de TOF.	54
4.8	Simulação da Transformada de Hilbert sobre o ultrassom.	55
4.9	EKF aplicado a um sinal real introduzido a um ruído simulado de 25 dB.	56
4.10	Erro relativo do ultrassom estimado pela SNR do ruído aplicado.	57
4.11	Montagem da estrutura de aquisição no veículo para realização dos testes.	58
4.12	Remoção do ruído em uma onda ultrassônica coletada em campo.	58

4.13	Amostras do comparativo entre os valores de referência com os medidos em campo.	61
4.14	Comparação entre o anemômetro comercial e a estrutura de aquisição, antes e após a calibração do sistema.	62
B.1	Diagrama elétrico do circuito de transmissão e recepção do ultrassom	76
B.2	Diagrama elétrico dos reguladores de alimentação e conectores do circuito de condicionamento	77

Lista de Tabelas

2.1	Dados do método da Figura 2.14	24
3.1	Laço básico do Filtro de Kalman.	29
3.2	Laço recursivo da detecção do cruzamento por zero.	35
4.1	Algumas amostras do teste em campo.	60

Lista de Abreviaturas

EKF - *Extended Kalman Filter* - Filtro de Kalman Estendido

ZCD - *Zero-Crossing Detection* - Detecção do Cruzamento por Zero

TOF - *Time of Flight*

A/D - Analógico-Digital

SNR - *Signal-to-Noise Ratio* - Relação Sinal Ruído

CMOS - *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*

UART - *Universal asynchronous receiver/transmitter*

USB - *Universal Serial Bus*

PCB - *Printed Circuit Board* - Placa de Circuito Impresso

Convenções

As seguintes notações matemáticas foram adotadas neste trabalho:

- Letras minúsculas em negrito denotam vetores coluna (caso não haja nenhuma especificação)
- Letras maiúsculas em negrito denotam matrizes;

Define-se aqui alguns símbolos recorrentes neste trabalho:

- C_S : velocidade do som;
- f_0 : frequência de ressonância;
- A_0 : amplitude do ultrassom;
- T : parâmetro do transdutor ultrassônico;
- α : parâmetro do transdutor ultrassônico;
- v_{fase} : velocidade do vento para o método da diferença de fase;
- ϕ_{AB} : fase instantânea;
- d : distância entre transdutores;
- v_{sf} : velocidade do som através dos fluídos;
- B : módulo de compressão volumétrica;
- ρ : densidade do fluido;
- T_s : temperatura absoluta do meio;
- τ : tempo de trânsito;
- τ_{AB} : tempo de trânsito do transdutor A ao B;
- τ_{BA} : tempo de trânsito do transdutor B ao A;
- \mathbf{x}_0 : vetor de estados;

- \mathbf{P}_0 : matriz de covariância do erro;
- E_R : erro de condição de parada;
- k : índice de iteração.
- A_{CZ} : amplitude do vetor de cruzamentos por zero;
- T_{CZ} : tempo do vetor de cruzamentos por zero;
- Ganho_{AD620} : ganho do amplificador operacional
- $F_{CRecep.}$: frequência de corte do filtro *Sallen-Key* ;
- Q_{Filtro} : fator de qualidade do filtro *Sallen-Key*;
- TF_{Filtro} : função de transferência do filtro *Sallen-Key*;
- δ_R : erro relativo;
- $y_{calibrado}$: dados medidos calibrados;
- y_{medido} : dados medidos;
- R_{Det}^2 : Coeficiente de determinação.

1 Introdução

A mensuração da velocidade do vento é um estudo realizado em diversas áreas (CHOOSAKUL; KAKSUNGNOEN; WITONSET, 2015; JIANG; LIU; LI, 2017; CLEUGH; MILLER; BÖHM, 1998; DOBAKSHARI; FOTUHI-FIRUZABAD, 2009). Existem inúmeras formas de realizar a medição da velocidade do vento, porém, na atualidade, a aferição mais confiável e precisa é baseada no ultrassom. Em contrapartida a essa confiabilidade, o tratamento dado no sinal ultrassônico é mais complexo e trabalhoso.

O maior obstáculo em técnicas relacionadas ao ultrassom é determinar a presença da onda ultrassônica, isto é, poder afirmar se o sinal desejado existe e o tempo no qual este chegou ao destino. Ações externas como neblina, velocidade ou direção do vento, e vibrações causadas por outras fontes fazem com que a onda chegue corrompida imersa em ruído, muitas vezes com sua envoltória parcialmente deformada. Além do ruído presente na onda, outro fator crucial na correta detecção do sinal, mesmo que este esteja limpo e recuperado, é saber qual momento o sinal realmente começou a chegar. Além de incertezas, ações externas fazem com que o sinal possua um atraso ou adiantamento no momento da recepção.

Para realizar a correta determinação da defasagem da onda, que é o fundamento para aplicações em anemômetros, são utilizadas técnicas que se baseiam na amplitude, autocorrelação e na envoltória do sinal. Atrasos muito longos podem gerar problemas de fronteiras, conhecidos como ambiguidades na detecção, em que a onda atravessa um período inteiro esperado para a sua chegada. Além disso, outro problema envolvido com tais métodos, é que aplicar um filtro para remoção do ruído ultrassônico faz com que o sinal possa ter uma pequena atenuação em determinados casos, fazendo-o perder parcialmente parte das informações do seu envelope.

Dos meios mais usuais para mensuração da velocidade de fluidos por ultrassom estão detecção por diferença de fase, correlação cruzada, nível de *threshold* e, em destaque, o tempo de trânsito. A prática mais trivial de identificar o sinal ultrassônico é pelo método conhecido por detecção do nível de *threshold* (RAYA et al., 2008). Nesse mecanismo, o sinal é determinado por meio da amplitude através de um nível mínimo de tensão pré-definida. A ideia é simples, quando o sinal for maior que zero significa que o pulso chegou. Contudo, na presença de ruído isso não funciona, pois a própria perturbação faz o sinal ser maior que zero, sendo necessário colocar um limite acima

de um limiar de tensão. No entanto, isso é ruim porque torna a detecção dependente da amplitude do sinal de ultrassom, que é alterado com outras variáveis.

O ruído, tanto o externo como o eletrônico, nesse sistema o torna muito propício a medidas errôneas, visto que é necessário atentar-se sempre em não ultrapassar o limiar. Essa técnica também requer calibrações periódicas, pois os componentes de condicionamento do circuito podem fazer com que o valor do limiar de tensão mude com o tempo.

Outro processo, conhecido como diferença de fase (XI-BO et al., 2016; HUANG et al., 2003; KHYAM et al., 2017), consiste em medir a diferença de fase entre as ondas de transmissão e recepção. A dificuldade desse procedimento é que, caso a técnica possua referência fixa, o máximo que a onda poderá defasar será um período inteiro (GUEUNING et al., 1996). Isto limitará a velocidade máxima que o sistema será capaz de aferir. Além disso, são necessárias calibrações regulares no sistema, uma vez que é difícil garantir uma defasagem de qualidade nos fluidos que possuem velocidade constante, isso porque o sinal tende a estar em contínua trepidação.

Outra técnica, conhecida por correlação cruzada (QUEIROS; GIRAO; SERRA, 2006), é uma metodologia que efetua a correlação cruzada entre a onda emitida e a recebida. Assemelha-se com o processo da diferença de fase, contudo com o uso de processamento de sinais. Essa técnica é muito utilizada para mensurar níveis de vibrações, onde é simples trabalhar com pares de transdutores (SHI et al., 2016). No entanto, ao medir a velocidade do vento, requer que a onda emitida seja mensurada no exato momento que sai do emissor, o que é algo complexo de se projetar sem que haja perdas de energia. Ademais, nesta metodologia, incertezas são introduzidas devido às técnicas de interpolação.

Um procedimento que também se baseia na amplitude e envoltória do ultrassom é a técnica do tempo de trânsito (TOF). Nesta técnica é aplicado um trem de pulsos no transdutor ultrassônico emissor, o qual gerará um conjunto de oscilações conhecidas que trafegará pelo ar. Este sinal chega no receptor parcial ou totalmente corrompido, podendo também possuir um atraso ou adiantamento do tempo ideal de chegada (MARIOLI et al., 1992).

A técnica do tempo de trânsito é vantajosa em relação às demais, pois esta não é restringida por qualquer outro sinal de referência. Basicamente, a mesma onda emitida, após uma contagem de tempo, é esperada na recepção. O desafio existente nesse sistema é detectar somente o ultrassom, visto que este pode estar imerso em ruído. Como já mencionado, mesmo que o sinal esteja livre de ruídos, é preciso saber o correto instante que o ultrassom começou a chegar na recepção, considerando que ações externas

possam ter causado um adiantamento ou atraso na fase da onda. Para solucionar esses problemas são necessários introduzir processamentos adicionais. Pela técnica não possuir zonas limitantes, como níveis de tensão, fase e referência externas, é considerado um método aberto aos diferentes modelos de processamento de sinais. Por esses motivos, esta é a metodologia base escolhida para o desenvolvimento do trabalho.

Um método mais avançado foi apresentado por Angrisani, Baccigalupi e Schiano Lo Moriello (2004). Na técnica, Angrisani, Baccigalupi e Schiano Lo Moriello (2004) resolvem o problema dos ruídos no ultrassom através de estimação da envoltória. Para isso, utilizou um Filtro de Kalman Estendido (EKF). Basicamente, é escolhida uma equação que modela o ultrassom e, a partir desta, o formato do envelope é predito. A técnica é muito boa, pois elimina totalmente o ruído do envelope ultrassônico, que é um dos maiores problemas nas demais técnicas. Além disso, dentre os parâmetros preditos na equação, um deles é o TOF.

Isto é, na técnica de Angrisani, Baccigalupi e Schiano Lo Moriello (2004), o TOF é obtido e o envelope real do sinal é recuperado. Contudo, o método possui problemas. No momento da detecção do TOF quando o sinal ultrassônico é deformado, pois a aplicação da metodologia é totalmente dependente da inicialização do EKF. Além de depender também da própria envoltória a ser estimada. Durante o trabalho de Angrisani, Baccigalupi e Schiano Lo Moriello (2004), a partir da equação que modela o ultrassom, ele “apresenta” para o EKF como deve ser o formato esperado do sinal através da configuração dos parâmetros iniciais. Entretanto, na mensuração da velocidade dos fluidos, como o vento, por exemplo, isso é algo que não pode ser feito, visto que deformará o formato inicial da envoltória. Caso ocorra a deformação, o envelope esperado pelo EKF não existirá mais, fazendo com que o método indique valores errados na predição. Para atingir o novo formato imposto pela deformação causada pelo vento, o EKF fará compensações entre os parâmetros, aumentando o erro de um, para diminuir o de outro. Assim, chegando o mais próximo do novo envelope, porém com os parâmetros cheios de incertezas, dentre eles, o TOF.

Para resolver esse problema, o presente trabalho combinou o EKF com uma técnica de detecção de cruzamentos por zero (ZCD). A metodologia do ZCD consiste em detectar quando uma função muda de sinal. Em determinados casos, o EKF chega a boas aproximações do envelope do sinal, porém com um TOF equivocado. Assim, é estimada a envoltória do sinal pelo EKF e o TOF determinado pelo ZCD. A vantagem de aplicar essa combinação é que o ZCD não é dependente da envoltória do sinal, como os métodos mencionados. O único problema do ZCD é ser aplicado em um sinal ruidoso, e isso é resolvido pelo EKF, o que torna a aplicação do ZCD viável e muito vantajosa. O objetivo do ZCD é, ao contrário do EKF, não considerar somente o en-

velope, mas também a oscilação do sinal, isto é, a onda completa. Pois, caso o sinal ultrassônico não esteja presente, a função não muda de sinal e, conseqüentemente, não haverá detecções. Caso o sinal ultrassônico comece a chegar na recepção, a envoltória se torna maior que zero, e a função passa a mudar o sentido. Com isso, o ZCD irá detectar essa pequena mudança através da variação no eixo causado pela oscilação do ultrassom. Dessa maneira, é determinado o TOF do sinal.

Na presente pesquisa é apresentada uma solução de como contornar os problemas presentes na detecção do TOF no ultrassom. É apresentado um combinado entre ZCD e EKF, além de validar para qual faixa de velocidade do vento ele se mostra eficaz para tal finalidade. É utilizada uma combinação do EKF com correções no TOF feitas pelo ZCD, em que é eliminado o ruído do sinal, para depois detectar o momento de chegada da onda através do ZCD. Abordagem, esta, que é essencial para o cálculo do tempo de trânsito e, conseqüentemente, da velocidade do vento.

1.1 Organização do Trabalho

Este trabalho está dividido em cinco capítulos, descritos brevemente a seguir.

O Capítulo 1 apresenta o panorama geral e os objetivos do estudo realizado.

O Capítulo 2 apresenta uma breve fundamentação teórica ilustrando alguns conceitos básicos. Nesta parte também são mostrados os métodos de detecção existentes e seus problemas inerentes, apresentando a solução adotada para o decorrer da pesquisa.

No Capítulo 3 é descrito a metodologia desenvolvida, expondo também as soluções e validações para os desafios encontrados. É apresentado, com mais propriedade, a equação do ultrassom, o EKF e a técnica do ZCD.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados obtidos e os problemas solucionados. É indicado, também, para qual faixa de velocidade do vento a técnica se mostra eficaz.

Por fim, no Capítulo 5, são apresentadas as considerações finais do trabalho e possíveis estudos futuros.

2 Fundamentação Teórica

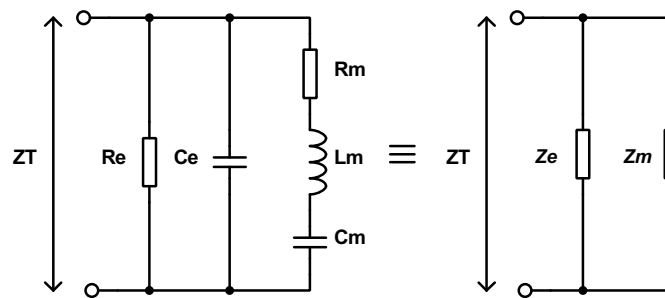
2.1 Transdutores ultrassônicos

2.1.1 Histórico

Ultrassom é uma onda emitida em uma frequência acima de 20 kHz, podendo chegar na região de GHz. Até meados de 1920 ainda não era utilizado. Procurando soluções para transmissores sonoros, o primeiro transdutor foi desenvolvido por Langevin que, basicamente, eram formados por cristais de quartzo conectados e acoplados a eletrodos que forneciam tensões alternadas, assim gerando o fenômeno piezoelétrico e emitindo ondas de ultrassom (MASON; THURSTON, 1981).

Atualmente existem inúmeras categorias de transdutores, tais como o piezoelétrico, eletromagnético e o capacitivo. Dentre os existentes, o mais utilizado devido à sua maior praticidade de acionamento, e principalmente pela ampla faixa de frequências de operação, é o transdutor piezoelétrico.

Um material piezoelétrico, quando submetido a um estímulo mecânico, resulta na geração de uma força eletromotriz, sendo o oposto também verdadeiro. Nesta condição, ao ser aplicado um sinal elétrico nesse material, esse sofrerá deformações mecânicas. Pode-se citar como exemplos de materiais piezoelétricos, utilizados para a confecção de transdutores ultrassônicos, os cristais de quartzo e uma variedade de cerâmicas. Um circuito equivalente para o transdutor ultrassônico piezoelétrico já foi apresentado por Mason (1935), e pode ser ilustrado pela Figura 2.1.

Figura 2.1: Circuito equivalente de um transdutor piezoelétrico.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme Fabijanski (2011), o circuito pode ser subdividido em componente elétrico e componente mecânico. No modelo mecânico, no caso o circuito RLC série, R_m é a soma de dois valores. O primeiro valor é relativo as perdas mecânicas do circuito, que é praticamente uma constante, enquanto o segundo valor é o inverso da intensidade mecânica produzida pelo transdutor ultrassônico, conhecida como resistência acústica. Já no modelo elétrico, o paralelo formado entre R_e e C_e formam um circuito capacitivo, que é sensibilizado pela tensão aplicada em seus terminais. Contudo, em linhas gerais, a componente elétrica Z_e é responsável pela envoltória do sinal ultrassônico. Já a componente mecânica Z_m , é o termo que produz a oscilação da onda em torno da frequência fundamental, proveniente do circuito RLC série.

2.1.2 Emissão e recepção de sinais

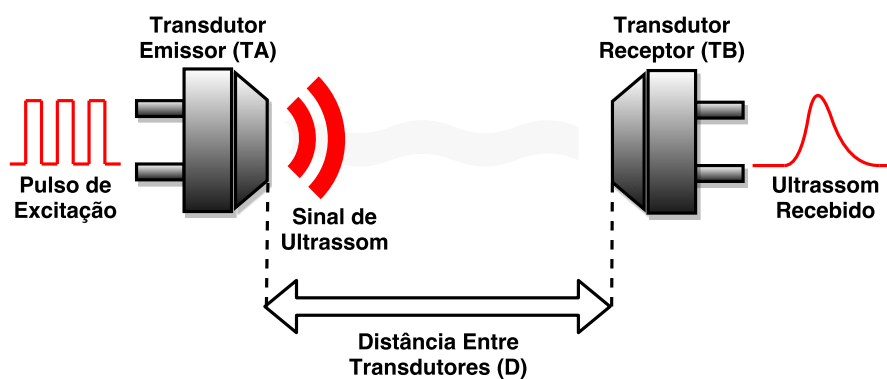
Para realizar aferições de sinais ultrassônicos com os transdutores piezoelétricos são utilizados um ou mais sensores, pois, dependendo do condicionamento, é possível fazê-los exercer a função de transmissor ou receptor.

O modelamento mais usual é usar pares de transdutores, de modo a evitar particularidades existentes nas outras metodologias, no caso, um único transdutor, ou mais de dois. No método em que é utilizado apenas um único transdutor, é necessário garantir que a superfície de reflexão não seja destrutiva para a onda, já que nesses casos o efeito de reverberação do sinal é mais alto. Isso se deve justamente ao fato da onda não ser recebida diretamente, e sim um eco dela. Já nos casos em que é utilizado um emissor e vários receptores, é necessário um estudo mais aprofundado do posicionamento, para garantir que determinadas posições não interfiram ou recebam sinais provenientes de reflexões indesejadas (MASON; THURSTON, 1981).

Para o par de transdutores, a onda lida no receptor não será proveniente de um eco.

Nesse método dois transdutores são posicionados de frente, confrontando-se. Dessa maneira haverá uma aquisição direta sem que haja interferências entre ambos. Quando aplicado uma tensão no transdutor transmissor, este irá gerar ondas mecânicas que sensibilizarão o outro que está oposto, posicionado a uma distância conhecida. Normalmente, as distâncias variam de acordo com as características ou trabalhos a serem desenvolvidos. Geralmente, essa separação é de poucos centímetros, pelo fato da onda ser facilmente corrompida no meio de propagação, ou ter suas propriedades alteradas por ações externas, como o vento, por exemplo. A Figura 2.2 ilustra a descrição do par de transdutores, que é a configuração adotada no decorrer do trabalho.

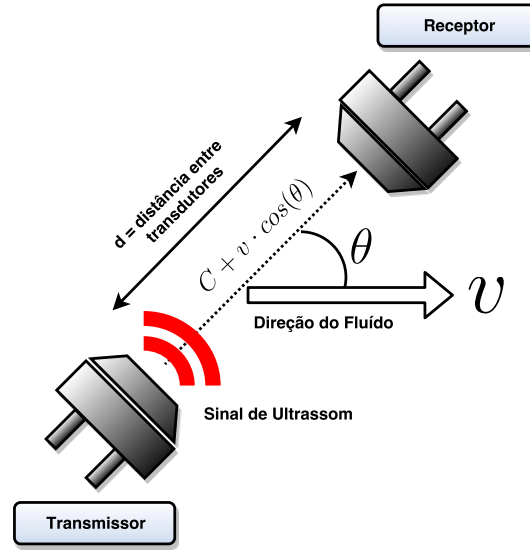
Figura 2.2: Emissão e recepção de sinais ultrassônicos usando transdutores.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 2.2 o transdutor TA representa o transmissor, sendo TB o receptor. Ambos são iguais e possuem as mesmas características, sendo que o que irá definir a sua função será o condicionamento do circuito empregado na geração do ultrassom. Com o posicionamento em mesma direção e sentidos contrários, o conjunto possui uma melhor eficácia na recepção do sinal ultrassônico. Isso desde que ambos possuam uma posição relativa de 180° , pois, quanto mais distantes desta configuração, mais atenuado o sinal será. Um método para facilitar o cálculo da velocidade do vento é posicionar os transdutores em um ângulo que não atrapalhe o fluxo de passagem dos fluidos. Isto, além de facilitar alguns cálculos, evitando matrizes de rotação, impõe uma situação real em relação ao plano terrestre. Esse formato é essencial em alguns condicionamentos, e pode ser visto na Figura 2.3.

Na Figura 2.3, C_S , é a velocidade do som, θ , é o ângulo dos transdutores em relação à passagem do fluido e, v , a velocidade do vento.

Figura 2.3: Arranjo dos transdutores para cálculo da velocidade de um fluido.

Fonte: Elaborado pelo autor.

2.2 Modelo do sinal de ultrassom

Um modelo matemático do sinal de ultrassom, apresentado por Angrisani, Baccigalupi e Moriello (2004), é representado por,

$$A(t) = A_0 \underbrace{\left(\frac{t - \tau}{T}\right)^\alpha}_{\text{Envoltória}} \underbrace{e^{-\frac{t - \tau}{T}} \sin(2\pi f_0(t - \tau) + \theta)}_{\text{Oscilação}}. \quad (2.1)$$

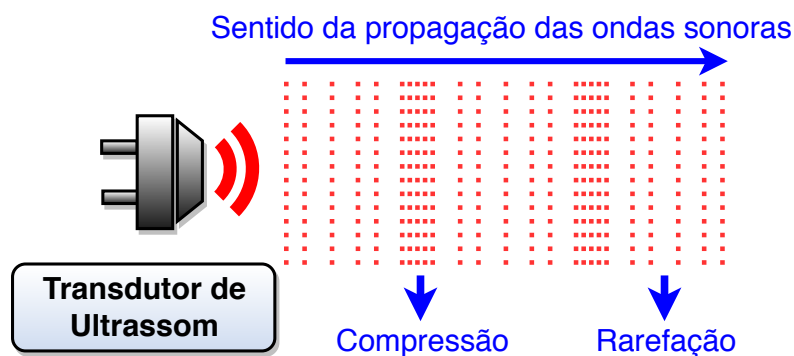
A Equação (2.1) pode ser separada em dois termos: o primeiro como sendo responsável pela envoltória ou contribuição elétrica e, o segundo, encarregado pela oscilação (parcela mecânica).

As variáveis com maior relevância, e que impõem qual será o molde da onda, são basicamente quatro, sendo essas: A_0 , encarregada pela amplitude, T , que é um valor intrínseco do transdutor, é o tempo de detecção ou existência do sinal, α , que também é uma característica que muda de acordo com o transdutor utilizado, responsável pelo arco de subida e, por último, τ , como termo mais significativo da equação, é o tempo de trânsito do ultrassom, a grandeza chave para a correta detecção da chegada do sinal no receptor. As demais variáveis do modelamento são, f_0 , como frequência de ressonância utilizada e, θ , que é a diferença de fase existente entre o sinal de transmissão e o de recepção, geralmente nulo na maioria dos trabalhos com ultrassom.

2.3 Propriedades e velocidade do som

Como já conhecido, o som é uma onda mecânica que precisa de um meio para se propagar, seja este sólido, líquido ou gasoso. É uma onda tridimensional e longitudinal, ou seja, se move em todas as direções, e a vibração que gera é paralela à sua propagação. Em resumo, são ondas de pressão que se propagam de um ponto a outro, transferindo energia sem transportar massa. A Figura 2.4 apresenta o esquema de um transdutor ultrassônico gerando ondas de ultrassom, bem como as regiões de rarefação e compressão das moléculas de ar, que caracterizam esses sinais como sonoros longitudinais (MASON; THURSTON, 1981).

Figura 2.4: Efeito de rarefação e compressão do ar causado pelas vibrações emitidas pelo transdutor ultrassônico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As ondas sonoras podem ser classificadas de acordo com a sua frequência de propagação no meio. Abaixo dos 20 Hz, são nomeadas infrassônicas, entre 20 Hz e 20 kHz são conhecidas por sônicas, audíveis pelo ouvido humano, e as acima de 20 kHz que são as ultrassônicas.

Uma das propriedades físicas do som é a velocidade de propagação, que também depende dos atributos do meio em que ele está imerso. Componentes elásticas e inerciais caracterizam qual é a velocidade da onda sonora, por exemplo, o ar, onde a componente elástica é o módulo de elasticidade volumétrica e, a inercial, sua massa específica.

A equação geral da velocidade do som através dos fluidos é dada por (HALLIDAY ROBERT RESNICK, 2009),

$$v_{sf} = \sqrt{\frac{B}{\rho}}, \quad (2.2)$$

onde, B , é o módulo de compressão volumétrica e, ρ , é a densidade do fluido.

O interesse é conhecer a velocidade do som no ar. Na literatura, é conhecido que o ar possui uma densidade muito baixa. Deste modo, é possível considerá-lo um gás ideal, além de também adotar que o seu processo é adiabático. Isto porque a colisão das moléculas de gás é tão rápida, que não ocorre troca de calor entre elas. Assim, segundo Lalic (2011), a velocidade do som é dada por,

$$C_S = \sqrt{\frac{\gamma RT_s}{M}}, \quad (2.3)$$

onde, R , é a constante universal dos gases, γ , é o índice adiabático, M , a massa molar e, T_s , a temperatura absoluta do meio, dada em Kelvin.

Sabendo que a constante universal dos gases é $8,3144 \text{ J}/(\text{mol} \cdot \text{K})$, o índice adiabático do ar é $\gamma \cong 1,4$ e, $M = 0,0289 \text{ kg/mol}$, a velocidade do som será,

$$C_S \cong 20,06\sqrt{T_s}. \quad (2.4)$$

Pela Equação (2.4) conclui-se que a velocidade do som depende da temperatura do ar, meio na qual a onda será propagada.

2.4 Velocidade do vento

Antes de conhecer a velocidade do vento, é preciso saber as diferentes técnicas que empregam o ultrassom em sua metodologia. Adotando a topologia presente na Figura 2.3, para facilitar a compreensão, são feitas algumas considerações:

- A distância, d , entre os transdutores percorrido pela onda de ultrassom;
- O tempo, t , necessário para a onda percorrer de um transdutor ao outro é o TOF, e conotado por τ nos equacionamentos;
- A velocidade, v , do vento é o ponto de interesse.
- Como apresentado na Figura 2.3, a velocidade do sinal de ultrassom será $V_{ultrassom} = C_S + v\cos(\theta)$.

Pela equação geral do espaço,

$$\begin{aligned}
 S &= S_0 + V \cdot \Delta t, \\
 d &= 0 + V_{ultrassom}(\tau - 0), \\
 \tau &= \frac{d}{V_{ultrassom}},
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

substituindo $V_{ultrassom}$,

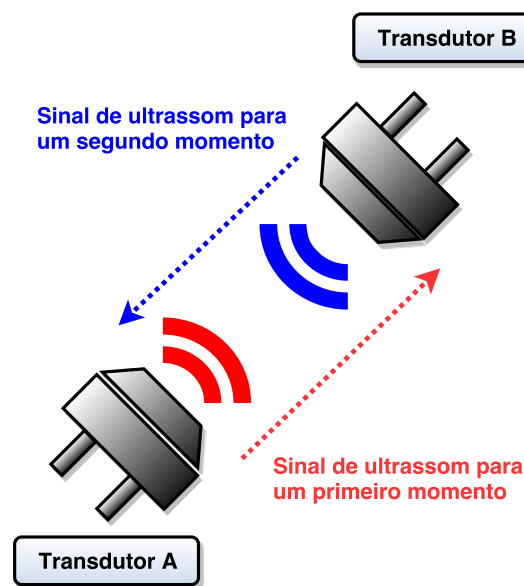
$$\tau = \frac{d}{C_S + v \cos(\theta)}
 \tag{2.6}$$

considerando que θ seja zero, para facilitar posteriores cálculos rotacionais, e isolando a velocidade do vento,

$$v = \frac{d}{\tau} - C_S.
 \tag{2.7}$$

Contudo, ao observar a Equação (2.7), percebe-se que esta depende da velocidade do som, C_S , isso é um problema, devido que C_S varia conforme a temperatura do meio, como demonstrado na Equação (2.4). Uma técnica que soluciona isso, e pode ser considerada simples dependendo da metodologia empregada, é enviar e receber o pulso de ultrassom em ambas direções, como apresentado pela Figura 2.5.

Figura 2.5: Transdutores trabalhando tanto como emissor como receptor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Da Figura 2.5, são adotados dois transdutores A e B, então colocadas algumas observações sobre a Equação (2.7):

- A velocidade é dada em módulo, portanto a velocidade do vento de A para B será igual a de B para A, assim $v_{AB} = v_{BA}$;
- As velocidades possuem mesma direção, porém sentidos opostos, logo $v_{AB} = -v_{BA}$.

Destarte, da Equação (2.7), a velocidade do vento será,

$$v = \frac{d}{2} \left(\frac{1}{\tau_{AB}} - \frac{1}{\tau_{BA}} \right), \quad (2.8)$$

na qual é eliminada a necessidade de conhecer C_S . Deste modo, a velocidade do vento será definida pelos tempos da ida (τ_{AB}), e volta (τ_{BA}), do sinal de ultrassom.

2.5 Métodos de detecção do ultrassom

2.5.1 Emissão do ultrassom

Trabalhos existentes com o ultrassom encontram-se em todos os campos do conhecimento. Com isso, surge a necessidade de detectar o sinal ultrassônico para diferentes situações, normalmente, conforme o meio em que ele é submetido. Basicamente, todos os transdutores são excitados de modo semelhante, o que difere é a intensidade e o tempo em que estes são estimulados. Isto é justificado pela necessidade de cada aplicação como, por exemplo, em experimentos que mensuram a velocidade do vento e não precisam de tanta intensidade de sinal quanto um sistema que mede vibrações em tubulações industriais.

Apesar de existir divergências entre as metodologias, o princípio de detecção do ultrassom é o mesmo. Para determinar o TOF de uma onda, em uma situação que não haja ações externas, é necessário identificar duas variáveis, sendo uma a distância percorrida pelo sinal, e a outra a velocidade de propagação no meio. A distância dos transdutores é fixa, e a velocidade de propagação no meio também é conhecida. Como a propagação ocorre no ar, a velocidade considerada é a do som. Assim, pela função horária do deslocamento, tem-se o tempo de propagação do ultrassom,

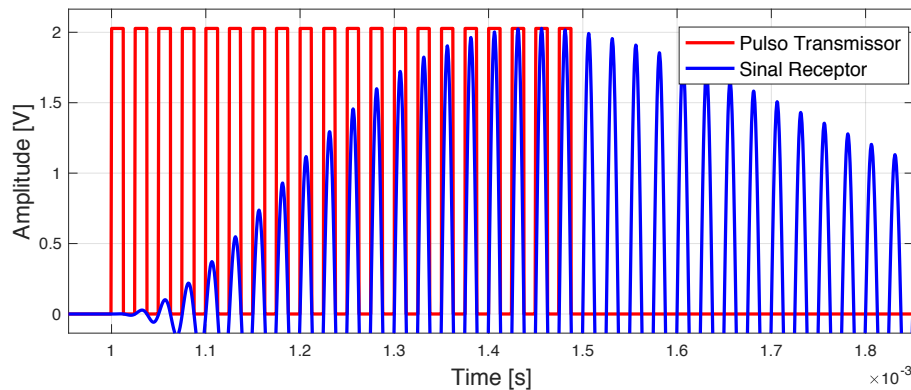
$$\begin{aligned}
 S &= S_0 + V \cdot \Delta t, \\
 d &= 0 + V_{som}(\tau - 0), \\
 \tau &= \frac{d}{V_{som}},
 \end{aligned}
 \tag{2.9}$$

onde o tempo de propagação da onda, τ , é a situação estacionária do sinal, ou seja, é o tempo em que o sinal se propaga de um transdutor a outro quando não há energia atuando no ultrassom, como o vento, por exemplo.

No método de aquisição do ultrassom deve ser utilizado um sinal pulsado para excitar o transdutor emissor, e não apenas um único pulso. Esse meio é adotado para gerar no receptor um ganho de energia suficiente para a formação correta da envoltória do ultrassom.

Na Figura 2.6, é ilustrado um exemplo de transmissão dos pulsos de excitação em fase com o sinal ultrassônico atingido na recepção.

Figura 2.6: 20 Pulsos de excitação em fase com o ultrassom de recepção.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 2.6 é mostrado o envio de 20 pulsos quadrados com a frequência de ressonância do transdutor. O sinal do ultrassom possui 1 ms de tempo de trânsito, desse modo, 20 pulsos de transmissão na frequência fundamental do transdutor, que é de 40 kHz, resultam em um período de 500 μ s. Então, ao excitar o transdutor emissor, este fará com que o receptor armazene energia na sua frequência de ressonância. Isso fará com que o sinal cresça com um carregamento RC, logo, ao se passar os 500 μ s do pulso de excitação do transmissor, em 1,5 ms a partir da sua recepção em 1 ms, a onda ultrassônica no transdutor receptor começará a perder energia. Isso ocorre porque a ação externa que agia cessou-se. Outro fator que caracteriza o formato do descarregamento, são fatores como, construção do transdutor e tipo do material utilizado. Dessa

maneira a amplitude irá atenuar perdendo energia até o transdutor voltar ao seu estado estacionário.

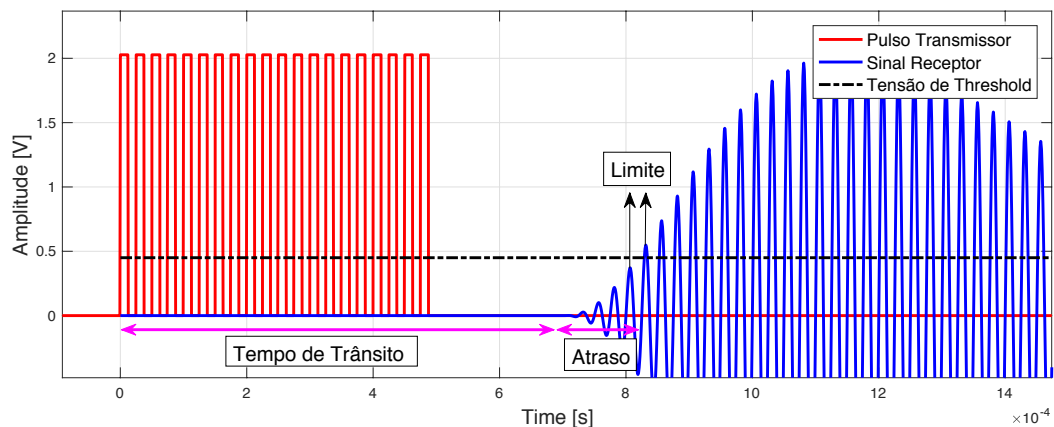
Encontrar o tempo de propagação da onda, isto é, o tempo percorrido pelo sinal, que é o desafio de se trabalhar com ultrassom, existem diferentes técnicas, cada uma com suas particularidades e limitações.

2.5.2 Detecção por limiar de tensão

A técnica de detecção por limiar ou também conhecida por *threshold* baseia-se, principalmente, na amplitude do ultrassom. No método tradicional, o sinal é identificado desde o momento em que a amplitude da onda recebida excede uma tensão limite. O limiar deve ser predefinido e diferente de zero, conhecido por ponto de recurso ou também por tensão de limiar (FANG et al., 2018).

O intento de aplicar um limite é evitar que os ruídos possam atrapalhar a detecção do sinal, obviamente que esse limiar deve ser necessariamente maior que o ruído padrão observado. A Figura 2.7 exhibe como é definida a tensão de *threshold*.

Figura 2.7: Detecção por *threshold*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

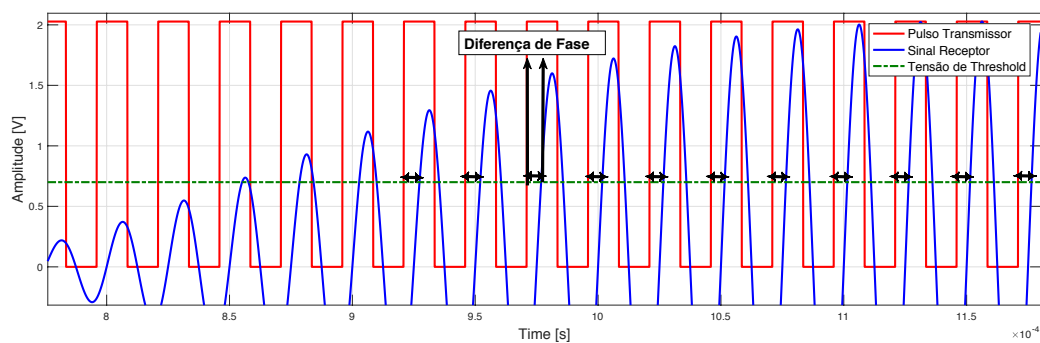
Nesse método são observados inúmeros sinais imersos em ruído, e assim definido um valor para o *threshold* como sendo de 10% a 15% do máximo da tensão do ultrassom recebido. Com isso, podem ser utilizadas técnicas complementares que suavizam ou amenizam o ruído. A diferença entre o tempo de *threshold* e o tempo real da chegada do sinal é tratada como um atraso temporal (RAYA et al., 2008). Isso é calibrado e conhecido, de forma que a subtração desse atraso temporal é o tempo em que a onda realmente apareceu na recepção.

A técnica não é indicada para aplicações nas quais a relação sinal-ruído (SNR) da onda é baixa, a perturbação da onda nesse método é algo muito relevante, já que ela trata dos níveis de tensão (RAYA et al., 2008). Outro ponto crucial nesse método é a realização de calibrações periódicas, já que a tensão de limiar pode sofrer pequenas alterações com o passar do tempo. Essas alterações podem ser ocasionadas tanto pelo meio, quanto pelos próprios componentes que compõem o circuito de condicionamento. Por esses fatores, esse método não é empregado em aplicações mais complexas. Normalmente, é aplicada em dispositivos que medem distâncias de interiores, onde o meio não causará grandes perturbações no sinal.

2.5.3 Detecção por diferença de fase

Por meio do arranjo dos transdutores, apresentado na Figura 2.3, a metodologia que usa a diferença de fase é executada em cima das ondas de transmissão e recepção. Assim como na técnica do *threshold*, a técnica de detecção por diferença de fase é totalmente dependente da envoltória do sinal recebido. Normalmente, a referência de fase utilizada na comparação com a recepção é o pulso de excitação do emissor (TONG; FIGUEROA; BARBIERI, 2001). Isso é apresentado na Figura 2.8, contudo, também pode existir técnicas que emitem dois ultrassons em sentidos opostos, então equiparados ambos os sinais.

Figura 2.8: Sinais de emissão e recepção no cálculo da diferença de fase.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para medir velocidade de fluidos com esse método é utilizado um nível de tensão de *threshold* pré determinado, para afirmar se a técnica de comparação pode ou não ser realizada. Isso é empregado porque, em uma porção pequena do sinal ultrassônico, essa diferença de fase pode ser errônea, levando a metodologia a um cálculo errado. Então, para uma frequência de ressonância, f , a fase instantânea no transmissor e receptor será $\phi_{AB} = 2\pi f t_{AB}$, na qual a velocidade do vento é dada por (COSTA et al.,

2013),

$$v_{fase} = \frac{1}{\cos \theta} \left(\frac{2\pi f d}{\phi_{AB}} - C_S \right), \quad (2.10)$$

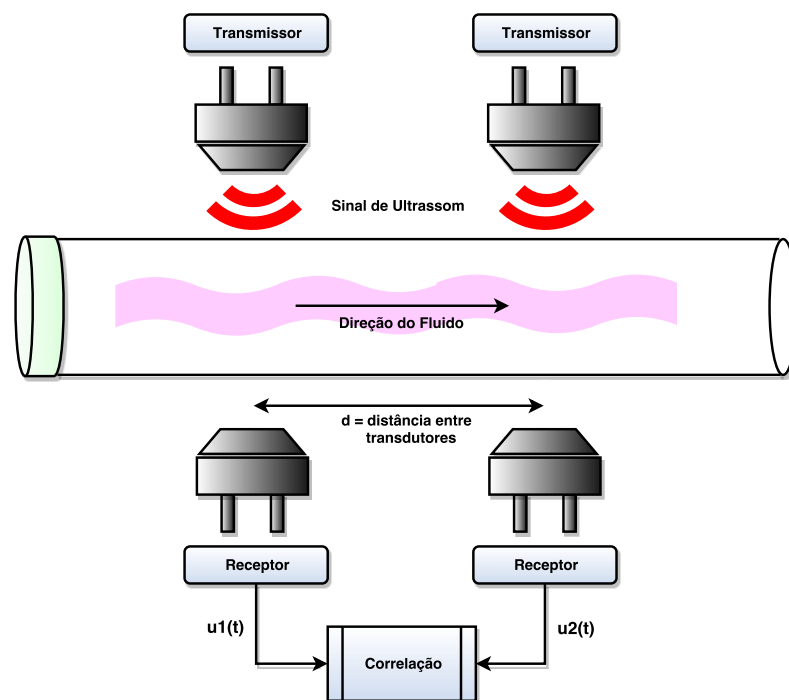
em que, v_{fase} , é a velocidade do vento para a técnica de diferença de fase, d , é a distância dos transdutores, C_S , é a velocidade do som (que varia com a temperatura) e, θ , é o ângulo entre a propagação do vento e o posicionamento dos transdutores.

Um grande problema dessa técnica é que, caso a referência seja fixa, o máximo que a onda poderá defasar é um período inteiro (GUEUNING et al., 1996). Isso porque a onda cairá em um condição conhecida por ambiguidade ou problema de fronteira, na qual ao atravessar um período inteiro da referência, a fase se torna zero. Logo, para mensurar velocidades mais altas de fluidos, é necessário tratamentos e algoritmos adicionais para contornar esse problema. Além disso, o método é muito dependente da envoltória do sinal, qualquer deformação causada pelo meio fará que isso se reflita na fase.

2.5.4 Detecção por correlação cruzada

O método de correlação cruzada basicamente trabalha com duas ondas de ultrassom. Uma descrição melhor da topologia é apresentada na Figura 2.9.

Figura 2.9: Detecção por correlação cruzada.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Essa metodologia calcula a função de correlação entre dois ultrassons recebidos e, em seguida, produz um pico máximo, onde o deslocamento de tempo muda conforme a diferença de tempo entre os dois sinais (SHI et al., 2016). A precisão do método depende, principalmente, do pico de correlação efetuada, que é inversamente proporcional à largura de banda do sinal (QUEIROS; GIRAO; SERRA, 2006).

Após a aquisição dos dois sinais ultrassônicos, estes serão similares e deslocados por um intervalo de tempo. A velocidade do deslocamento dessa onda pode ser expressa por $\tau r = d/\tau_0$, onde, d , é a distância entre os pares de transdutores e, τ_0 , é o tempo que corresponde ao pico do valor da correlação cruzada entre os dois sinais, $u_1(t)$ e $u_2(t)$, que é regida por,

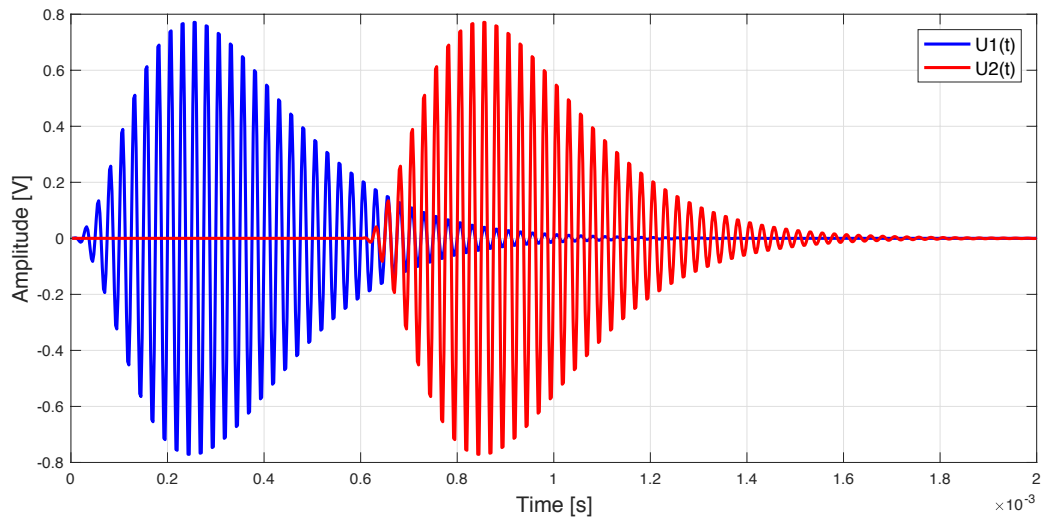
$$R_{u_1u_2}(\tau r) = \lim_{Tr \rightarrow \infty} \frac{1}{Tr} \int_0^{Tr} u_1(t)u_2(t + \tau r)d\tau r, \quad (2.11)$$

onde, Tr , é a integral do tempo (SHI et al., 2016).

Outro método de realizar a técnica de correlação cruzada é utilizar um pulso de transmissão correlacionado com um de recepção. Esse método requer um circuito que meça o pulso que sai da transmissão, e que não deve ser confundido com o sinal que excita o transdutor transmissor, pois a excitação, normalmente, é uma onda quadrada proveniente do microcontrolador.

Para melhor exemplificar, adotam-se dois sinais de ultrassom medidos a uma taxa de 400 kHz, $u_1(t)$, como sendo a onda transmitida e, $u_2(t)$, o sinal recebido em 600 ms. Isto é, o tempo de trânsito τ da onda é 600 ms, que é o tempo percorrido entre a transmissão e recepção, como ilustrado pela Figura 2.10.

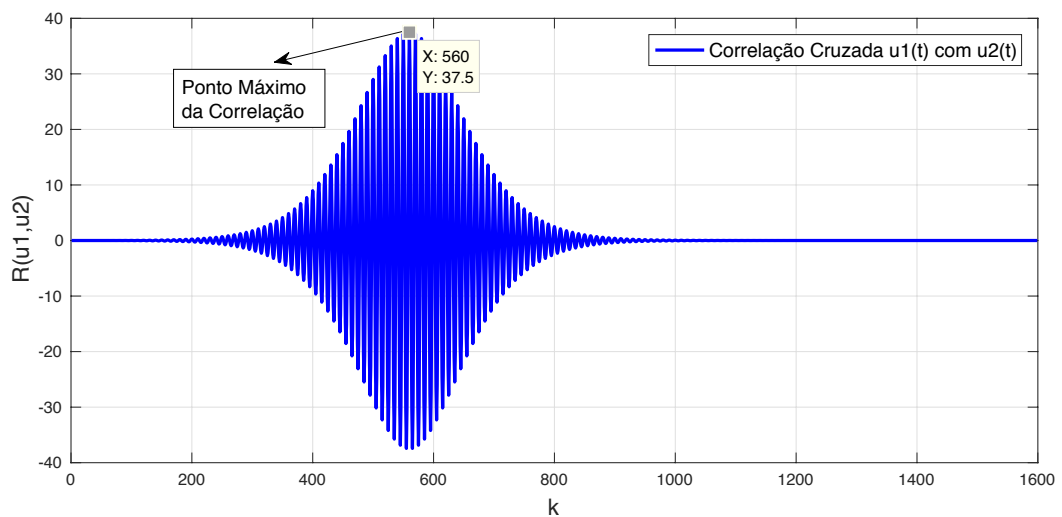
Figura 2.10: Sinal da transmissão e recepção de um ultrassom separados por um atraso de 600 ms.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Então, para encontrar o tempo de trânsito pelo método, é realizada a correlação cruzada de $u_1(t)$ com $u_2(t)$, onde tem-se a onda apresentada pela Figura 2.11.

Figura 2.11: Correlação cruzada entre os sinais da Figura 2.10.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela Figura 2.11, também é possível notar que a autocorrelação de $u_1(t)$ será em $k = 800$, o ponto da correlação cruzada de $u_1(t)$ com $u_2(t)$ é encontrado em $k = 560$, onde existe o maior valor da correlação cruzada. Assim, a variação foi de $k = 240$, passando para a unidade temporal, o tempo de trânsito, τ , encontrado é,

$$\tau = 240 \cdot \frac{1}{400.000} = 600 \text{ ms}, \quad (2.12)$$

que é o mesmo valor visualizado na Figura 2.10.

A técnica de correlação cruzada é mais comum para uso em fluidos com propriedades bem conhecidas. Normalmente aplicado na indústria, onde é possível utilizar um servidor para agilizar o processamento. Além do alto custo computacional, esse método possui incertezas devido às aproximações realizadas pelas técnicas de interpolação do cálculo. Tais incertezas podem ser ajustadas com calibrações ou algoritmos complementares de processamento. Solução que não é vantajosa, já que por si só, o método é um cálculo complexo sem algoritmos adicionais (SHI et al., 2016).

2.5.5 Detecção por predição da envoltória ultrassônica

O método da predição da envoltória ultrassônica é uma metodologia mais robusta que utiliza um EKF para estimar o formato do ultrassom a ser determinado. Este método foi apresentado por Angrisani, Baccigalupi e Schiano Lo Moriello (2004).

Como já mencionado, o ruído é algo prejudicial nos métodos de detecção. Então, esta técnica, consiste em eliminar o ruído fazendo previsões de como seria o sinal sem ele. Para isso, são determinados os parâmetros da Equação (2.1) que modelam o sinal ultrassônico. Apresentado anteriormente, a Equação pode ser separada em dois termos: a componente responsável pela envoltória, e a fração da oscilação do ultrassom. Esse último não foi utilizado nas previsões, já que a conceito do método é estimar somente o envelope.

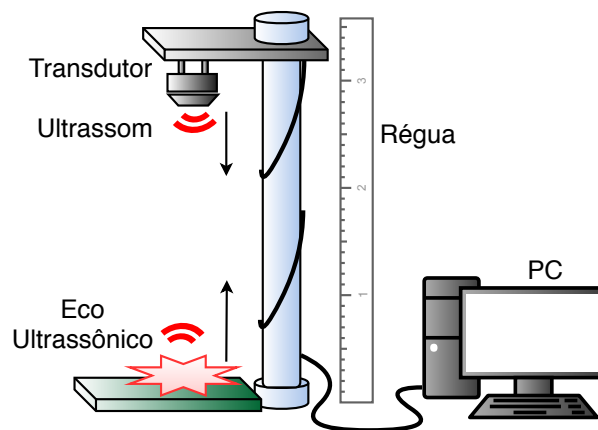
Da Equação (2.1), os parâmetros estimados são A_0 , que é a amplitude inicial, τ , que é o tempo de trânsito da onda, T e α , que são variáveis associadas ao transdutor utilizado. Esses dois últimos fatores diferem conforme o tipo (aberto ou selado), e tamanho do componente (ANGRISANI; BACCIGALUPI; Schiano Lo Moriello, 2004).

É importante frisar que a variável de maior importância é o τ , pois, dos possíveis formatos de onda moldado pelos demais termos, esse é o que determina o exato momento em que o sinal ultrassônico de interesse chega na recepção. Sendo que no equacionamento tanto A_0 , T e α auxiliam a obtenção de τ , desde que possuam valores plausíveis.

Para realizar a estimação foi proposto um EKF, que realiza a predição da envoltória do ultrassom. A técnica é mais robusta e vantajosa do que as convencionais, pois, além de eliminar o ruído do sinal ultrassônico, ela prediz alguns parâmetros sendo, dentre

eles, o desejado tempo de trânsito. Contudo, essa metodologia consiste em ter esses parâmetros bem definidos e controlados. Os experimentos apresentados por Angrisani, Baccigalupi e Schiano Lo Moriello (2004) foram realizados apenas em bancada, que é um ambiente totalmente regulado de modo que as deformações e os problemas reais do sinal ultrassônico não são expostos. Um problema comum nesse modelo de predição é que, caso o EKF não tenha uma boa inicialização, esta irá convergir para um valor discrepante do real. Além disso, em ambientes adversos com pouco controle de ações externas, predições errôneas podem se tornar corriqueiras. A Figura 2.12 ilustra o experimento, que consistiu em medir distâncias aplicando a técnica.

Figura 2.12: Experimento realizado por Angrisani, Baccigalupi e Schiano Lo Moriello (2004).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para medir velocidade de fluidos, como aplicações em anemômetros, o ambiente em que o EKF seria submetido não é controlado, de maneira que os parâmetros iniciais do EKF podem diferir de forma inesperada e levar a falsos positivos do TOF. Isso deve-se ao fato que o ultrassom, quando submetido a rajadas de vento, pode ter seu formato alterado, não obedecendo à equação base utilizada.

Das dificuldades encontradas nessa metodologia, o maior desafio existente em detectar o TOF em uma onda ultrassônica é que, ao contrário do deste, que depende apenas da velocidade do vento, os outros parâmetros do sinal de ultrassom não são constantes. Tais termos dependem de outras variáveis que se alteram por ações externas como neblina, velocidade ou direção do vento, além de vibrações ocasionadas por outras fontes que causam deformações no envelope do sinal emitido. Por exemplo, se o envelope fosse invariável, seria possível medir o instante de tempo em que ocorre o pico da envoltória para estimar, indiretamente, o tempo de trânsito do sinal. Isso define a limitação do EKF proposto, caso a onda deforme demais no meio, o filtro não

será capaz de convergir os parâmetros de forma correta. O modelo dado pela Equação (2.1) é válido para diferentes situações. Algo que foi pouco explorado na pesquisa de Angrisani, Baccigalupi e Schiano Lo Moriello (2004), já que o trabalho foi realizado em um ambiente com sinais e ruídos controlados (Figura 2.12).

A técnica do EKF, apesar de tudo, ainda apresenta vantagens, pois elimina o ruído ultrassônico, porém pode ter um desempenho abaixo das expectativas no tempo de trânsito predito.

2.5.6 Comparativos e incertezas entre métodos de detecção do tempo de trânsito

Conhecido os meios mais usuais para realização da detecção do tempo de trânsito apresentado, é necessário frisar os problemas de cada um.

1. Detecção por *threshold*:

- *Tipo de processamento*: Detecção do sinal por amplitude, através de um nível mínimo de tensão pré-definida.
- *Problematização*: Funciona bem apenas em aplicações que medem distâncias, pois a amplitude do sinal é afetada por ganhos mais elevados de energia durante a propagação. Essa técnica também requer calibrações periódicas, visto que os componentes de condicionamento do circuito podem fazer com que o valor de limiar mude com o tempo.

2. Diferença de fase

- *Tipo de processamento*: Medição baseada na diferença de fase entre as ondas de transmissão e recepção.
- *Problematização*: Caso a técnica possua referência fixa, o máximo que a onda poderá defasar será um período inteiro, limitando a velocidade máxima atingida em que o sistema é capaz de mensurar. Além disso, a técnica também é dependente do envelope do sinal ultrassônico, onde distorções podem fazer com que isso se reflita na fase da onda.

3. Correlação cruzada:

- *Tipo de processamento*: Estimação da correlação cruzada entre a onda emitida e recebida com uso de técnicas de processamento de sinais.

- *Problematização*: Essa técnica é muito utilizada para mensurar vibrações, onde é simples trabalhar com pares de transdutores, porém ao medir velocidade do vento requer que a onda emitida seja mensurada no exato momento em que sai do emissor. Isso é algo complexo de projetar sem que existam perdas de energia, além de que nessa metodologia incertezas são introduzidas devido às técnicas de interpolação.

4. Detecção por predição da envoltória ultrassônica

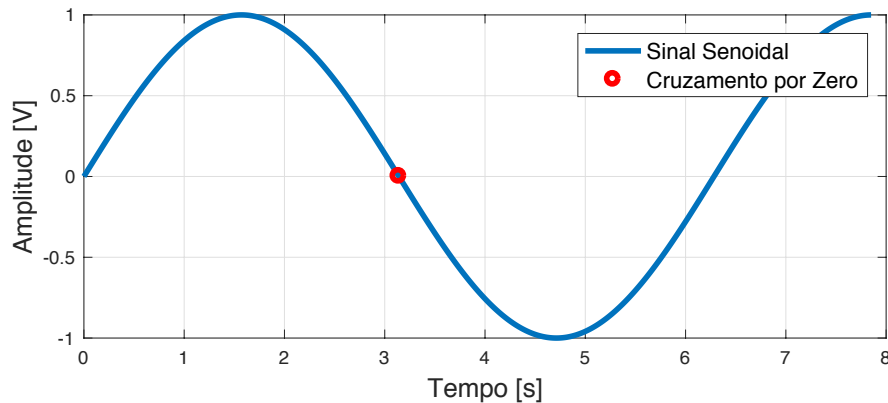
- *Tipo de processamento*: Predição dos parâmetros da equação que modela o ultrassom.
- *Problematização*: A técnica é robusta, além de eliminar o ruído prediz o TOF do sinal. Contudo, caso a onda se deforme muito em relação à equação base, o EKF pode fazer compensações errôneas entre os parâmetros para estimar um envelope mais próximo do sinal, e assim apresentando um TOF discrepante do real. Para isso, técnicas adicionais podem ser utilizadas para amenizar tais situações.

Por meio das comparações é possível justificar a não utilização desses métodos para mensurar a velocidade do vento como objetivo do trabalho proposto. Para isso, é necessário um método mais robusto e confiável, sem que haja necessidade constante de calibrações, e nem intervenções manuais para validar o funcionamento do sistema.

Como o objetivo é mensurar a velocidade do vento utilizando transdutores ultrassônicos, com uma incerteza de medição que seja a menor possível, foi definido o uso de uma combinação de algoritmos. Para isso, é utilizado o método matemático conhecido como técnica de cruzamento por zero e, junto a ele, é aplicado o EKF que trabalha sobre a Equação (2.1) para remoção de ruídos existentes, necessário na aplicação desse algoritmo matemático.

2.6 Técnica do cruzamento por zero

É conhecido como cruzamento por zero um ponto em que uma função matemática muda de positivo para negativo, ou vice-versa, em relação ao eixo. Esse termo é muito utilizado na matemática (NIEDERJOHN, 1975), eletrônica (BHATTACHARYYA et al., 2015), e em processamentos de sinais (ZIERHOFER, 2017) que envolvem imagem, som e reconhecimento de padrões (FLOREA et al., 2012). A Figura 2.13 ilustra essa transição no eixo.

Figura 2.13: Primeiro cruzamento por zero em uma onda genérica senoidal.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Algumas metodologias utilizam tanto a passagem do positivo para o negativo como vice-versa, normalmente aplicadas em processamento de imagens. Já para sistemas que requerem um ponto referencial, é adotado apenas um sentido, e não os dois, como se fosse utilizado como uma borda de subida ou descida do sinal (NIEDERJOHN, 1975).

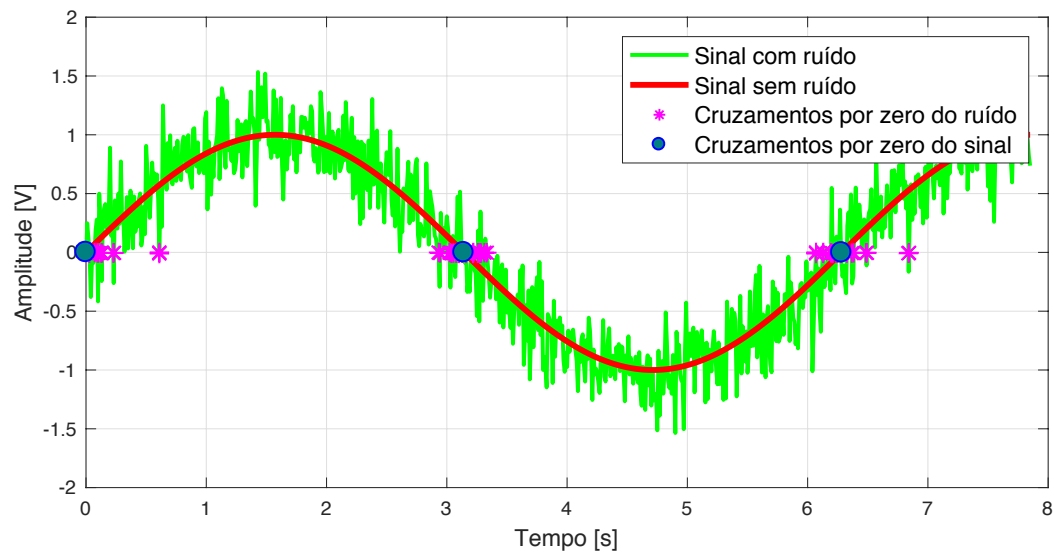
Um ponto importante desse conceito é que, ao aplicar a técnica, é necessário evitar o período em que a função é nula ou inexistente, também não deve ser confundido os pontos assumirem o valor zero com a passagem por zero. Isso porque os zeros da função não significam que esta esteja cruzando o eixo. Normalmente, esse conceito é confundido, o que torna esse um dos desafios de se aplicar a técnica.

É possível realizar o modelamento do cruzamento por zero através de um circuito eletrônico, empregado em sistemas de potência e condicionamento de áudio. Pode, também, ser desenvolvido via algoritmo matemático, que dependerá de um conversor A/D para fazer a aquisição dos dados a serem tratados com a aplicação.

A adversidade dessa metodologia é que, caso exista ruído no sinal de interesse, antes de aplicar qualquer algoritmo de detecção dos cruzamentos, é necessário se certificar que a onda esteja livre de ruídos e deformações na hora da execução do modelo. No caso de empregar a técnica no ultrassom, é essencial a remoção do ruído causado pelas ações do vento.

A Figura 2.14 ilustra o problema de se efetuar a técnica do cruzamento por zero em um sinal genérico ruidoso.

Figura 2.14: Revés da aplicação da técnica do cruzamento por zero em sinais ruidosos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 2.1: Dados do método da Figura 2.14

Amostragem de 100 Hz	Cruzamentos detectados
Sinal original	3
Sinal ruidoso (<i>SNR</i> 20 dB)	72

Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela Figura 2.14 e Tabela 2.1, é possível observar que a metodologia funciona bem para sinais completamente livres de ruídos externos, pois percebe-se que a região imersa no ruído fará com que sejam detectados locais errôneos em relação ao sinal original. Para eliminar, ou minimizar, o ruído a ponto de não interferir no modo de execução, são necessárias técnicas adicionais de processamento de sinais, para então realizar a detecção do cruzamento por zero. Então, no trabalho, ela é combinada com o EKF, pois o filtro elimina o ruído do ultrassom, enquanto o TOF é determinado pela técnica do cruzamento por zero (ZCD).

3 Metodologia

Este capítulo descreve o processo de condicionamento do ultrassom para a correta mensuração da velocidade do vento.

3.1 Determinação do sinal de ultrassom

Como já descrito no trabalho, o objetivo principal é corrigir sinais de ultrassom corrompidos pela ação do vento e, a partir da técnica ZCD, determinar qual a velocidade desse fluido.

Antes de aplicar o algoritmo ZCD, é imprescindível que todo o ruído existente no sinal seja eliminado, pois sabe-se que perturbações podem fazer com que o método detecte um cruzamento pelo eixo zero sem que a onda de interesse a tenha realizado, como já mostrado anteriormente pela Figura 2.14.

Para garantir que o envelope de ultrassom seja o mais próximo possível, foi escolhido o EKF para realizar a filtragem sobre a onda, que estará ruidosa devido ações externas. O modelamento do filtro é baseado na equação real da onda de ultrassom e, a partir deste equacionamento, é realizada a predição de como o sinal deveria se comportar, dadas as condições em que este se encontra. A equação base do EKF será a do ultrassom, apresentada na Equação (2.1), utilizada por Angrisani, Baccigalupi e Moriello (2004).

3.1.1 Compreensão do sinal de ultrassom

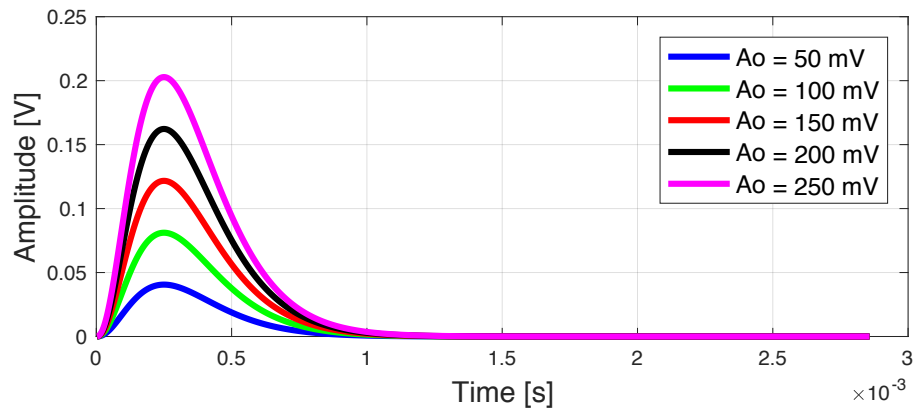
Antes de começar a executar o modelamento do EKF, que é o responsável por minimizar o ruído na equação de ultrassom, é necessário conhecer os parâmetros relevantes para a metodologia. Inicialmente, inteirar-se de quais ações externas do vento afetarão, principalmente, a envoltória da onda ultrassônica. Nesse momento, da Equação (2.1), o seno é preterido, pois contribui apenas com a oscilação do ultrassom, e não afeta o algoritmo EKF, já que este é executado somente sobre a envoltória. Dessa forma, de (2.1), é utilizado somente o termo envoltório,

$$A(t) = A_0 \left(\frac{t - \tau}{T} \right)^\alpha e^{\left(-\frac{t - \tau}{T} \right)}. \quad (3.1)$$

Como já apresentado em (2.1), os parâmetros da equação do modelamento de ultrassom que são estimados pelo EKF são os que formatam a onda, que é, A_0 , como amplitude inicial, τ , que é o tempo de trânsito da onda, T e α , que são parâmetros do transdutor utilizado na geração do sinal ultrassônico.

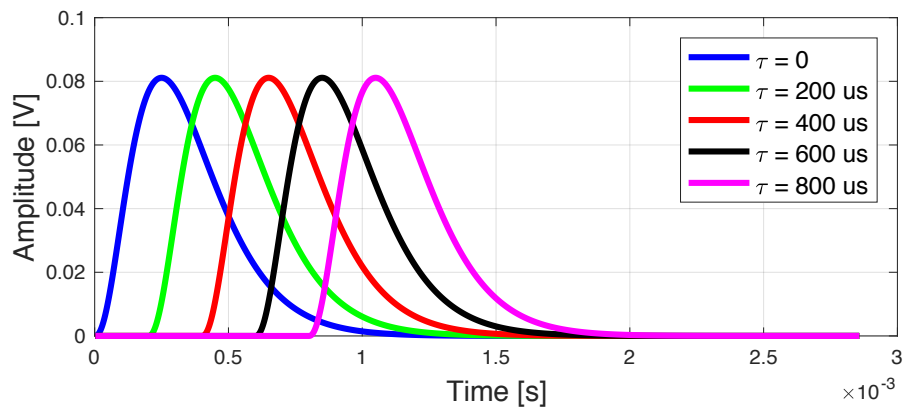
Fixando valores, e variando apenas a variável de interesse, é possível uma melhor compreensão do modelamento dado pela Equação (3.1). Dessa maneira, nas Figuras 3.1 a 3.4, é possível visualizar a contribuição de cada fator no equacionamento.

Figura 3.1: Variação de A_0 em (3.1).

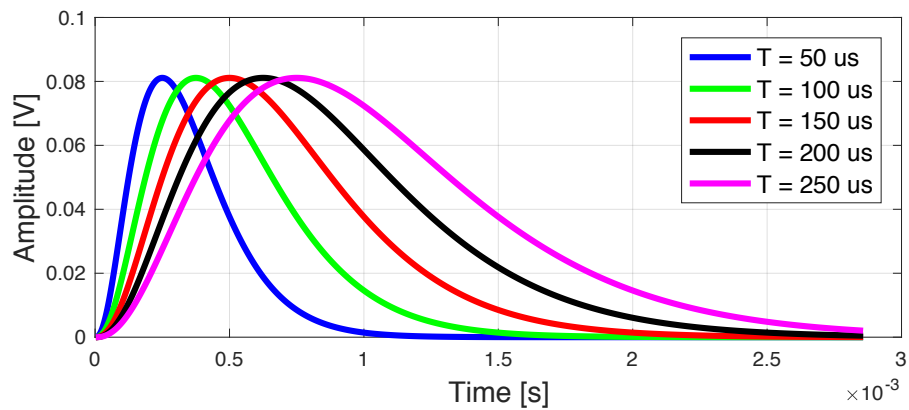


Fonte: Elaborado pelo autor.

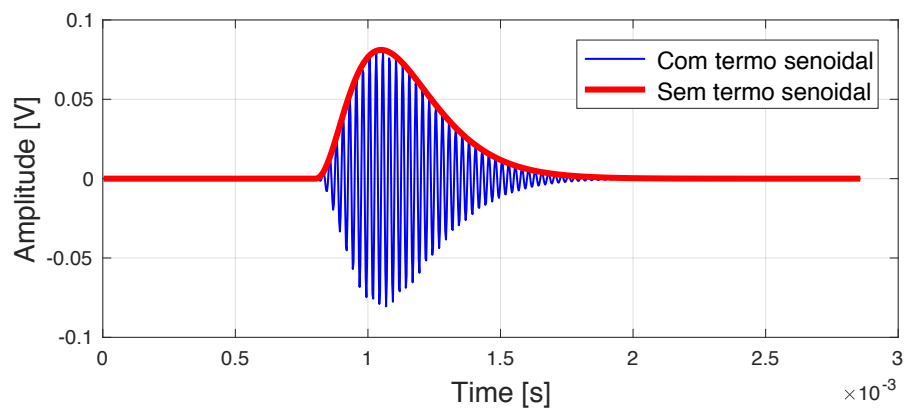
Figura 3.2: Variação de τ em (3.1).



Fonte: Elaborado pelo autor.

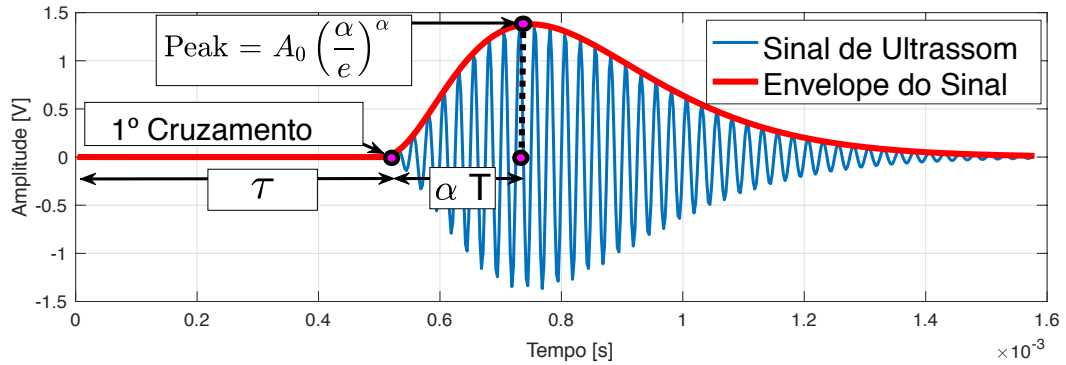
Figura 3.3: Variação de T em (3.1).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.4: Variação da onda com e sem o termo seno em (2.1).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Todos os termos contribuem para a formação do sinal de ultrassom, porém, o de maior relevância para a pesquisa, é o TOF, que é determinado pelo ZCD após a remoção do ruído da onda. A Figura 3.5 apresenta a relação existente entre os parâmetros do sinal ultrassônico.

Figura 3.5: Relação das variáveis que compõem o sinal de ultrassom (2.1).

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.1.2 Recuperação da onda ultrassônica

Como já mencionado, o ultrassom, por ser uma onda mecânica, sofre com ações do vento, o que torna normal encontrar situações que este sinal esteja imerso em ruído, principalmente quando perturbações externas são mais elevadas, como fluidos em alta velocidade, por exemplo. Para minimizar esse ruído é aplicado o EKF, a metodologia empregada é a mesma já apresentada por Angrisani, Baccigalupi e Moriello (2004). Para isso, também são estimados como valores iniciais o conjunto que modela o formato da onda, no caso A_0 , τ , T e α .

Antes de aplicar o método, é definido o vetor de estados como sendo $\mathbf{x}_0 = [A_0, \alpha, T, \tau]$, que são as variáveis de interesse e que devem ser ajustadas pelo EKF, de forma que corrija o pulso ultrassônico corrompido.

Para a inicialização do EKF é necessário atribuir valores iniciais de \mathbf{x}_0 para a estimação, pois, quanto mais próximo do real essas variáveis forem, mais rápida será a convergência do filtro. Com isso, menos iterações serão realizadas, fazendo com que haja menos processamento durante sua execução. A metodologia do Filtro de Kalman é a apresentada na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Laço básico do Filtro de Kalman.

Inicialização dos Parâmetros
$\mathbf{x}_0; \mathbf{P}_0; E_R$.
Para $k = 1, 2, 3... N$
Propagação dos Estados $\hat{\mathbf{x}}_k^- = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+$
Referência da Medida $\hat{z}_k^- = A_0 \left(\frac{kts - \tau}{T} \right)^\alpha \exp \left(-\frac{kts - \tau}{T} \right)$
Propagação da Covariância $\hat{\mathbf{P}}_k^- = \hat{\mathbf{P}}_{k-1}^+$
Matriz das Medidas $\mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial A(t)}{\partial x} \right _{x=\hat{x}_k^-}$
Ganho de Kalman $\bar{\mathbf{K}}_k = \hat{\mathbf{P}}_k^- \mathbf{H}_k^T \left(\mathbf{H}_k \hat{\mathbf{P}}_k^- \mathbf{H}_k^T + R_k \right)^{-1}$
A-posteori da matriz de covariância $\hat{\mathbf{P}}_k^+ = (\mathbf{I} - \bar{\mathbf{K}}_k) \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{P}}_k^-$
Atualização do Estado $\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \bar{\mathbf{K}}_k (z_k - \hat{z}_k)$ $k = k + 1$
Retorno ao laço

Fonte: Elaborado pelo autor.

Antes de inicializar o filtro são definidos três parâmetros importantes, sendo eles o vetor de estados, \mathbf{x}_0 , a matriz de covariância do erro, \mathbf{P}_0 , e uma condição de parada, E_R . Essas variáveis são importantes, pois elas devem ser determinadas antes de aplicar o método.

Um problema de definir um vetor de estados para o ultrassom é que os parâmetros iniciais bons para uma onda talvez não sejam para outra, dessa forma é utilizada uma técnica que utiliza a Transformada de Hilbert (MARPLE, 1997; TODORAN; IAKAB, 2008; ULRICH, 2006) para auxiliar na determinação de \mathbf{x}_0 . Dado um sinal ultrassônico, $A(t)$, descrito por (2.1), a Transformada de Hilbert é,

$$ht(t) = \text{Ht} \{A(t)\} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A(\varphi)}{t - \varphi} d\varphi, \quad (3.2)$$

no qual o envelope do sinal ultrassônico utilizado no EKF pode ser obtido por,

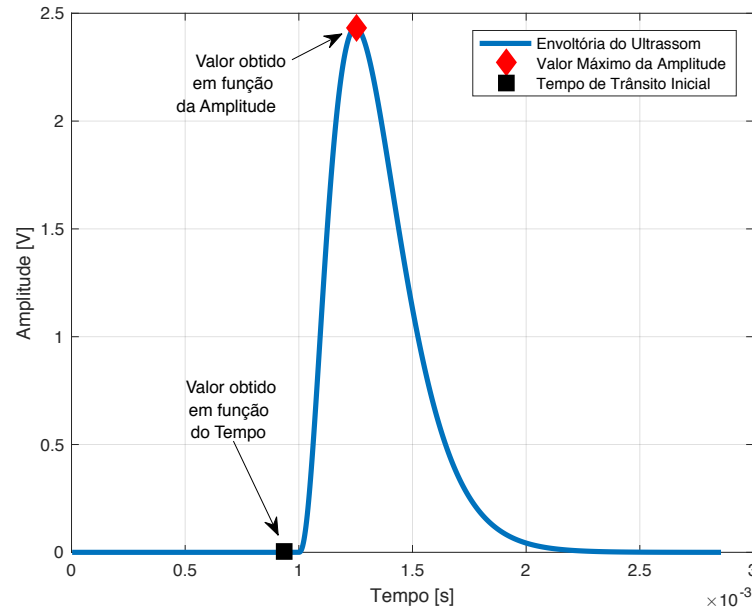
$$z_k(t) = \sqrt{[A(t)]^2 + [h(t)]^2}, \quad (3.3)$$

em que, z_k , é a envoltória do sinal $A(t)$.

Esse modo é realizado justamente para se determinar os parâmetros iniciais, A_0 e τ , do vetor de estados, pois os outros dois, T e α , são parâmetros do transdutor. Caso tais dados não sejam fornecidos pelo fabricante, é necessário plotar várias ondas variando apenas esses termos e ajusta-los por inspeção.

O método consiste em extrair a envoltória do sinal de ultrassom e utilizar o pico máximo como A_0 inicial em função da tensão. Logo após a determinação do pico, desta tensão, volta-se N pontos (determinado por inspeção e adotado como calibração), de forma que se pegue o valor mais próximo da rampa de subida da onda, e adota-se como τ inicial em função do tempo. Após isso, é fixado α , assim T é adotado conforme o α escolhido. A variável α também afeta a amplitude máxima, contudo, como em tese ele seria fixo, é considerado somente A_0 . Isso porque o máximo irá variar com o vento e com o estágio de ganho do circuito de condicionamento. Por essa modificação no sinal, os parâmetros fornecidos pelo fabricante podem ser discrepantes na nova onda condicionada para aplicação. A Figura 3.6 apresenta melhor o modo de aquisição de A_0 e τ para o vetor de estados.

Figura 3.6: Envoltória do sinal de ultrassom extraída pela Transformada de Hilbert e aquisição de A_0 e τ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Determinados os parâmetros iniciais de \mathbf{x}_0 , o próximo passo é definir \mathbf{P}_0 . Para o valor inicial da matriz de covariância do erro, \mathbf{P}_0 , já de literatura conhecida do EKF, é considerado boa prática utilizar um valor grande como diagonal da matriz. Por inspeção, adotou-se $1 \cdot 10^5$ para os trabalhos realizados em que,

$$\mathbf{P}_0 = 10^5 \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 10^5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^5 \end{bmatrix}_{[4 \times 4]} \quad (3.4)$$

será apenas o valor inicial, e será corrigido a cada iteração do EKF.

Definida a matriz de covariância do erro, é estipulada uma condição de parada E_R para a estimação, variável que determinará se o filtro ainda continua alterando significativamente os valores de $\mathbf{x}_k = [A_0, \alpha, T, \tau]$, onde k é o índice de iteração do EKF.

Possuindo os três parâmetros \mathbf{x}_0 , \mathbf{P}_0 e E_R , é possível inicializar o filtro, porém ainda é necessário equacionar e definir alguns termos apresentados na Tabela 3.1.

De maneira que não seja necessário qualquer processo adicional envolvendo cálculos jacobianos no decorrer das iterações do filtro, a matriz das medidas, \mathbf{H}_k , tem seus

termos calculados separadamente e, assim, introduzidos na metodologia da Tabela 3.1.

Para a Jacobiana, \mathbf{H}_k , do filtro tem-se o vetor, $\mathbf{H}_k[4 \times 1]$,

$$\mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial A(t)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_k} = \begin{bmatrix} \frac{\partial A(t)}{\partial A_0} \\ \frac{\partial A(t)}{\partial \alpha} \\ \frac{\partial A(t)}{\partial T} \\ \frac{\partial A(t)}{\partial \tau} \end{bmatrix}^T \quad (3.5)$$

assim, equacionando a matriz para os valores desejados, têm-se os parâmetros,

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^\alpha \\ \left(\frac{ks-\tau}{T} \right) \log \left(\frac{ks-\tau}{T} \right) A_0 e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \\ A_0 \left(\frac{-1}{T^2} \alpha e^{-\frac{ks+\tau}{T}} (ks-\tau) \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^{-1+\alpha} - \frac{e^{-\frac{ks+\tau}{T}} (-ks+\tau) \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^\alpha}{T^2} \right) \\ A_0 \left(\frac{e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^\alpha}{T} - \frac{\alpha e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^{-1+\alpha}}{T} \right) \end{bmatrix}^T \quad (3.6)$$

em que a dedução da Equação (3.6) é mostrada no Apêndice A.1.

Com a Jacobiana calculada, é definida a matriz de variância do ruído das medidas, $R_k[1 \times 1]$, que neste caso é representada por um único termo,

$$R_k = \left| \sigma_A^2 \right|_{[1 \times 1]}. \quad (3.7)$$

Para realizar o cálculo de R_k , utiliza-se a envoltória do vetor de ultrassom digitalizado, z_k , e mensurada a sua variância. Nos demais termos do modelamento do EKF, é necessário apenas algebrismo, contudo algumas considerações relevantes são válidas.

O ganho de Kalman, $\bar{\mathbf{K}}_k$, é dado por um vetor de dimensão 4×1 , e é calculado por,

$$\bar{\mathbf{K}}_k = \hat{\mathbf{P}}_k^- \mathbf{H}_k^T \left(\mathbf{H}_k \hat{\mathbf{P}}_k^- \mathbf{H}_k^T + R_k \right)^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{K}_{1,1} \\ \bar{K}_{2,1} \\ \bar{K}_{3,1} \\ \bar{K}_{4,1} \end{bmatrix}_{[4 \times 1]}. \quad (3.8)$$

É de suma importância, para o equacionamento do ganho de Kalman, garantir que a diagonal da matriz de propagação da covariância não apresente qualquer va-

lor negativo, pois, caso isso ocorra, irá propagar-se para as demais rotinas, causando, conseqüentemente, valores complexos e errôneos no modelamento da predição.

A equação da *a-posteriori* do vetor de estados é dada por $\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{k}}^+$, na qual,

$$\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{k}}^+ = \hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{k}}^- + \bar{\mathbf{K}}_{\mathbf{k}}(z_k - \hat{z}_k) = \begin{bmatrix} \hat{A}_0 \\ \hat{\alpha} \\ \hat{T} \\ \hat{\tau} \end{bmatrix}_{k-1} + \begin{bmatrix} \bar{K}_{1,1} \\ \bar{K}_{2,1} \\ \bar{K}_{3,1} \\ \bar{K}_{4,1} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} z_k \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{z}_k \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} \hat{A}_0 \\ \hat{\alpha} \\ \hat{T} \\ \hat{\tau} \end{bmatrix}_{k[4 \times 1]}, \quad (3.9)$$

em que é importante salientar que z_k é a envoltória do ultrassom ruidoso, digitalizado com dimensão N , e \hat{z}_k é o vetor de referência da medida, calculado a partir dos parâmetros de estimação. Assim, para $\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{k}}^+$, tem-se uma dimensão 4×1 , sendo $\mathbf{k}-1$ *a-priori* do vetor de estados.

Dessa maneira, é realizada a filtragem do sinal de ultrassom com o EKF, seguindo a metodologia da Tabela 3.1.

3.1.3 Detecção do tempo de trânsito pela técnica do cruzamento por zero

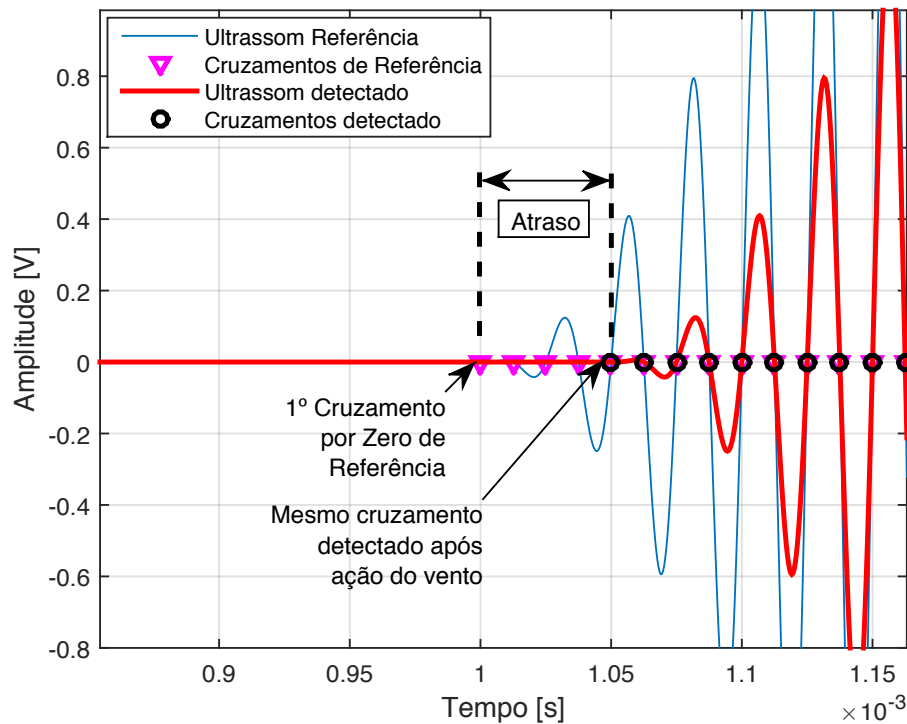
Como já mencionado, o ZCD consiste em detectar passagens por zero. Através dessa técnica é possível eliminar os problemas que envolvem detecções por envoltória, autocorrelação e os que possuem um atraso muito longo. O grande problema é que não deve ser aplicada em sinais ruidosos, e isso não difere do sinal ultrassônico. Contudo, técnicas de remoção do ruído podem ser aplicadas, como demonstrado na Secção 3.1.2.

A ideia de empregar o ZCD para encontrar o tempo de trânsito da onda ultrassônica consiste em três passos:

- Inicialmente, são necessários dados de referência, para isso é medido um pulso de ultrassom sem ações externas causadas pelo vento, é eliminado o ruído pelo EKF e aplicado o ZCD. Desses cruzamentos, é adotado um ponto de referência e armazenado.
- Em um segundo momento, o mesmo sistema é submetido às ações externas do vento, do mesmo modo é eliminado o ruído com o uso do EKF e aplicado ZCD.
- Os cruzamentos, tanto da onda de referência como a submetida ao vento, são equiparados em um mesmo ponto, e assim a diferença de ambos mostra quanto o ultrassom percorreu devido às ações externas.

O último passo pode ser melhor ilustrado pela Figura 3.7.

Figura 3.7: Cruzamentos do ultrassom em uma onda de referência e uma submetida às ações do vento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela Figura 3.7, é possível observar que o mesmo cruzamento terá um deslocamento temporal devido às ações do vento, que no caso é o tempo de trânsito da onda ultrassônica.

Bem delineado a problematização do cruzamento, e tomados os devidos cuidados com os pontos nulos do vetor, foi desenvolvido um algoritmo de detecção que realiza esse tratamento na onda. A metodologia empregada é apresentada na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Laço recursivo da detecção do cruzamento por zero.

Digitalização do Ultrassom Recuperado por Kalman
Armazenado A(j) (Vetor das Amplitudes) Armazenado T(j) (Vetor do Tempo) Para j = 1, 2, 3... N
Vetor cruzamento por zeros $\mathbf{C}(j) = A((j) \leq 0) \& (A(j+1) > 0)$ $\ A((j) \geq 0) \& (A(j+1) < 0)$ Vetor de cruzamentos nulos $\mathbf{I}(j) = \frac{A(C(j)+1) - A(C(j))}{T(C(j)+1) - T(C(j))}$ Vetor Cruzamentos na Amplitude $\mathbf{A}_{CZ}(j) = \frac{A(C(j))}{I(j)}$ Vetor Cruzamentos no Tempo $\mathbf{T}_{CZ}(j) = \frac{T(C(j)) - A(C(j))}{I(j)}$
Retorno ao laço

Fonte: Elaborado pelo autor.

Da Tabela 3.2, o vetor de cruzamentos por zero é fixado nos vetores \mathbf{A}_{CZ} e \mathbf{T}_{CZ} , onde representam a amplitude e o tempo de cruzamento, respectivamente.

O primeiro passo para a aplicação do ZCD, é gerar a envoltória do ultrassom a partir dos parâmetros otimizados pelo EKF. Nesse ponto, $A(t)$ é a envoltória recuperada do sinal ultrassônico. Contudo, o algoritmo do ZCD precisa que a função mude de sinal para que ocorra a detecção do valor. Então, é aplicado o termo da oscilação da Equação (2.1) na envoltória estimada pelo EKF. Logo em seguida, é aplicado um valor fixo de 40 kHz, e não o valor de frequência real do transdutor. Pois, aplicando uma frequência fixa, é garantido repetibilidade nos TOF encontrados. Caso haja alguma defasagem, esta será cancelada no cálculo da velocidade do vento. O motivo da frequência real do transdutor não ser utilizada é que a maioria dos fabricantes garante $40 \text{ kHz} \pm \text{Erro}$, sendo este erro sempre maior 1 kHz nas condições ideais. Além do erro atrelado ao transdutor, existe as incertezas introduzidas pelo sinal quadrado gerado pelo microcontrolador. Com isso, a frequência central pode ter uma relevante variação de um sinal para o outro e, quando se trata do TOF que responde na faixa de μs , isso passa a ser um problema.

Com o sinal ultrassônico, é então aplicado o algoritmo ZCD, descrito na Tabela

3.2. Após o processamento de ZCD, os valores de saída são os vetores de cruzamento do sinal ultrassônico. Assim, é selecionado um único valor do vetor de cruzamentos (o mesmo do índice do ultrassom de referência), e é realizado a diferença entre ambos e adotado como sendo o TOF corrigido.

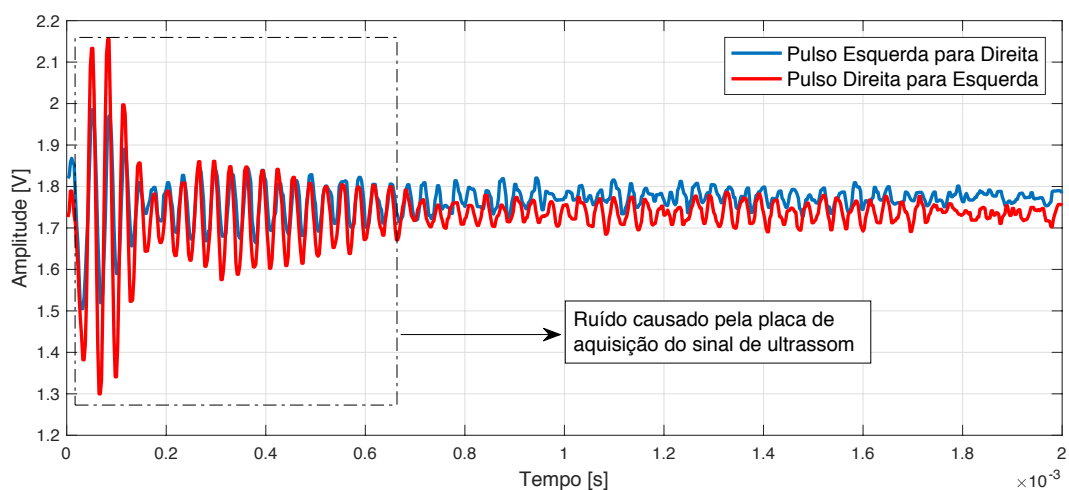
3.2 Circuito de condicionamento para transdutores comerciais

Como existe a necessidade de fazer com que o transdutor trabalhe na função de transceptor, isto é, emitindo e recebendo sinais, é desejado um circuito que faça o condicionamento do transdutor. Para isso, inicialmente era utilizado o circuito proposto no trabalho de Lopes et al. (2017), contudo o condicionamento apresentava alguns problemas.

3.2.1 Melhoramento do circuito de condicionamento

Ao confeccionar uma placa de condicionamento do circuito proposto por Lopes et al. (2017), foi percebido que no sinal ultrassônico existia um ruído proveniente de fontes desconhecidas. Para validar que o ruído encontrava-se na placa, os transdutores foram tapados com aparatos que não deixassem passar resquícios, e nem reflexões, da onda de ultrassom. Após isso, foi realizado uma medida em ambos sentidos, de modo a comprovar que o ruído indesejado era devido ao circuito utilizado. A Figura 3.8 mostra as informações adquiridas durante o experimento.

Figura 3.8: Ruído que aparece no circuito proposto por Lopes et al. (2017)

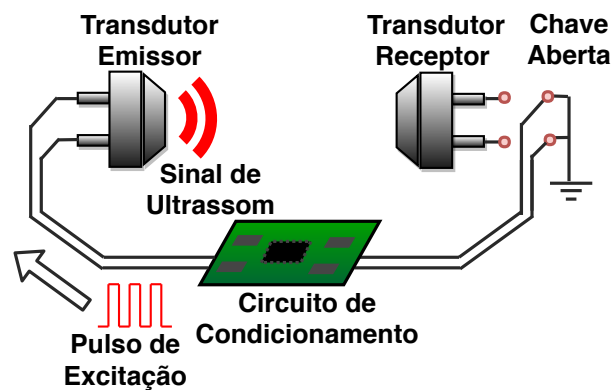


Fonte: Elaborado pelo autor.

A ideia inicial testada para solucionar esse problema foi separar o momento do envio de transmissão, com o instante de recepção. Isso foi realizado utilizando uma chave seletora em todas as portas que conectavam a placa de condicionamento ao transdutor de ultrassom. O procedimento seguido foi o seguinte:

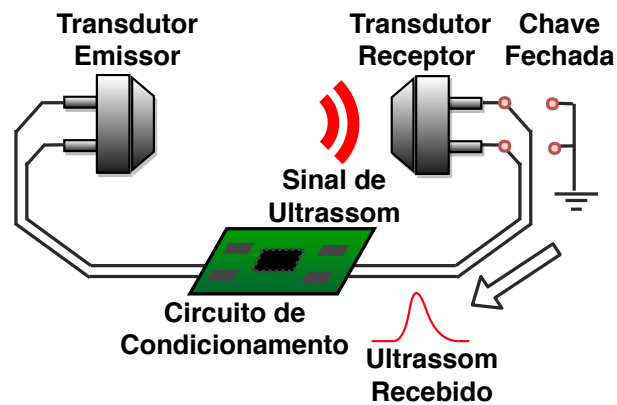
- Em um primeiro momento, a chave seletora no transdutor receptor estava aterrada de modo a descarregar qualquer ruído da conexão que ligava à recepção. Desta maneira, foi emitido o sinal de excitação para o transdutor emissor, acreditava-se que era nesse momento que era gerado o ruído indesejado que seria descarregado. Isso é ilustrado na Figura 3.9.

Figura 3.9: Seleção da chave no circuito em primeiro momento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

- O segundo momento iniciava-se no mesmo instante em que a excitação do transdutor emissor terminava e, junto a isso, era permutada a chave seletora ligando a placa de condicionamento com o receptor. Desse modo, em tese, o sinal recebido estaria livre dos ruídos. A situação é ilustrada na Figura 3.10.

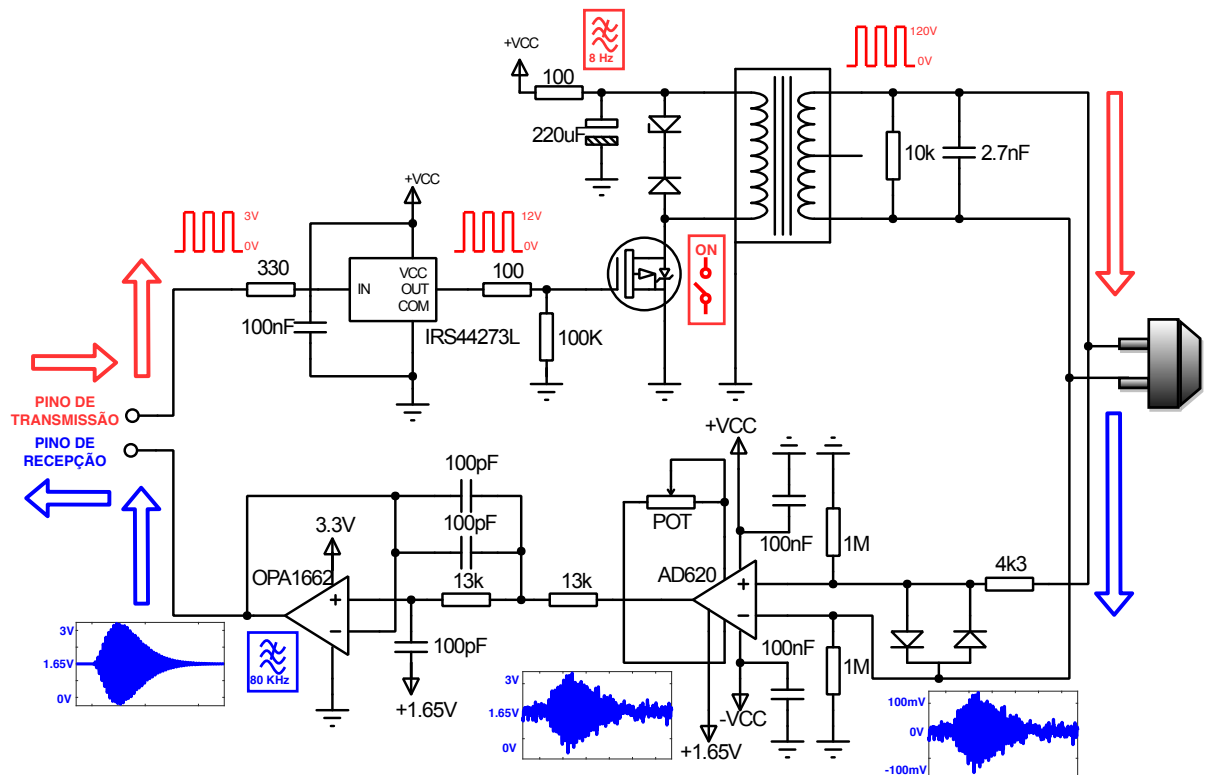
Figura 3.10: Seleção da chave no circuito em segundo momento.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para realização desses ajustes, houve cautela em relação à velocidade de permuta da chave, utilizando um CMOS rápido o suficiente para não causar atrasos no sinal.

Apesar das adaptações com a chave seletora, o ruído continuou. Então, foi decidido pela modificação do circuito de condicionamento.

Como o ruído estava presente na linha de recepção, foi adicionado um estágio utilizando um amplificador de instrumentação, pois, por ele ser diferencial, na saída dessa fase a perturbação seria suprimida. Assim, o novo circuito é ilustrado na Figura 3.11.

Figura 3.11: Metodologia para aquisição de dados reais de ultrassom.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O circuito consiste em duas etapas, sendo elas parte responsável pela transmissão, parte pela recepção.

3.2.2 Transmissão do circuito de condicionamento

Inicialmente, no ramo de transmissão, é inserido um pulso quadrado com ciclo de trabalho de 50%. Pelo fato dos transdutores utilizados (400EP18A) necessitarem de tensão que o microcontrolador não pode fornecer de forma direta, é necessária uma elevação desse valor, de maneira que não prejudique o funcionamento dos demais componentes.

O pulso enviado pelo microcontrolador é recebido por um *driver* IRS44273L que eleva a tensão de 3 V à tensão VCC (12 V), além de desacoplar o sinal proveniente do microcontrolador. Após isso, é excitado o MOSFET que liga/desliga a alimentação do transformador de pulso presente na sequência.

Para esse acionamento, foi adicionado um pequeno filtro passa-baixas na alimentação, de forma que remova ruídos indesejados,

$$f_{c_{\text{Bateria}}} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \Omega \cdot 220 \mu\text{F}} \cong 7,235 \text{ Hz}, \quad (3.10)$$

na qual a frequência de corte da bateria ($f_{c_{\text{Bateria}}}$) está abaixo de 10 Hz, valor comum em filtros passa-baixas de alimentação em circuitos.

Para a proteção, é adicionado um diodo roda livre que provê uma rota de descarregamento para o transformador, isso quando não existir condução no MOSFET. Junto a esse diodo, é adicionado um Zener, que faz com que a tensão induzida pelo primário do transformador seja, ao menos, seu valor de ruptura somado à condução do diodo roda livre.

O trafo possui a configuração 1:10 logo, a tensão de 12 V inserida em seus terminais é elevada para 120 V. Em paralelo a isso, existe um circuito RC, que é responsável pelo casamento de impedâncias do transformador de pulso com o transdutor, dando formato à envoltória do ultrassom. Com isso, é finalizado o ramo do condicionamento da transmissão.

3.2.3 Recepção do circuito de condicionamento

No sistema de recepção, após a aquisição da onda, esta atravessa um diodo duplo (BAV199) com um resistor de 4,3 k Ω , que possui a função de proteger o circuito, impedindo que receba a mesma tensão que é aplicada no transdutor em sua fase de excitação pelo transformador.

Após isso, o sinal passa por um estágio de ganho através de um amplificador de instrumentação (AD620). Por ser um amplificador diferencial, o ruído eletrônico gerado no circuito, devido a excitação do transdutor emissor, deixa de existir. Utilizando um potenciômetro de 10 k Ω o ganho pode ser ajustado segundo,

$$\text{Ganho}_{\text{AD620}} = \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{\text{RG}_{\text{AD620}}} + 1, \quad (3.11)$$

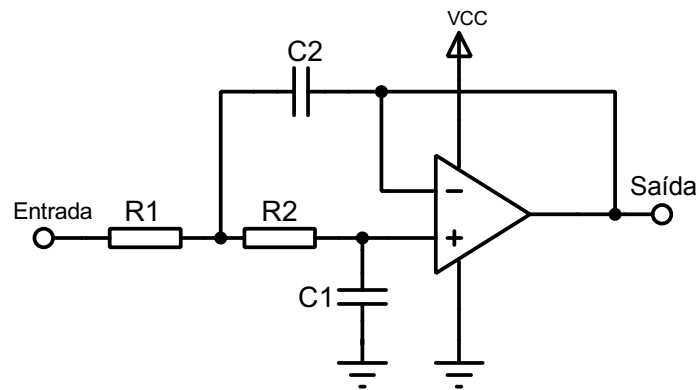
em que, $\text{Ganho}_{\text{AD620}}$, é o ganho do amplificador e, RG_{AD620} , é a resistência ajustada pelo potenciômetro.

Nesse estágio também é aplicado um *offset* de 1,65 V, para que o microcontrolador possa ler a fração negativa do sinal, visto que a onda oscila em torno de 0 V.

Mesmo após ter atravessado um amplificador diferencial, ainda é necessário remover os ruídos provenientes do meio em que o pulso ultrassônico atravessa. Para isso, é utilizado um filtro passa-baixas Sallen-Key de segunda ordem, com resposta

Butterworth e ganho unitário. A frequência de corte desejada é de 80 kHz, pois nessa faixa são removidos os ruídos sem deformar a envoltória da onda. Para o filtro foi adotado a topologia da Figura 3.12.

Figura 3.12: Filtro Passa-Baixas Sallen-Key



Fonte: Elaborado pelo autor.

O cálculo foi realizado da seguinte forma:

1. Inicialmente, foi adotado um capacitor comercial, C_1 . No caso o valor escolhido foi de 100 pF;
2. Logo após, foi determinado C_2 ,

$$\begin{aligned} C_2 &= 2 \cdot C_1 \\ &= 200 \text{ pF}; \end{aligned} \quad (3.12)$$

3. E, por último, foram encontrados R_1 e R_2 , de acordo com a frequência de corte desejada ($F_{C_{Recep.}}$), que corresponde ao valor de 80 kHz. Assim,

$$\begin{aligned} R_1 = R_2 &= \frac{1}{2\sqrt{2} \cdot \pi \cdot C_1 \cdot F_{C_{Recep.}}}, \\ &= \frac{1}{2\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 100 \text{ pF} \cdot 80 \text{ kHz}}, \\ &\cong 14,067 \text{ k}\Omega, \end{aligned} \quad (3.13)$$

portanto, o resistor comercial mais próximo ao valor de 14,067 k Ω encontrado, foi o de 13 k Ω .

Como o valor de resistor foi definido comercialmente, a frequência de corte é definida novamente,

$$\begin{aligned}
 F_{CRecep.} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}, \\
 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{13\text{ k}\Omega \cdot 13\text{ k}\Omega \cdot 100\text{ pF} \cdot 200\text{ pF}}}, \\
 &\cong 86,569\text{ kHz},
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

que é um valor aceitável por estar dentro da faixa esperada.

Para averiguar se a resposta do filtro é realmente *Butterworth*, como porjetado, foi analisado o fator de qualidade, Q_{Filtro} ,

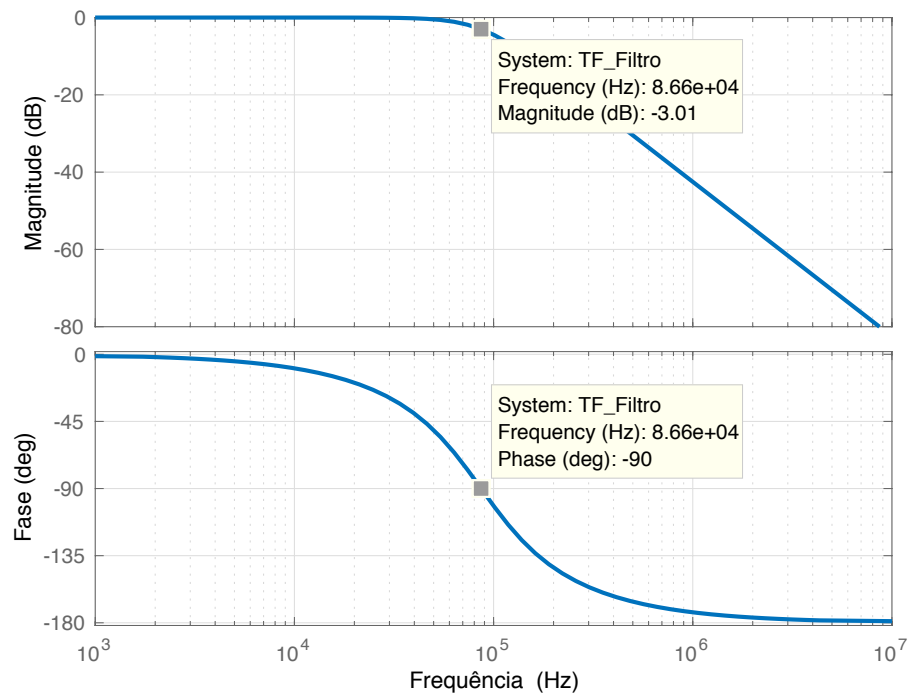
$$Q_{Filtro} = \frac{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}{C_1(R_1 + R_2)} = \frac{\sqrt{13\text{ k}\Omega \cdot 13\text{ k}\Omega \cdot 100\text{ pF} \cdot 200\text{ pF}}}{100\text{ pF} (13\text{ k}\Omega + 13\text{ k}\Omega)} = 0,707. \tag{3.15}$$

Como o fator de qualidade Q_{Filtro} é 0,707 comprova-se que a resposta do filtro projetado é *Butterworth*. Ainda analisando o projeto do filtro, foi plotado o diagrama de Bode, e analisada a queda de -3dB na magnitude.

Inicialmente, foi calculada a função de transferência do sistema, TF_{Filtro} , para ganho unitário, seguindo a topologia da Figura 3.12,

$$\begin{aligned}
 TF_{Filtro} &= \frac{\text{Saída}}{\text{Entrada}}, \\
 &= \frac{1}{s^2(R_1R_2C_1C_2) + s(C_1(R_1 + R_2)) + 1}, \\
 &= \frac{1}{s^2(13\text{ k}\Omega \cdot 13\text{ k}\Omega \cdot 100\text{ pF} \cdot 200\text{ pF}) + s(100\text{ pF}(13\text{ k}\Omega + 13\text{ k}\Omega)) + 1}, \\
 &= \frac{1}{3,38 \cdot 10^{-12}s^2 + 2,6 \cdot 10^{-6}s + 1}.
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

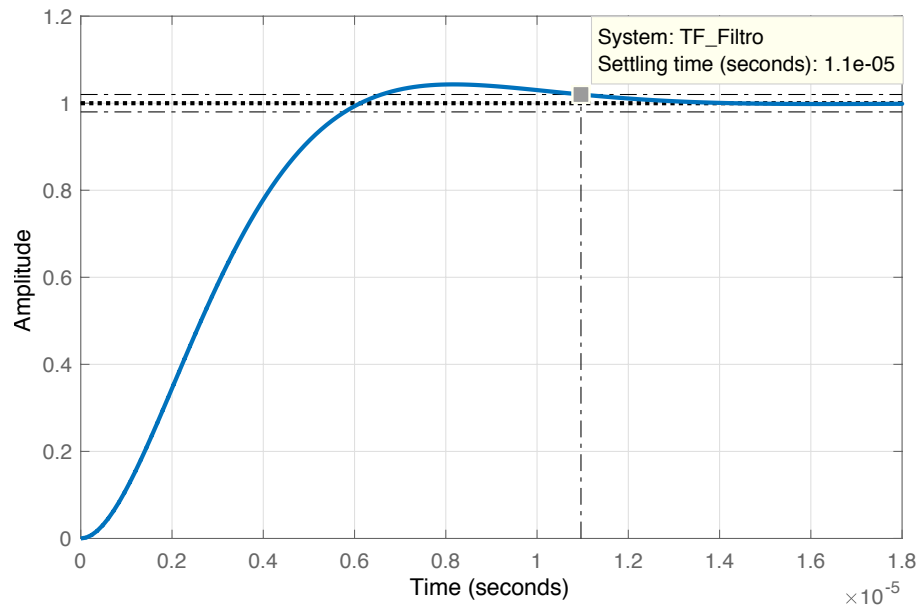
Na Equação (3.16), tem-se a função de transferência do sistema, com isso o diagrama de bode foi gerado via *software* matemático, e apresentado na Figura 3.13.

Figura 3.13: Diagrama de Bode de TF_{Filtro} 

Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela Figura 3.13, foi analisado que a queda de -3dB da magnitude ocorre em 86,6 kHz, que é o valor anteriormente calculado na Equação (3.14).

Como a onda ultrassônica é curta, é necessário ver a velocidade de resposta do filtro. Para isso foi aplicado um sinal tipo *step* em TF_{Filtro} , onde a resposta é apresentada na Figura 3.14.

Figura 3.14: Step de TF_{Filtro} 

Fonte: Elaborado pelo autor.

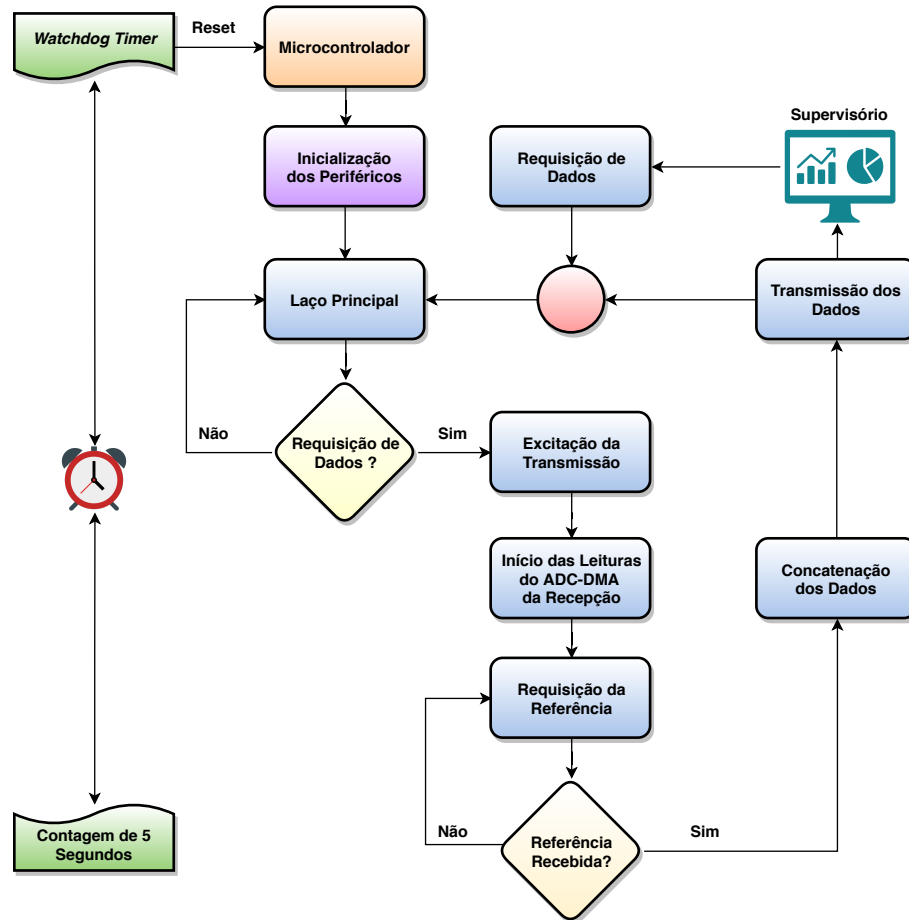
Observando o tempo de acomodação encontrado, $11 \mu\text{s}$, como ilustrado na Figura 3.14, o projeto é capaz de filtrar o sinal ultrassônico que possui banda com velocidade de resposta maior que a do filtro desenvolvido.

3.2.4 Acionamento do circuito

Após o projeto eletrônico, foi desenvolvida a programação do microcontrolador utilizado. Foi escolhido um ARM STM32F429 *Cortex M4*, da *STMicroelectronics*. Foram confeccionados dois módulos do circuito da Figura 3.11, sendo um para cada transdutor empregado no sistema.

O fluxograma da programação é ilustrado na Figura 3.15.

Figura 3.15: Acionamento Geral.

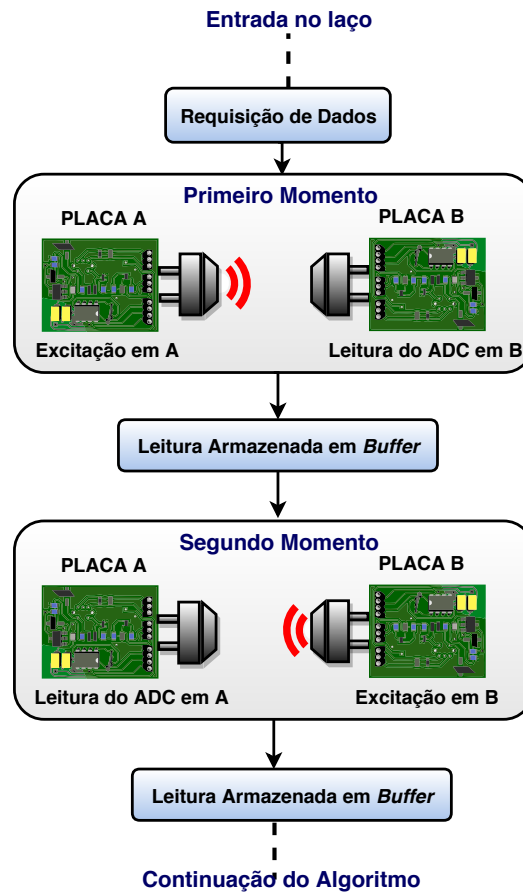


Fonte: Elaborado pelo autor.

Logo na inicialização do microcontrolador, são configurados os periféricos, como temporizadores e conversores analógico-digitais. Após isso, o microcontrolador permanece no laço principal à espera do comando de início das leituras. Desde que o supervisor, um computador, envie o comando de início das leituras, o sistema gera o acionamento dos transdutores.

No primeiro momento, o temporizador do microcontrolador gera 16 pulsos, na frequência de 40 kHz, para a excitação do transdutor emissor. Logo que os 16 envios são cessados, o temporizador é desligado e o conversor A/D de 12 bits é inicializado coletando a saída do receptor. Os valores são lidos e armazenados em um vetor de 800 posições.

Assim que a leitura do conversor A/D é finalizada, o método é invertido, o transdutor que antes era o emissor passa a ser o receptor e, novamente, um processo de excitação e aquisição é aplicado. O tempo é contado a partir do envio do primeiro pulso até o término do processo no conversor A/D. A Figura 3.16 ilustra essa etapa.

Figura 3.16: Fluxograma de acionamento.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Depois dos dados armazenados, através de um comando UART, é requisitada uma medida do anemômetro de referência. Dessa maneira, aguarda-se a interrupção da UART, que sinaliza o recebimento do dado, para assim continuar o algoritmo. Logo na sequência, os vetores são enviados via USB para o supervisor. O laço de leituras se repete até que um comando para finalizar a requisição seja enviado.

O algoritmo é monitorado por um *Watchdog Timer*, que é um temporizador que fiscaliza processos e, caso o sistema fique preso em alguma condição do código, reinicializa o microcontrolador, evitando falhas durante o processo de coleta dos dados.

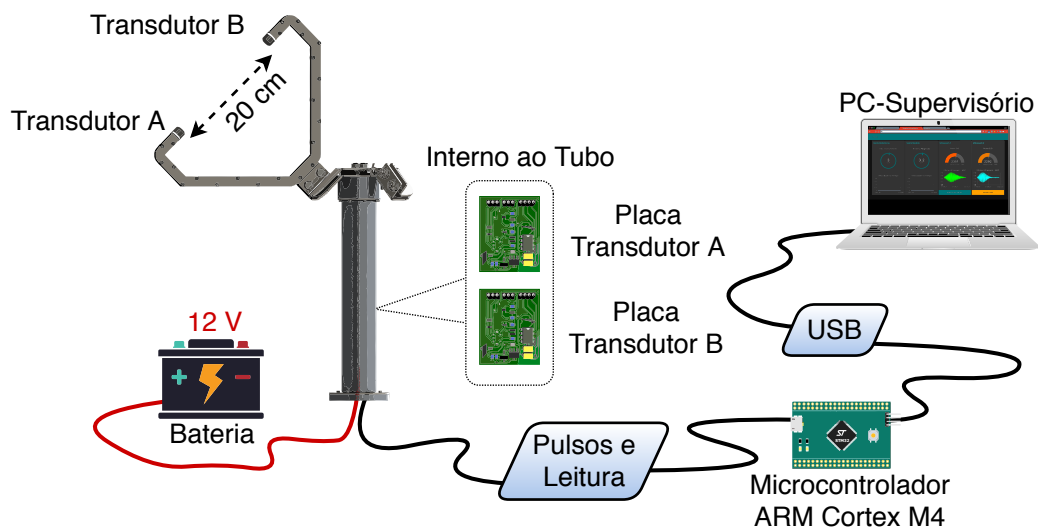
3.2.5 Aquisição dos dados em campo

Para a aquisição de dados em campo foi empregado um transdutor transceptor da *Pro-Wave Electronics*, de modelo *400EP18A*. Foi utilizado um espaçamento de 20 cm entre transdutores, com 16 pulsos de excitação.

Do circuito da Figura 3.11, foi montada uma estrutura responsável por coletar

os dados e enviá-los para um computador, de modo a realizar os testes e aplicar a metodologia. A estrutura, e os itens que a compõem, são ilustradas na Figura 3.17.

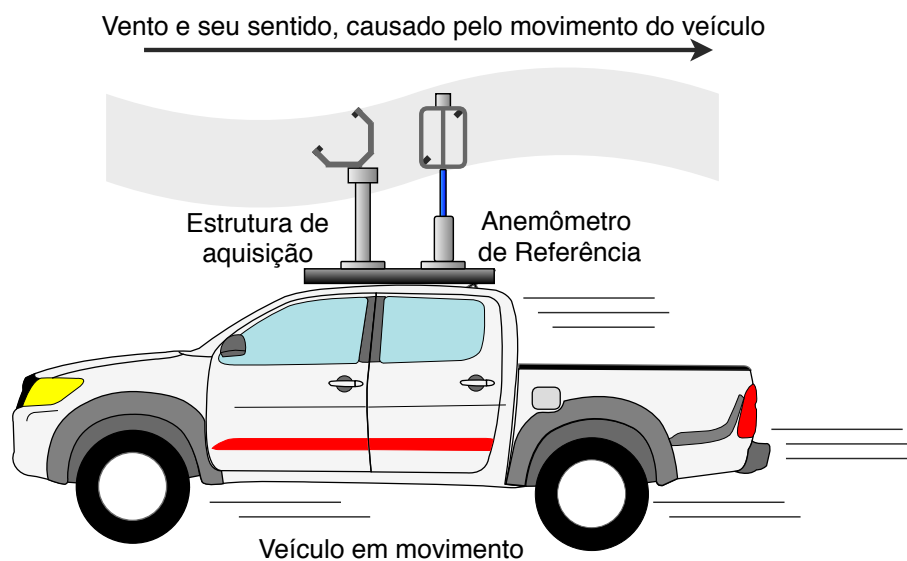
Figura 3.17: Estrutura de aquisição



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para validar os valores encontrados e o funcionamento do sistema, a estrutura de aquisição e um anemômetro comercial, *WindMaster 3D* da *Gill Instruments*, utilizado como referência, foram colocados em um automóvel. A topologia é apresentada na Figura 3.18.

Figura 3.18: Metodologia para aquisição de dados reais de ultrassom.



Fonte: Elaborado pelo autor.

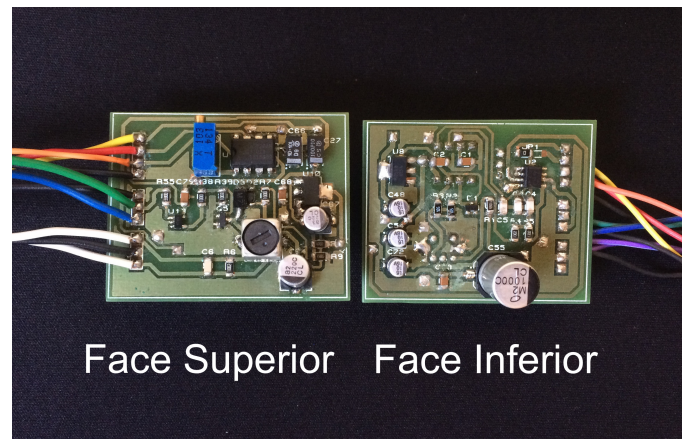
Quando o automóvel entra em movimento, faz com que o vento referente ao plano

terrestre incida de acordo com a velocidade atingida pelo veículo. As duas estruturas são posicionadas lado a lado, de forma que nenhuma interfira na passagem de vento da outra. É importante salientar que ambos sistemas são sincronizados. Isto é, os dois coletam dados simultaneamente, de modo que a referência temporal não seja perdida. Em um primeiro momento, é medido apenas um único eixo, no caso, frente ao veículo, para validar o método empregado. Assim, é possível utilizar a técnica em um plano tridimensional em pesquisas futuras.

Na metodologia, o ponto de interesse é o sinal ultrassônico. Para isso, no anemômetro de referência, é coletada a velocidade do vento, e na estrutura de aquisição é medida a tensão do ultrassom. Separado ambos os valores, ao realizar todo o procedimento de filtragem e coleta dos cruzamentos por zero, é calculada a velocidade do vento e comparada com a obtida com o anemômetro comercial. Pois, caso tenha ocorrido tudo como esperado, as duas velocidades devem coincidir, ou serem próximas o suficiente para que o desvio esteja dentro do erro, E_R , inicialmente estipulado. Para o posicionamento dos transdutores na estrutura de aquisição, foi adotado um ângulo de 45° em relação à passagem do vento.

(ciclo de trabalho de 50% e frequência de 40 kHz). O mesmo microcontrolador é responsável por capturar o sinal com um conversor A/D de 12 bits, dessa maneira, cada módulo possui somente três conexões com o microcontrolador, sendo estes o pino de excitação, o de recepção e um de aterramento para a referência dos pulsos quadrados. A placa de circuito impresso dos módulos, já com os componentes, é apresentada pela Figura 4.2.

Figura 4.2: Dois módulos do circuito da Figura 3.11.

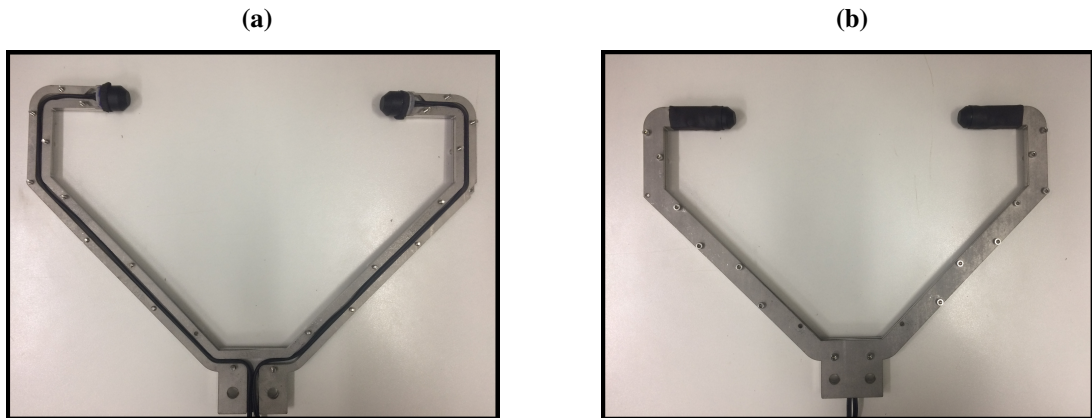


Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.2 Arranjo dos transdutores na estrutura

Para o posicionamento dos transdutores, foram colocados em posição de confronto separados por uma distância de 20 cm. O cabeamento é blindado com malha de terra, dessa forma é garantida maior robustez contra ruídos externos. Os cabos são atravessados pelo interior do suporte metálico, como mostrado na Figura 4.3.

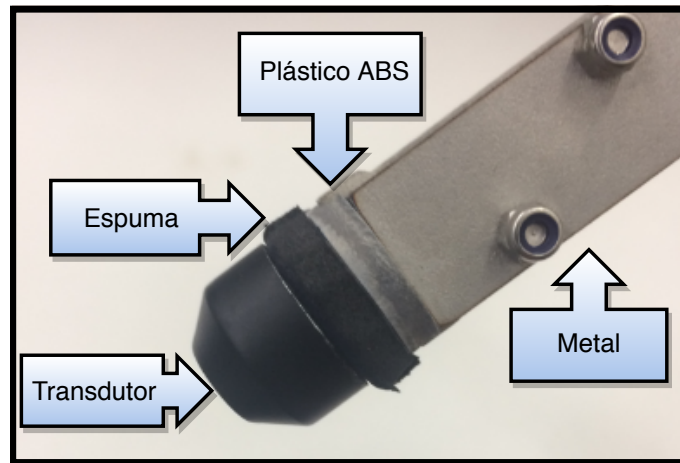
Figura 4.3: Suporte do par de transdutores com distância de 20 cm:
(a) Estrutura aberta, (b) Estrutura fechada.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao ser excitado, o transdutor vibra na frequência de ressonância. Para que as vibrações não percorram a estrutura metálica e cheguem até o lado oposto, podendo adicionar incertezas, é inserida uma dupla camada de isolamento. Para fazer essa proteção são utilizados dois materiais diferentes. A primeira camada, após o transdutor, é uma espuma, por ser porosa ela dissipa muito bem as vibrações mecânicas, inclusive, é vendida com essa finalidade. Para a segunda camada, foi adicionado um plástico ABS, sendo introduzido entre a espuma e o metal para que não haja contato entre ambos, de maneira que as vibrações precisem ultrapassar mais de uma superfície para conseguir atingir o metal. Mesmo que ultrapassasse, no outro lado da estrutura precisaria passar por um percurso igual até chegar ao transdutor oposto.

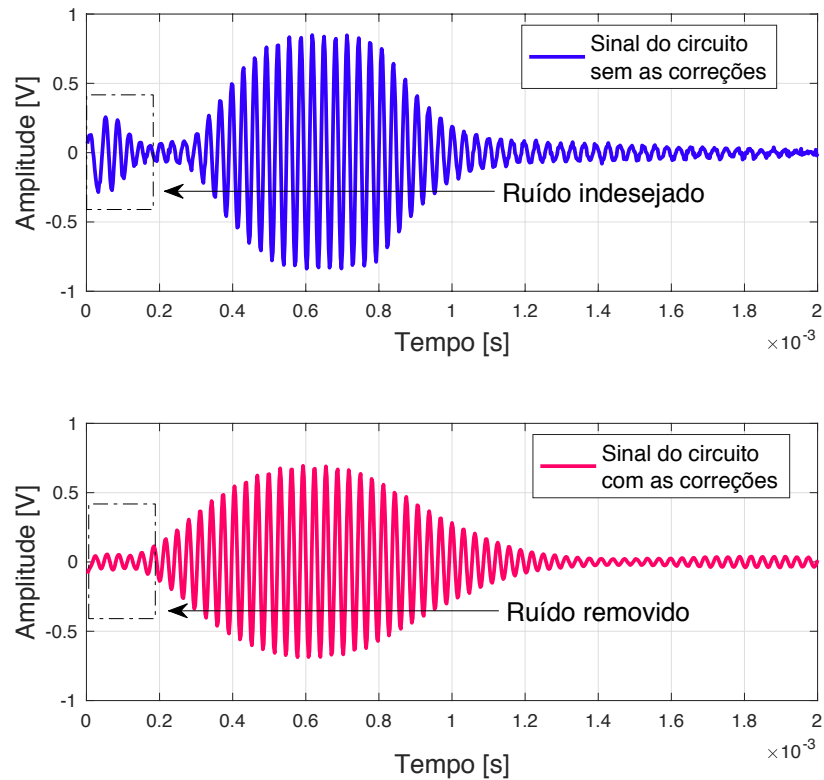
Devido ao processo de isolamento descrito anteriormente, é considerado que não exista incertezas adicionadas devido às vibrações da estrutura. O posicionamento da proteção é apresentada na Figura 4.4.

Figura 4.4: Posicionamento do transdutor na estrutura.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.3 Validação da montagem

Com tudo montado, foi realizada uma coleta de dados em bancada para validar o resultado final do projeto. A Figura 4.5 ilustra o comparativo entre os sinais ultrassônicos.

Figura 4.5: Comparativo dos sinais do circuito proposto e do melhorado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Pelas ondas da Figura 4.5, é possível validar que o ruído indesejado apresentado na Secção 3.2.1 foi suprimido. Além disso, a onda ultrassônica ficou com o auge e declive mais suave, tornando o sinal mais parecido com os resultados obtidos pelo modelo da Equação (2.1). A eliminação desse ruído é um ponto importante na metodologia, pois, graças a ele, o modelo do ultrassom não se ajustaria no sinal experimental.

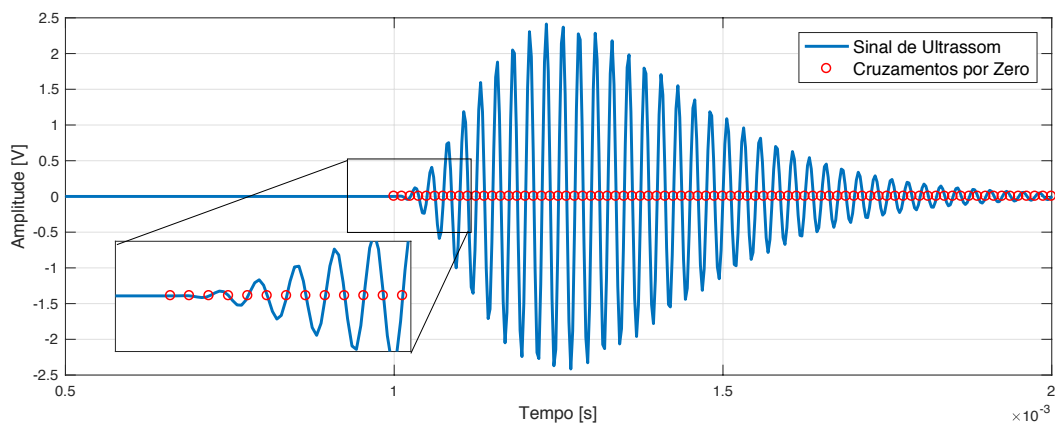
4.2 Validação experimental

4.2.1 Modelamento do ultrassom

Antes de realizar quaisquer testes e coletas em campo, foram validados tanto a correta modelagem do ultrassom como o algoritmo do cruzamento por zero, apresentado na Tabela 3.2.

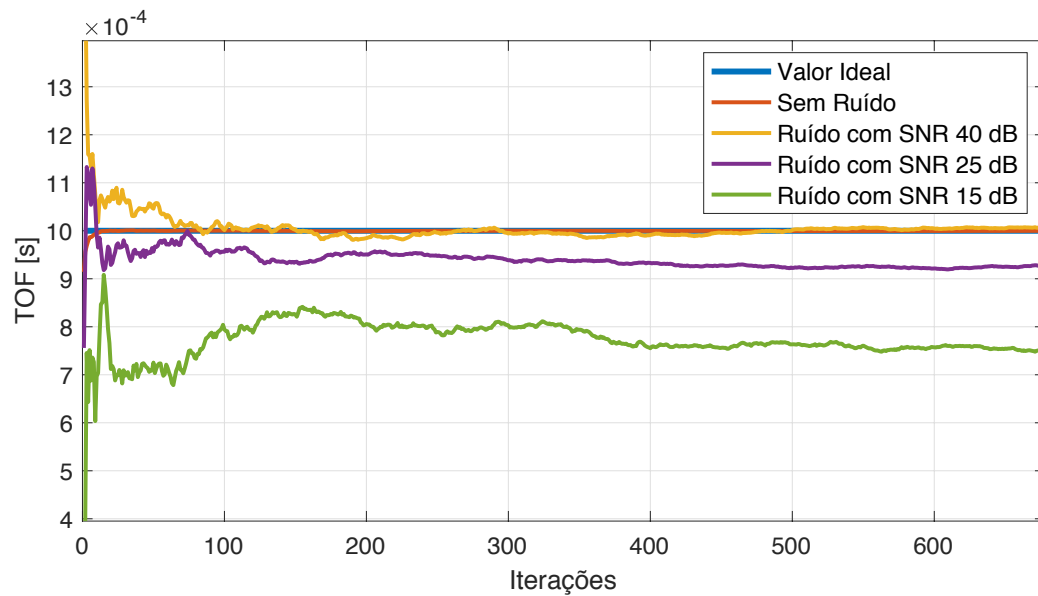
Por meio da Equação 2.1, foi gerado um sinal de ultrassom com $A_0 = 3 \text{ V}$, $\tau = 1 \text{ ms}$, $T = 100 \mu\text{s}$, $\alpha = 2,5$ e uma taxa de amostragem de 400 kHz. Pela Figura 4.6, é ilustrada a simulação com uso de um *software* matemático para validação de ambas metodologias.

Figura 4.6: Simulação da equação de ultrassom com a detecção do cruzamento por zero.



Desde que o sinal esteja livre de ruídos, pela simulação mostrada na Figura 4.6, pode-se perceber que ambas metodologias funcionam perfeitamente dentro dos parâmetros estipulados.

No mesmo sinal foi aplicado um ruído e empregado o modelo do EKF. As iterações são apresentadas pela Figura 4.7.

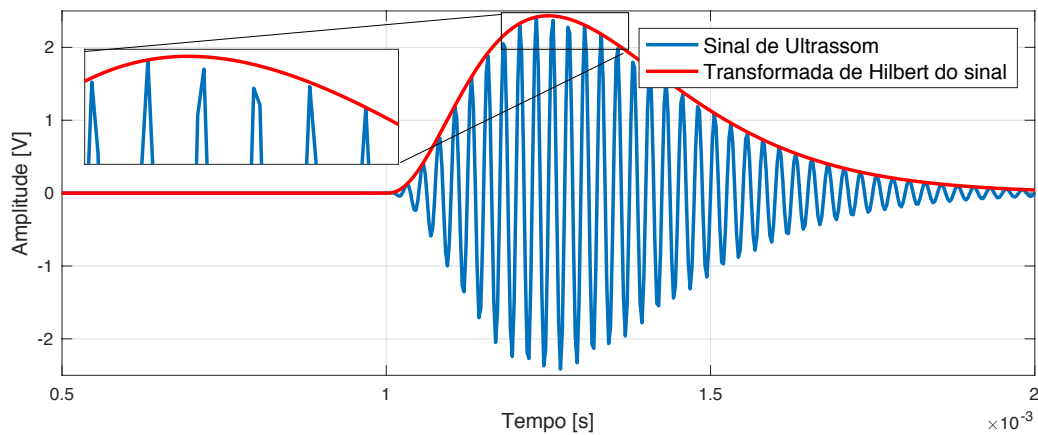
Figura 4.7: Iterações de TOF.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Percebe-se que o TOF tende a se afastar do valor verdadeiro conforme o aumento do ruído. Apesar de a equação base ser a mesma da simulação, a perturbação do sinal não atrapalha somente o TOF, mas sim as demais variáveis do modelo do ultrassom. Com isso, o modelo pode ajustar o TOF conforme a necessidade de corrigir os demais parâmetros. Por isso a importância de aplicar o ZCD juntamente ao EKF que, apesar da correção nos parâmetros, os cruzamentos irão acontecer na melhor configuração estipulada pelo filtro.

4.2.2 Simulação da Transformada de Hilbert

Com os mesmos parâmetros ajustados da Figura 4.6, foi aplicada a transformada de Hilbert no sinal simulado a fim de validar o método. A Figura 4.8 apresenta os resultados.

Figura 4.8: Simulação da Transformada de Hilbert sobre o ultrassom.

Pela área em destaque inserido na Figura 4.8, é possível visualizar que a transformada de Hilbert não percorre exatamente sobre o sinal, isso acontece porque o envelope é obtido através do valor absoluto, portanto o sinal é retificado. Uma grande vantagem dessa técnica é não reduzir a quantidade de pontos em relação ao sinal original, em contrapartida, ele preenche os espaços vazios com dados que podem não estar contidos na onda completa. Contudo, na Figura 4.8 o sinal ultrassônico idealmente deveria alcançar o trajeto traçado pela transformada, nesse caso, a envoltória de Hilbert é a mais correta.

Outra grande ressalva que pode ser citada realizando testes experimentais é o fato que, para aplicar a transformada, o sinal precisa estar centrado em zero, caso ele esteja com um *offset*, a metodologia já não será a mesma, é preciso considerar esse deslocamento como o zero. O circuito da Figura 3.11 possui um *offset* de 1,65 V e este sinal deverá ser tratado como se o zero fosse nessa tensão, de forma a aplicar o procedimento de aquisição da envoltória.

4.2.3 Validação do algoritmo

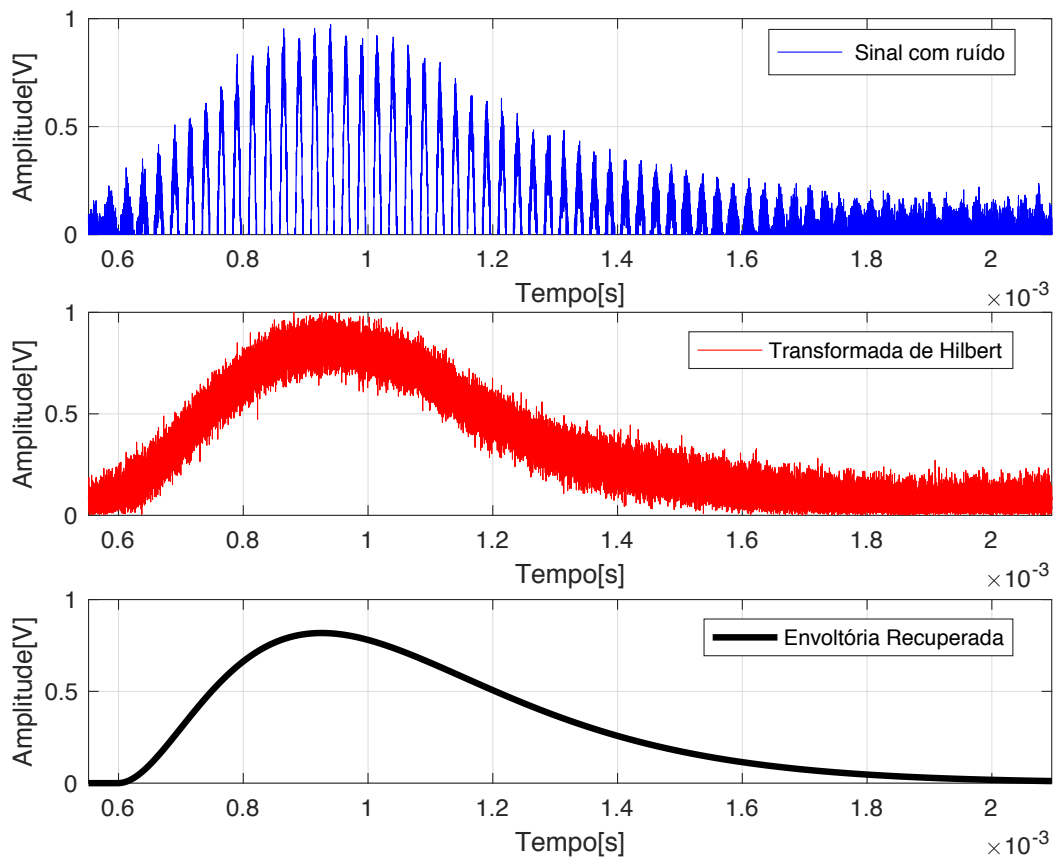
Antes dos testes em campo, inicialmente foram realizados ensaios em bancada dos algoritmos EKZ e ZCD.

Para os valores iniciais de \mathbf{X}_0 foi adotado o procedimento já descrito na Seção 3.1.2. Determinados os parâmetros iniciais de \mathbf{X}_0 , o próximo passo foi definir \mathbf{P}_0 . Para a matriz de covariância do erro, \mathbf{P}_0 , foi utilizado um valor grande em sua diagonal. Para isso, adotou-se $1 \cdot 10^5$ como ponto de partida para os trabalhos executados. Após isso, foi frisada uma condição de parada, no caso o erro, E_R , desejado.

De modo a validar os testes realizados em bancada, foi aplicado um ruído gaussiano de 25 dB em uma onda ultrassônica real, e assim empregado o método do EKF. A

Figura 4.9 apresenta os resultados obtidos.

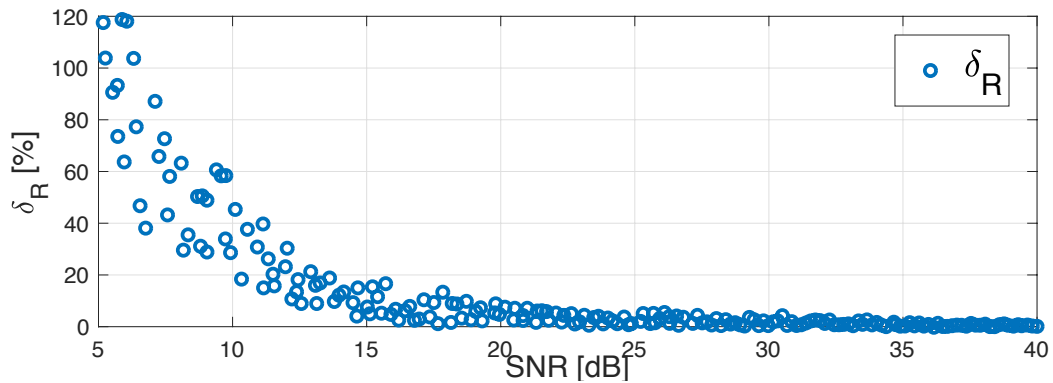
Figura 4.9: EKF aplicado a um sinal real introduzido a um ruído simulado de 25 dB.



Com a inserção de um ruído gaussiano, a recuperação do sinal com o uso do EKF se torna plausível, pois o envelope da envoltória não perdeu as características básicas do ultrassom, com rampas de subida e descida bem delineadas, apesar da perturbação adicionada. É importante frisar que na Figura 4.9 foi colocada somente a fração positiva do sinal, para proporcionar ao leitor uma visualização mais próxima dos demais sinais.

A calibração da referência foi realizada com o sistema em ambiente fechado, de forma que não sofresse qualquer variação devido às perturbações externas. Dessa maneira, é garantida que a envoltória do sinal fosse mais fiel ao modelamento (2.1).

Para avaliar em bancada a capacidade do sistema, foi introduzido ruído no sinal ultrassônico. A partir disso, foi calculado o erro relativo, δ_R , em função da SNR da perturbação aplicada. A Figura 4.10 mostra o resultado obtido.

Figura 4.10: Erro relativo do ultrassom estimado pela SNR do ruído aplicado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Mesmo utilizando a média de pontos, nesse ensaio já era esperado que para SNR inferiores a 20 dB, o algoritmo se comportaria de maneira imprecisa. Pois, durante a predição, mínimos locais podem ser encontrados, e valores equivocados tomados como verdade. O que ocorre é que para SNR menores que 20 dB, todo o sinal começa a ser sombreado pelo ruído.

4.2.4 Testes em campo

Na coleta de sinais ultrassônicos submetido a ações do vento, foi utilizado um anemômetro comercial *WindMaster 3D*, da *Gill Instruments*. Durante a realização dos testes, este foi configurado para enviar a velocidade medida em cada um dos seus 3 eixos. Como a estrutura de aquisição é um sistema 1D, todos os comparativos com o anemômetro comercial são de apenas 1 eixo de posicionamento equivalente. A estrutura de aquisição foi posicionada junto à referência de forma que não houvesse interferência entre ambos os sistemas. As estruturas foram colocadas uma ao lado da outra, como apresentado na Figura 4.11.

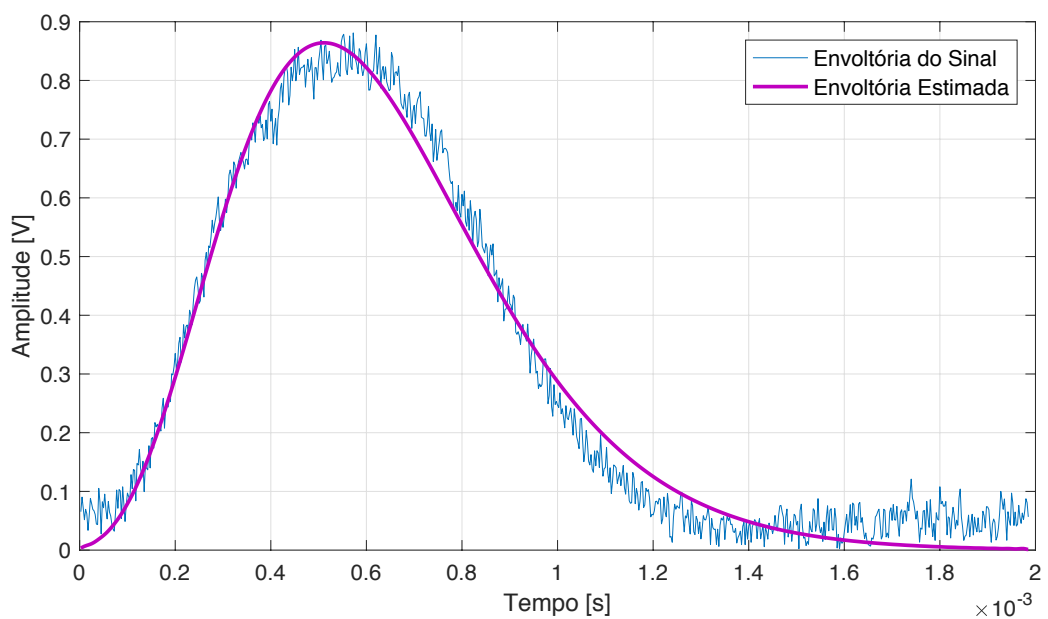
Figura 4.11: Montagem da estrutura de aquisição no veículo para realização dos testes.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao coletar os dados experimentais, é possível visualizar que, como já expresso, a metodologia de remoção do ruído ajusta uma melhor onda conforme a equação base. Isso pode ser observado no descarregamento do ultrassom, que foi corrigido conforme a equação do modelo, ignorando um pequeno trecho do sinal. A Figura 4.12 mostra essa situação.

Figura 4.12: Remoção do ruído em uma onda ultrassônica coletada em campo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a validação do sistema foram coletados sinais ultrassônicos submetidos a ventos de até 100 km/h. Dos sinais coletados, foram consideradas medidas de até 75 km/h como limiar da estrutura de aquisição. Em prática, foi detectado que um dos problemas existente nos transdutores é que, tanto T como α , que deveriam possuir valores fixos, também oscilam conforme a velocidade do vento. Isso pode fazer com que o EKF faça uma predição equivocada, para isso é utilizado o ZCD, caso o filtro tente ajustar τ para compensar erros em T e α , evitando uma medida errada do tempo de trânsito. Porém, quando os parâmetros possuem uma variação muito alta do esperado, no caso, acima de 75 km/h, o EKF, além de se equivocar no TOF, começa a prever uma envoltória discrepante da real, assim prejudicando o algoritmo do ZCD. Por isso, o sistema é truncado em um limiar de velocidade do vento para garantir boas medições.

Após isso, os valores obtidos foram comparados com o do anemômetro comercial que, segundo o fabricante, possui um erro menor que 1,5%. Para a calibração foram utilizados 100 sinais de ultrassom e 50 valores de velocidade do vento, que totalizam 80.000 pontos lidos pelo conversor A/D. Algumas amostras dessas comparações são apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Algumas amostras do teste em campo.

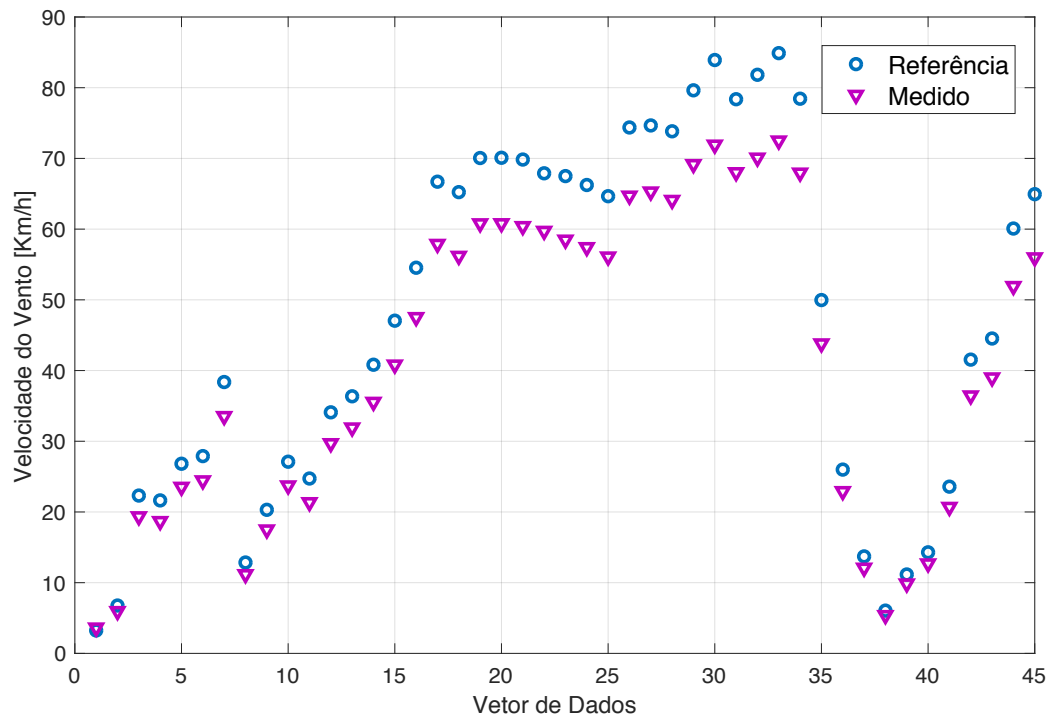
Anemômetro de Referência (km/h)	Estrutura de Aquisição (km/h)	Erro Absoluto (km/h)	Erro Relativo (%)
3,24	3,63	0,39	12,15
6,05	5,39	0,66	10,89
12,85	11,18	1,67	13,02
14,29	12,70	1,59	11,12
21,64	18,69	2,95	13,62
26,82	23,54	3,28	12,24
34,09	29,70	4,39	12,87
38,38	33,54	4,84	12,60
41,54	36,46	5,08	12,24
47,05	40,82	6,23	13,23
54,54	47,54	7,00	12,84
66,71	57,89	8,82	13,22
64,66	56,10	8,55	13,23
67,50	58,49	9,01	13,35
73,84	64,11	9,73	13,17
78,44	67,97	10,48	13,35
81,83	70,09	11,74	14,34
84,89	72,51	12,38	14,58

Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela Tabela 4.1, é possível notar que o erro do sistema cresce conforme a velocidade do vento aumenta. Além do próprio erro, a estrutura de aquisição passa a ter um valor mais afastado em relação à referência. Nessa condição, a calibração não é apenas uma constante, ou um ganho de *offset*, é necessário aplicar uma regressão para manter as medidas com o menor erro relativo possível.

Uma das desvantagens de usar um anemômetro, ao invés de um túnel de vento, é que o sistema é calibrado tomando como base sempre a referência, e mesmo que a medida esteja correta, a calibração fará com que ela se aproxime do valor mensurado pelo equipamento comercial. A vantagem de utilizar um túnel de vento é que, além das medidas serem mais confiáveis, seria possível fazer um comparativo entre a estrutura de aquisição e o anemômetro comercial, pois assim validaria as incertezas do projeto sem estarem atreladas aos erros mensurados pela referência. A Figura 4.13 apresenta amostras das coletas efetuadas em campo.

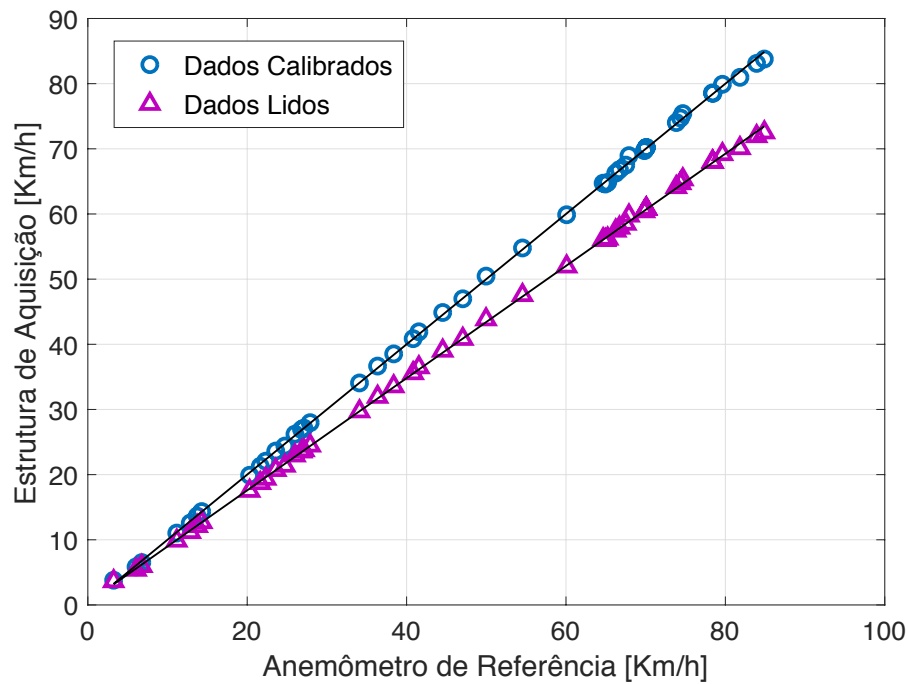
Figura 4.13: Amostras do comparativo entre os valores de referência com os medidos em campo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Através de uma regressão entre o anemômetro comercial e os valores medidos, foi possível obter uma equação de calibração para o sistema de aquisição: $y_{calibrado} = 1,1612y_{medido} - 0,41806$, sendo, $y_{calibrado}$, os novos dados calibrados e, y_{medido} , os valores anteriores à calibração. O comparativo entre os dados originais (antes do ajuste) e os calibrados (após o ajuste) podem ser observados na Fig.4.14.

Figura 4.14: Comparação entre o anemômetro comercial e a estrutura de aquisição, antes e após a calibração do sistema.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela Figura 4.14 é possível observar que os dados calibraram-se conforme as medidas da referência. É importante lembrar que o sistema é limitado na velocidade de 75 km/h para possuir uma boa exatidão em relação ao anemômetro comercial. Com a calibração, computando o coeficiente de determinação, é encontrado o valor de $R_{Det}^2 = 0.9977$, isto é, os dados coletados possuíram um ajuste de 99,77%. Levando em consideração que o trabalho proposto é um sistema 1D, este possuiu uma melhor aproximação que a pesquisa apresentada por Lopes et al. (2017), que obteve um ajuste de $R_{Det}^2 = 0.9933$ na mesma região observada de até 75 Km/h.

5 Conclusão

Neste trabalho foi proposto o desenvolvimento de uma metodologia capaz de medir o TOF por técnicas combinadas.

Inicialmente, foram percorridos os métodos existentes frisando os problemas de cada um. Logo após, foi apresentada a solução do trabalho para realizar medições de TOF em ondas ultrassônicas submetidas às ações do vento. Para isso, foi utilizado o método da predição da envoltória ultrassônica aliado à técnica de detecção do cruzamento por zero. Ambos os métodos se complementam, pois inicialmente é eliminado o ruído do ultrassom para, depois, detectar o momento de chegada da onda através do ZCD, combinação que se mostrou muito eficaz até a faixa adotada. Com a técnica é possível mensurar a velocidade do vento.

Para validar a proposta do trabalho foi montada uma estrutura de aquisição com um par de transdutores ultrassônicos, ambos separados por uma distância de 20 cm. Assim, para referência da medida, foi utilizado um anemômetro comercial de erro inferior a 1,5%. Com o uso de um veículo, ambas as estruturas, a de referência e a de aquisição, foram colocadas paralelas e mensuradas diferentes velocidades do vento.

Durante o desenvolvimento do sistema de aquisição, foi sanado um problema existente no condicionamento apresentado pelo trabalho de Lopes et al. (2017), onde havia um ruído atrelado ao circuito, o que prejudicaria a metodologia proposta. Com o novo condicionamento desenvolvido, foi permitido que tanto a metodologia da remoção do ruído, quanto a de detecção dos cruzamentos por zero, fossem aplicadas sem que a perturbação anteriormente presente na parte eletrônica prejudicasse os resultados. Além disso, foi mostrada uma metodologia básica para a aquisição dos sinais através de um microcontrolador, apenas utilizando temporizadores e conversores A/D internos, sem que fosse necessário um circuito complexo para fazer a captação destes dados.

O sistema mostrou-se funcional para velocidades de até 75 km/h, com coeficiente de determinação $R_{Det}^2 = 0.9977$ e erro relativo de 14,58%, como demonstrado no decorrer do trabalho.

5.1 Sugestões para trabalhos futuros

Visando a continuidade do trabalho, são listados alguns itens que podem contribuir para uma melhora do sistema proposto no decorrer da pesquisa, sendo elas;

- Implementação do algoritmo totalmente interno ao microcontrolador;
- Estudo mais aprofundado da topologia da estrutura de aquisição, para que seja evitado turbulência nos transdutores;
- Investigação de melhores meios para remoção de ruídos da envoltória do ultrassom, para diminuição do custo computacional;
- Aplicação da metodologia em uma estrutura tridimensional para uma exploração mais justa dos problemas que envolvem o ultrassom.

Referências

ANGRISANI, L.; BACCIGALUPI, A.; MORIELLO, R. S. L. Performance assessment of a kalman filter-based method for ultrasonic time-of-flight estimation. In: **IEEE Ultrasonics Symposium, 2004**. 2004. v. 2, p. 1058–1061 Vol.2. ISSN 1051-0117.

ANGRISANI, L.; BACCIGALUPI, A.; Schiano Lo Moriello, R. Performance assessment of a Kalman filter-based method for ultrasonic time-of-flight estimation. In: **IEEE Ultrasonics Symposium, 2004**. IEEE, 2004. v. 2, n. c, p. 1058–1061. ISBN 0-7803-8412-1. ISSN 1051-0117. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1417958>>.

BHATTACHARYYA, S.; PURKAYASTHA, B. B.; AHMED, R. N.; BHATTACHARYYA, K. Zero crossing algorithm based phase recovery for dpll based wireless communication. In: **International Conference on Computing, Communication Automation**. 2015. p. 1273–1279.

CHOOSAKUL, N.; KAKSUNGNOEN, K.; WITONSET, A. The influence of buildings to wind velocity and direction. In: **2015 International Conference on Science and Technology (TICST)**. IEEE, 2015. p. 489–491. ISBN 978-1-4673-7670-9. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7369404>>.

CLEUGH, H.; MILLER, J.; BÖHM, M. Direct mechanical effects of wind on crops. **Agroforestry Systems**, Springer, v. 41, n. 1, p. 85–112, 1998.

COSTA, M. M.; FREIRE, R. C. S.; CATUNDA, S. Y. C.; VILLANUEVA, J. M. M. Wind speed measurement based on ultrasonic sensors using discrete fourier transform. In: **2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)**. 2013. p. 499–504. ISSN 1091-5281.

DOBAKSHARI, A. S.; FOTUHI-FIRUZABAD, M. A reliability model of large wind farms for power system adequacy studies. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 24, n. 3, p. 792–801, Sept 2009. ISSN 0885-8969.

FABIJANSKI, R. L. P. 2011 modeling and identification of parameters the piezoelectric transducers in ultrasonic systems, advances in ceramics - electric and magnetic ceramics, bioceramics, ceramics and environment. In: . InTech, 2011. Disponível em: <<https://www.intechopen.com/books/advances-in-ceramics-electric-and-magnetic-ceramics-bioceramics-ceramics-and-environment/modeling-and-identification-of-parameters-the-piezoelectric-transducers-in-ultrasonic-systems>>.

FANG, Z.; HU, L.; MAO, K.; CHEN, W.; FU, X. Similarity judgment-based double-threshold method for time-of-flight determination in an ultrasonic gas flowmeter. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 67, n. 1, p. 24–32, Jan 2018. ISSN 0018-9456.

FLOREA, L.; FLOREA, C.; VRANCEANU, R.; VERTAN, C. Zero-crossing based image projections encoding for eye localization. In: **2012 Proceedings of the 20th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)**. 2012. p. 150–154. ISSN 2219-5491.

GUEUNING, F.; VARLAN, M.; EUGENE, C.; DUPUIS, P. Accurate distance measurement by an autonomous ultrasonic system combining time-of-flight and phase-shift methods. In: **Quality Measurement: The Indispensable Bridge between Theory and Reality (No Measurements? No Science! Joint Conference - 1996: IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference and IMEKO Tec**. 1996. v. 1, p. 399–404 vol.1.

HALLIDAY ROBERT RESNICK, J. W. D. **Fundamentals of physics, Volume 2**. 10. ed. 2009. ISBN 1118230736.

HUANG, C. F.; HUANG, K. N.; YOUNG, M. S.; HUANG, S. S.; CHEN, R. C.; LEE, K. Y. Design of an ultrasonic system for temperature measurement in an infant incubator. In: **IEEE EMBS Asian-Pacific Conference on Biomedical Engineering, 2003**. 2003. p. 296–297.

JIANG, M.; LIU, W.; LI, Y. Study of wind profile prediction with a combination of signal processing and computational fluid dynamics. In: **2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)**. 2017. p. 1–4.

KHYAM, M. O.; GE, S. S.; LI, X.; PICKERING, M. R. Highly accurate time-of-flight measurement technique based on phase-correlation for ultrasonic ranging. **IEEE Sensors Journal**, v. 17, n. 2, p. 434–443, Jan 2017. ISSN 1530-437X.

LALIC, M. Aula 4 - ondas sonoras. In: **Física C. : Universidade Federal de Sergipe / CESAD**, 2011.

LOPES, G. M. G.; JUNIOR, D. P. da S.; FRANÇA, J. A. de; FRANÇA, M. B. de M.; RIBEIRO, L. de S.; MOREIRA, M.; ELIAS, P. Development of 3-d ultrasonic anemometer with nonorthogonal geometry for the determination of high-intensity winds. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 66, n. 11, p. 2836–2844, Nov 2017. ISSN 0018-9456.

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. ISSN 0018-9456.

MARPLE, S. L. Computing the discrete-time 'analytic' signal via fft. In: **Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Cat. No.97CB36136)**. 1997. v. 2, p. 1322–1325 vol.2. ISSN 1058-6393.

MASON, W. P. An electromechanical representation of a piezoelectric crystal used as a transducer. **The Bell System Technical Journal**, v. 14, n. 4, p. 718–723, Oct 1935. ISSN 0005-8580.

MASON, W. P.; THURSTON, R. **Physical Acoustics: Principles and Methods**. : Academic Press, 1981. (Physical Acoustics 15). ISBN 0124779158,9780124779150.

NIEDERJOHN, R. A mathematical formulation and comparison of zero-crossing analysis techniques which have been applied to automatic speech recognition. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, v. 23, n. 4, p. 373–380, Aug 1975. ISSN 0096-3518.

QUEIROS, R.; GIRAO, P. S.; SERRA, A. C. Cross-correlation and sine-fitting techniques for high resolution ultrasonic ranging. In: **2006 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings**. 2006. p. 552–556. ISSN 1091-5281.

RAYA, R.; FRIZERA, A.; CERES, R.; CALDERON, L.; ROCON, E. Design and evaluation of a fast model-based algorithm for ultrasonic range measurements. v. 148, p. 335–341, 11 2008.

SHI, X.; DONG, X.; TAN, C.; DONG, F. Flow velocity measurement based on ultrasonic cross-correlation technique in oil-water two-phase flow. In: **2016 35th Chinese Control Conference (CCC)**. 2016. p. 4921–4925.

TODORAN, G.; IAKAB, C. Discrete hilbert transform. numeric algorithms. v. 49, 01 2008.

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. ISSN 0018-9456.

ULRICH, T. Envelope Calculation from the Hilbert Transform. 03 2006.

XI-BO, D.; YI-FENG, Z.; CHUN-YU, L.; JIAN, W. Study of the ultrasonic three-dimensional wind speed measurement methods based on the phase difference. In: **2016 Sixth International Conference on Instrumentation Measurement, Computer, Communication and Control (IMCCC)**. 2016. p. 785–789.

ZIERHOFER, C. M. A nonrecursive approach for zero crossing based spectral analysis. **IEEE Signal Processing Letters**, v. 24, n. 7, p. 1054–1057, July 2017. ISSN 1070-9908.

Apêndice A – Cálculos Matemáticos

A.1 Matriz das Medidas

Quase sempre o cálculo com *software* matemático é essencial na resolução de problemas, porém em determinados casos como quando se irá implementar em código C certas equações, é de ajuda saber se a forma simplificada oferecida por *softwares* matemáticos é realmente a mais simples de ser desenvolvida em programações de microcontroladores. Pensando dessa forma durante o trabalho foi desenvolvida a matriz Jacobiana necessária para o Filtro de *Kalman*.

Para a Jacobiana \mathbf{H}_k do filtro tem-se a matriz $\mathbf{H}_{[4 \times 1]}$,

$$\mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial A(t)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_k} \quad (\text{A.1})$$

equacionando a matriz, para os valores desejados, é determinado os seguintes parâmetros,

$$\mathbf{H}_k = \left[\frac{\partial A(t)}{\partial A_0} \quad \frac{\partial A(t)}{\partial \alpha} \quad \frac{\partial A(t)}{\partial T} \quad \frac{\partial A(t)}{\partial \tau} \right] \quad (\text{A.2})$$

Fazendo o cálculo dos termos da matriz jacobiana, é possível reduzir as iterações do filtro, visto que é mais simples aplicar o equacionamento final do que desenvolver um algoritmo que faz o cálculo jacobiano da equação do modelamento da onda.

• Jacobiano em função de A_0 .

$$\bullet \mathbf{H}_{k[1]} = \left[\frac{\partial A(t)}{\partial A_0} \right]$$

$$\frac{\partial A(t)}{\partial A_0} = \frac{d}{dA_0} \left(A_0 e^{\frac{-(kts)+\tau}{T}} \left(\frac{kts - \tau}{T} \right)^\alpha \right)$$

separando as constantes,

$$= e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{kts - \tau}{T} \right)^\alpha \left(\frac{d}{dA_0} (A_0) \right)$$

derivada de A_0 é 1,

$$= 1 e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{kts - \tau}{T} \right)^\alpha$$

concluindo,

$$\frac{\partial h(A, k)}{\partial A_0} = e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{kts - \tau}{T} \right)^\alpha \quad (\text{A.3})$$

•Jacobiano em função de α .

• $\mathbf{Hk}_{[2]} = \left[\frac{\partial A(t)}{\partial \alpha} \right]$

$$\frac{\partial A(t)}{\partial \alpha} = \frac{d}{d\alpha} \left(A_0 e^{\frac{-(kts)+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right)$$

separando as constantes,

$$= A_0 e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{d}{d\alpha} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right) \right)$$

derivada de $a^u = a^u(\log(a))u'$,

$$= A_0 e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right) \log \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)$$

concluindo,

$$\frac{\partial A(t)}{\partial \alpha} = \left(\frac{kts-\tau}{T} \right) \log \left(\frac{kts-\tau}{T} \right) A_0 e^{\frac{-kts+\tau}{T}}. \quad (\text{A.4})$$

•Jacobiano em função de T .

• $\mathbf{Hk}_{[3]} = \left[\frac{\partial A(t)}{\partial T} \right]$

$$\frac{\partial A(t)}{\partial T} = \frac{d}{dT} \left(A_0 e^{\frac{-(kts)+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right)$$

separando as constantes,

$$= A_0 \left(\frac{d}{dT} \left(e^{\frac{-(kts)+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right) \right)$$

pela regra do produto,

$$= \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \frac{d}{dT} \left(e^{\frac{-(kts)+\tau}{T}} \right) + e^{\frac{\tau-kts}{T}} \frac{d}{dT} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right)$$

pela regra da cadeia,

$$= A_0 \left(e^{\frac{-(kts)+\tau}{T}} \left(\frac{d}{dT} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right) \right) \right) \\ + e^{\frac{\tau-kts}{T}} \frac{d}{dT} \left(\frac{-(kts)+\tau}{T} \right) \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha$$

separando as constantes,

$$= A_0 \left(e^{\frac{-(kts)+\tau}{T}} \left(\frac{d}{dT} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right) \right) \right) \\ + (\tau - kts) \frac{d}{dT} \left(\frac{1}{T} \right) e^{\frac{-(kts)+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha$$

pela regra da potência,

$$= A_0 \left(e^{\frac{-(kts)+\tau}{T}} \left(\frac{d}{dT} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right) \right) \right) \\ + \frac{-1}{T^2} e^{\frac{-(kts)+\tau}{T}} (\tau - kts) \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha$$

pela regra da cadeia,

$$= A_0 \left(- \frac{e^{-\frac{kts+\tau}{T}} (-kts + \tau) \left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^\alpha}{T^2} + \alpha \left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^{\alpha-1} \frac{d}{dT} \left(\frac{kts-\tau}{T}\right) e^{-\frac{kts+\tau}{T}} \right)$$

separando as constantes,

$$= A_0 \left(- \frac{e^{-\frac{kts+\tau}{T}} (-kts + \tau) \left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^\alpha}{T^2} + (kts - \tau) \frac{d}{dT} \left(\frac{1}{T}\right) \alpha e^{-\frac{kts+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^{-1+\alpha} \right)$$

pela regra da potência,

$$= A_0 \left(- \frac{e^{-\frac{kts+\tau}{T}} (-kts + \tau) \left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^\alpha}{T^2} + (kts - \tau) \frac{d}{dT} \left(\frac{1}{T}\right) \alpha e^{-\frac{kts+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^{-1+\alpha} \right)$$

concluindo,

$$\frac{\partial A(t)}{\partial T} = A_0 \left(\frac{-1}{T^2} \alpha e^{-\frac{kts+\tau}{T}} (kts - \tau) \left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^{-1+\alpha} - \frac{e^{-\frac{kts+\tau}{T}} (-kts + \tau) \left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^\alpha}{T^2} \right). \quad (\text{A.5})$$

• Jacobiano em função de τ .

$$\bullet \mathbf{Hk}_{[4]} = \left[\frac{\partial A(t)}{\partial \tau} \right]$$

$$\frac{\partial A(t)}{\partial \tau} = \frac{d}{d\tau} \left(A_0 e^{-\frac{(kts)+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^\alpha \right)$$

separando as constantes,

$$= A_0 \left(\frac{d}{d\tau} \left(e^{-\frac{kts+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^\alpha \right) \right)$$

pela regra do produto,

$$= A_0 \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \frac{d}{d\tau} \left(e^{-\frac{kts+\tau}{T}} \right) + e^{-\frac{\tau-kts}{T}} \frac{d}{d\tau} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T}\right)^\alpha \right)$$

pela regra da cadeia,

$$= A_0 \left(e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{d}{dT} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right) \right) \right. \\ \left. + e^{\frac{\tau-kts}{T}} \frac{d}{d\tau} \left(\frac{-kts+\tau}{T} \right) \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right)$$

separando as constantes,

$$= A_0 \left(e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{d}{dT} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right) \right) \right. \\ \left. + \frac{d}{d\tau} (-kts + \tau) e^{\frac{\tau-kts}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right)$$

derivando os termos,

$$= A_0 \left(e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{d}{dT} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right) \right) \right. \\ \left. + \frac{d}{d\tau} (-kts) + \frac{d}{d\tau} (\tau) \frac{e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha}{T} \right)$$

derivada de $-k \cdot ts$ é 0,

$$= A_0 \left(e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{d}{dT} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right) \right) \right. \\ \left. + \frac{\frac{-kts+\tau}{T} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \overbrace{\left(\frac{d}{d\tau} (\tau) + 0 \right)}{=1}}{T} \right)$$

simplificando,

$$= A_0 \left(e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{d}{dT} \left(\left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha \right) \right) \right. \\ \left. + 1 \frac{e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha}{T} \right)$$

pela regra da cadeia,

$$= A_0 \left(\frac{e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^\alpha}{T} \right. \\ \left. + \alpha \left(\frac{kts-\tau}{T} \right)^{\alpha-1} \frac{d}{d\tau} \left(\frac{kts-\tau}{T} \right) e^{\frac{-kts+\tau}{T}} \right)$$

separando as constantes,

$$= A_0 \left(\frac{e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^\alpha}{T} + \frac{d}{d\tau} (ks-\tau) \alpha e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^{-1+\alpha} \right)$$

derivando os termos,

$$= A_0 \left(\frac{e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^\alpha}{T} + \underbrace{\frac{d}{d\tau}}_{=0} (ks) - \underbrace{\frac{d}{d\tau}}_{=1} (\tau) \frac{\alpha e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^{-1+\alpha}}{T} \right)$$

concluindo,

$$\frac{\partial A(t)}{\partial \tau} = A_0 \left(\frac{e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^\alpha}{T} - \frac{\alpha e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^{-1+\alpha}}{T} \right) \quad (\text{A.6})$$

Assim \mathbf{H}_k é definido por:

$$\mathbf{H}_k = \frac{\partial A(t)}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_k} = \begin{bmatrix} \frac{\partial A(t)}{\partial A_0} \\ \frac{\partial A(t)}{\partial \alpha} \\ \frac{\partial A(t)}{\partial T} \\ \frac{\partial A(t)}{\partial \tau} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.7})$$

então,

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^\alpha \\ \left(\frac{ks-\tau}{T} \right) \log \left(\frac{ks-\tau}{T} \right) A_0 e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \\ A_0 \left(\frac{-1}{T^2} \alpha e^{-\frac{ks+\tau}{T}} (ks-\tau) \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^{-1+\alpha} - \frac{e^{-\frac{ks+\tau}{T}} (-ks+\tau) \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^\alpha}{T^2} \right) \\ A_0 \left(\frac{e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^\alpha}{T} - \frac{\alpha e^{-\frac{ks+\tau}{T}} \left(\frac{ks-\tau}{T} \right)^{-1+\alpha}}{T} \right) \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.8})$$

Apêndice B – Circuito de Condicionamento

Figura B.1: Diagrama elétrico do circuito de transmissão e recepção do ultrassom

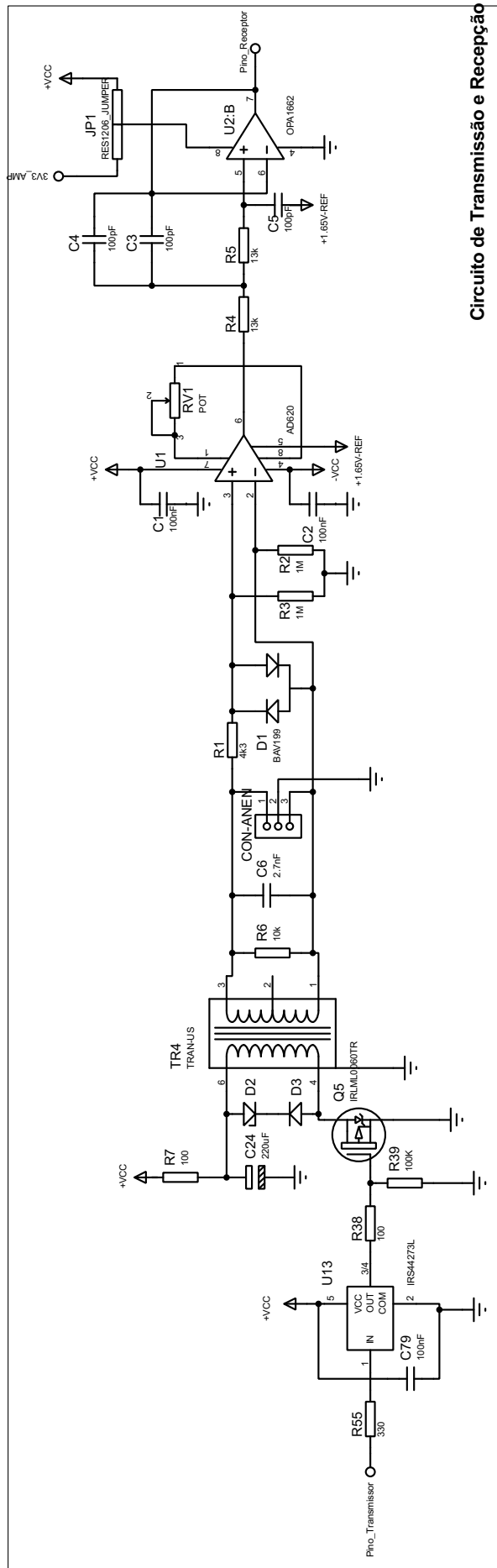
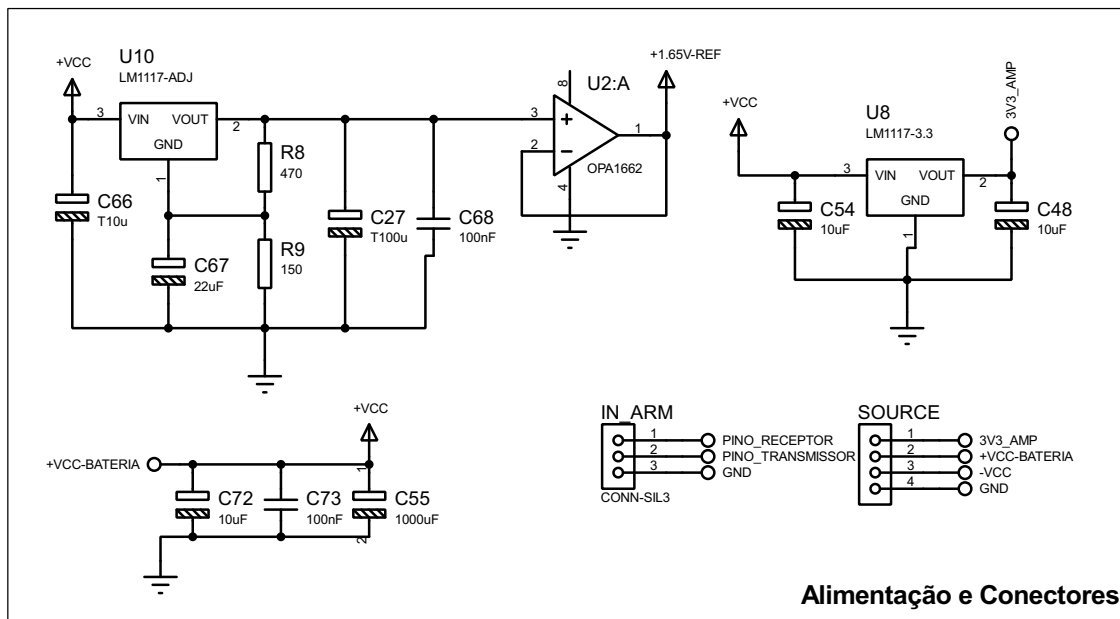


Figura B.2: Diagrama elétrico dos reguladores de alimentação e conectores do circuito de condicionamento

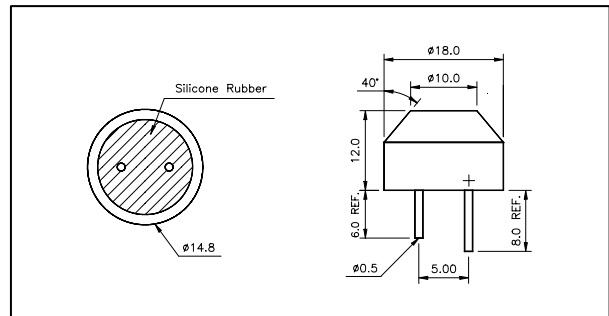


Fonte: Elaborado pelo autor.

**Anexo A – *Datasheet* do transdutor
ultrassônico 400EP18A**



Dimensions: dimensions are in mm



Specification

400EP18A	Transceiver
Center Frequency	40.0±1.0Khz
Bandwidth (-6dB) 400EP18A	2.0Khz
Transmitting Sound Pressure Level	108dB min.
at resonant frequency; 0dB re 0.0002μbar per 10Vrms at 30cm	
Receiving Sensitivity	-75dB min.
at resonant frequency 0dB = 1 volt/μbar	
Nominal Impedance (Ohm)	750
Ringing (ms)	1.2 max.
Capacitance at 1Khz ±20%	2000 pF
Temperature Compensated Type	4000 pF
Max. Driving Voltage (Cont.)	20Vrms
20 bursts, 25ms repetition rate	100Vpp
Total Beam Angle -6dB	85°
Operation Temperature	-30 to 80°C
Storage Temperature	-40 to 85°C

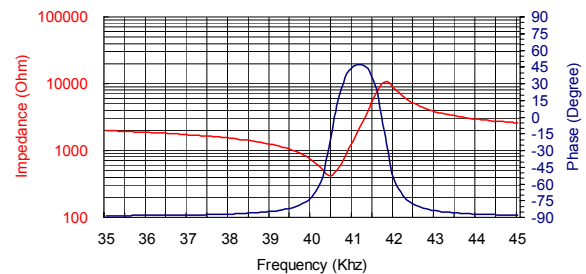
All specification taken typical at 25°C
 Both lead pins and lead wires output are available. Temperature compensated type is available upon request.

Models available:

1	400EP18A	Black Al. Housing
2	400EP18A0	Natural Al. Housing
3	400EP18AC	Temp. Compensated

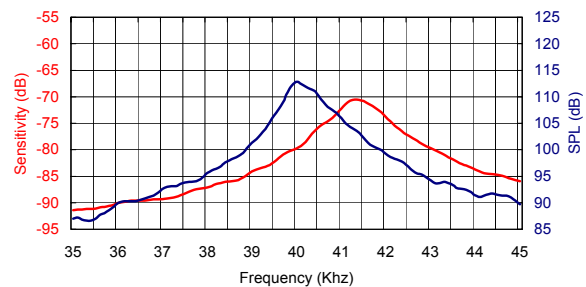
Impedance/Phase Angle vs. Frequency

Tested under 1Vrms Oscillation Level

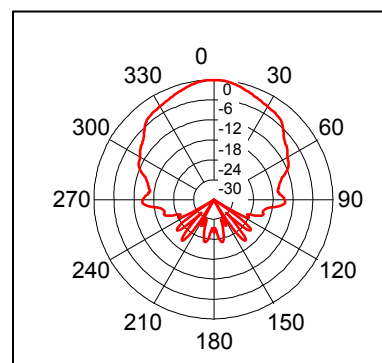


Sensitivity/Sound Pressure Level

Tested under 10Vrms @30cm



Beam Angle: Tested at 40.0Khz frequency



**Anexo B – *Datasheet* do Anemômetro
WindMaster 3D**

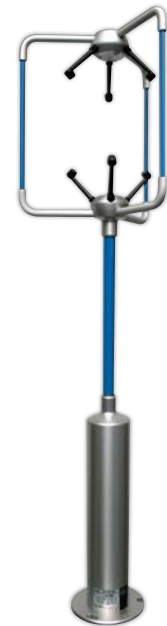
3-Axis Ultrasonic Anemometer

Key Features

- Precision 3-axis sonic anemometer
- 20Hz output rate
- 0-50m/s wind speed
- 0-359° wind direction
- U, V, W vector outputs
- Sonic temperature output
- Aluminium/Carbon fibre construction
- Optional custom calibration

The Gill WindMaster is a precision anemometer offering three-axis wind measurement data. This instrument will monitor wind speeds of 0-50m/s and provides sonic temperature, speed of sound and U, V & W vector outputs at 20Hz (32Hz optional). This anemometer is of aluminium/carbon fibre construction and is ideal for the understanding of turbulent flows, surface energy balance and scalar fluxes. Each WindMaster can be calibrated with an optional Gill wind tunnel test to provide optimum performance.

This 3D sonic anemometer is ideally suited to the measurement of air turbulence around bridges, buildings, wind turbine sites, building ventilation control systems, meteorological and flux measurement sites.



WIND SPEED

Range	0 - 50 m/s
Resolution	0.01 m/s
Accuracy*	<1.5% RMS @12 m/s
Accuracy*	<1% RMS @12 m/s (Custom)

DIRECTION

Range	0 - 359°
Resolution	0.1°
Accuracy	2° @12 m/s
Accuracy	0.5° @12 m/s (Custom)

SONIC TEMPERATURE

Range	-40°C to +70°C
Resolution	0.01°C
Accuracy	-20°C to +30°C within ±2°C of ambient temperature

SPEED OF SOUND

Range	300-370 m/s
Resolution	0.01 m/s
Accuracy	< ±0.5% @ 20°C

MEASUREMENT

Internal sample rate	20 Hz or 32 Hz
Output Parameters	1, 2, 4, 8, 10, 16, 20 & 32 (Option) Hz
Units of Measure	m/s, mph, kph, knots, ft/min
Formats	UVW, Polar or NMEA
Averaging	Flexible 0-3600 s

*Accuracy spec applies for wind speed, and for wind incidence up to ±30° from the horizontal

DIGITAL OUTPUT

Communication	RS232, 422, 485, Binary
Baud Rates	2400 - 57600
Format	ASCII

ANALOGUE OUTPUTS - OPTIONAL

Resolution 12 bits or 14 bits	4 channels available
Selectable Range	User selectable full scale wind speed
Output type	0-20mA, 4-20mA, 0-5V, ±2.5V, ±5V

ANALOGUE INPUTS - OPTIONAL

Resolution 12 bits or 14 bits	Up to 4 single ended or 2 differential
Input Type	±5V

POWER REQUIREMENT

Anemometer	9-30 VDC (55mA @ 12 VDC)
------------	--------------------------

MECHANICAL

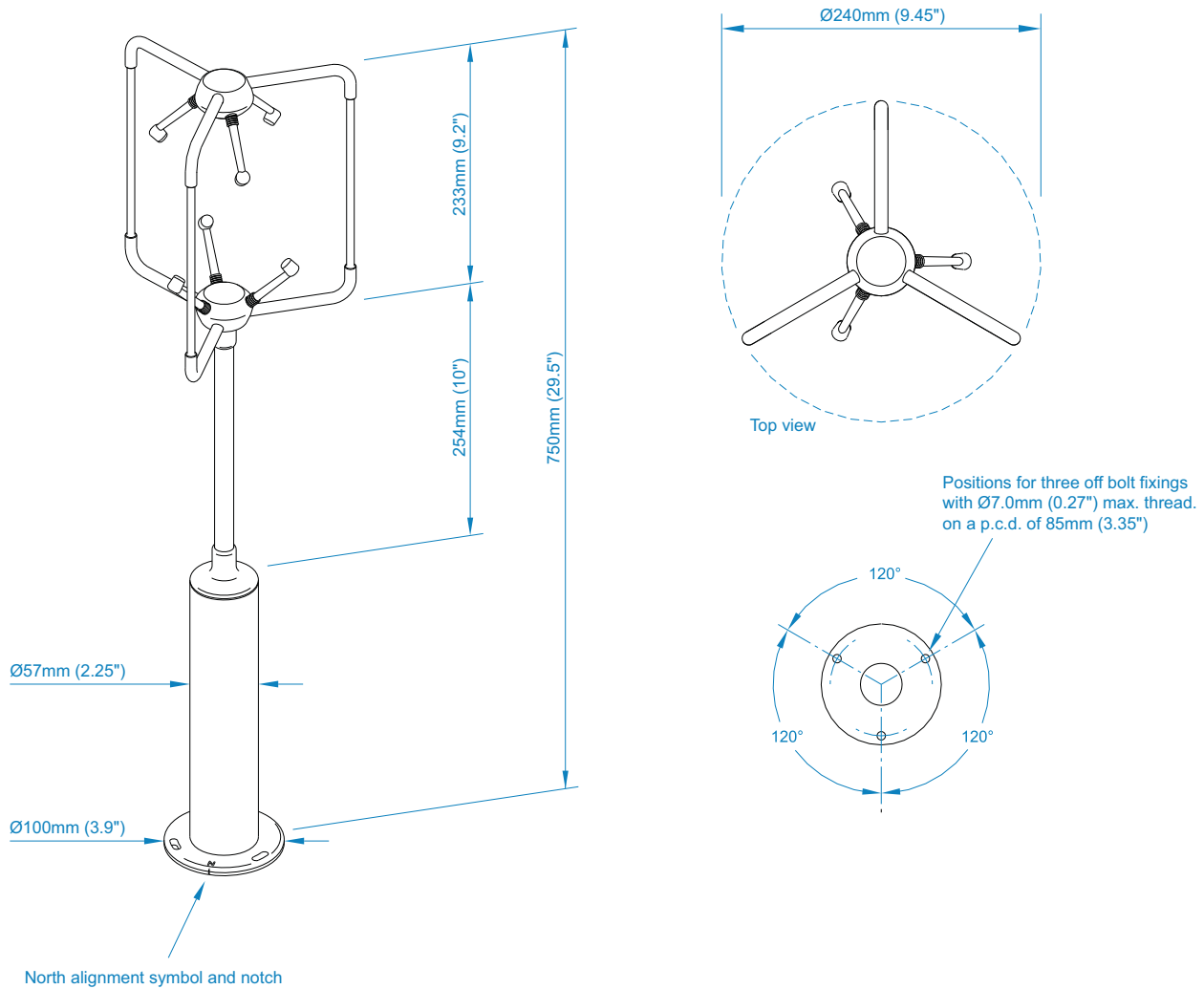
Weight	1.0 kg
Size	750mm x 240mm

ENVIRONMENTAL

Protection Class	IP65
Operating Temp	-40°C to +70°C
Humidity	< 5% to 100% RH
Precipitation	300mm/hr
EMC	BS EN 61000 - 6 - 3 (Emissions) BS EN 61000 - 6 - 2 (Immunity)

Typical Applications

- Power Lines
- Bridges
- Viaducts
- Building ventilation control systems
- Measurement Masts
- Skyscrapers
- Wind Turbine Test Sites
- Meteorological & Flux measurement sites



This product is in continuous development and therefore specifications may be subject to change without prior notice.

GILL

Gill Instruments

Saltmarsh Park, 67 Gosport Street
Lymington, Hampshire SO41 9EG
United Kingdom

Tel: +44 (0) 1590 613 500
Fax: +44 (0) 1590 613 501
info@gillinstruments.com



www.gillinstruments.com

1590-0001 Iss 3

Copyright © Gill Instruments 2015

Gill Instruments Ltd, Reg No. 2281574
Registered Office: The George Business Centre, Christchurch Road, New Milton, BH25 6QJ

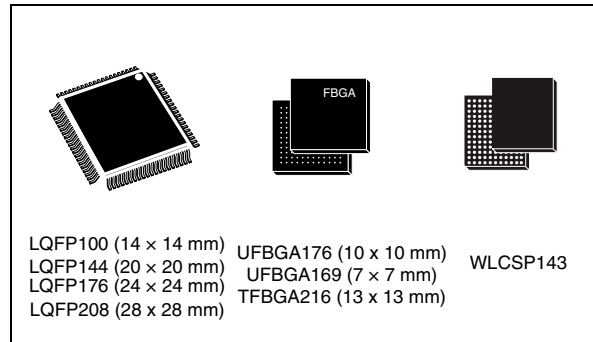
**Anexo C – Folha de apresentação do *datasheet*
do microcontrolador STM32**

32b Arm[®] Cortex[®]-M4 MCU+FPU, 225DMIPS, up to 2MB Flash/256+4KB RAM, USB OTG HS/FS, Ethernet, 17 TIMs, 3 ADCs, 20 com. interfaces, camera & LCD-TFT

Datasheet - production data

Features

- Core: Arm[®] 32-bit Cortex[®]-M4 CPU with FPU, Adaptive real-time accelerator (ART Accelerator™) allowing 0-wait state execution from Flash memory, frequency up to 180 MHz, MPU, 225 DMIPS/1.25 DMIPS/MHz (Dhrystone 2.1), and DSP instructions
- Memories
 - Up to 2 MB of Flash memory organized into two banks allowing read-while-write
 - Up to 256+4 KB of SRAM including 64-KB of CCM (core coupled memory) data RAM
 - Flexible external memory controller with up to 32-bit data bus: SRAM, PSRAM, SDRAM/LPSDR SDRAM, Compact Flash/NOR/NAND memories
- LCD parallel interface, 8080/6800 modes
- LCD-TFT controller with fully programmable resolution (total width up to 4096 pixels, total height up to 2048 lines and pixel clock up to 83 MHz)
- Chrom-ART Accelerator™ for enhanced graphic content creation (DMA2D)
- Clock, reset and supply management
 - 1.7 V to 3.6 V application supply and I/Os
 - POR, PDR, PVD and BOR
 - 4-to-26 MHz crystal oscillator
 - Internal 16 MHz factory-trimmed RC (1% accuracy)
 - 32 kHz oscillator for RTC with calibration
 - Internal 32 kHz RC with calibration
- Low power
 - Sleep, Stop and Standby modes
 - V_{BAT} supply for RTC, 20×32 bit backup registers + optional 4 KB backup SRAM
- 3×12-bit, 2.4 MSPS ADC: up to 24 channels and 7.2 MSPS in triple interleaved mode
- 2×12-bit D/A converters
- General-purpose DMA: 16-stream DMA controller with FIFOs and burst support
- Up to 17 timers: up to twelve 16-bit and two 32-bit timers up to 180 MHz, each with up to 4 IC/OC/PWM or pulse counter and quadrature (incremental) encoder input



- Debug mode
 - SWD & JTAG interfaces
 - Cortex-M4 Trace Macrocell™
- Up to 168 I/O ports with interrupt capability
 - Up to 164 fast I/Os up to 90 MHz
 - Up to 166 5 V-tolerant I/Os
- Up to 21 communication interfaces
 - Up to 3 × I²C interfaces (SMBus/PMBus)
 - Up to 4 USARTs/4 UARTs (11.25 Mbit/s, ISO7816 interface, LIN, IrDA, modem control)
 - Up to 6 SPIs (45 Mbits/s), 2 with muxed full-duplex I²S for audio class accuracy via internal audio PLL or external clock
 - 1 × SAI (serial audio interface)
 - 2 × CAN (2.0B Active) and SDIO interface
- Advanced connectivity
 - USB 2.0 full-speed device/host/OTG controller with on-chip PHY
 - USB 2.0 high-speed/full-speed device/host/OTG controller with dedicated DMA, on-chip full-speed PHY and ULPI
 - 10/100 Ethernet MAC with dedicated DMA: supports IEEE 1588v2 hardware, MII/RMII
- 8- to 14-bit parallel camera interface up to 54 Mbytes/s
- True random number generator
- CRC calculation unit
- RTC: subsecond accuracy, hardware calendar
- 96-bit unique ID