



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

RODGER VITORIA PEREIRA

SENSORES E TRANSDUTORES PARA UM SISTEMA
AUTOMÁTICO DE AQUISIÇÃO DE DADOS
AGROMETEOROLÓGICOS

Londrina
2008

RODGER VITORIA PEREIRA

**SENSORES E TRANSDUTORES PARA UM SISTEMA
AUTOMÁTICO DE AQUISIÇÃO DE DADOS
AGROMETEOROLÓGICOS**

Dissertação de mestrado submetido à
Universidade Estadual de Londrina como parte
dos requisitos para a obtenção do grau de
mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Jose Alexandre de França.

Londrina
2008

**Catálogo elaborado pela Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central da
Universidade Estadual de Londrina**

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

P436s Pereira, Rodger Vitoria.

Sensores e transdutores para um sistema automático de aquisição de dados agrometeorológica/ Rodger Vitoria Pereira. – Londrina, 2008.
118f. : il.

Orientador: Jose Alexandre de França.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2008.

Inclui bibliografia.

1. Transdutores – Teses. 2. Meteorologia agrícola – Teses. 3. Instrumentação Eletrônica – Teses. I. França, Jose Alexandre de. II. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica III. Título.

CDU 621.318.43

RODGER VITORIA PEREIRA

**SENSORES E TRANSDUTORES PARA UM SISTEMA
AUTOMÁTICO DE AQUISIÇÃO DE DADOS
AGROMETEOROLÓGICOS**

Dissertação de mestrado submetido à
Universidade Estadual de Londrina como parte
dos requisitos para a obtenção do grau de
mestre em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Dr. Aleksander S. Paterno
Universidade do Estado de SC - UDESC

Dr. Marcelo Giovanetti Canteri
Universidade Estadual de Londrina - UEL

Dr. Marcelo C. Tosin
Universidade Estadual de Londrina - UEL

Londrina, novembro de 2008.

Para minha esposa, minha flor mais rara.

Agradecimentos

A Deus pela oportunidade de viver uma nova vida.

Ao meu orientador pelo empenho e paciência.

A minha esposa pela compreensão e pelo apoio.

Aos meus pais (todos eles) pela minha educação, moral e espiritual.

Aos colegas pela ajuda.

Ao chefe deste departamento pela confiança creditada.

A todo o corpo docente deste departamento, pelo conhecimento ministrado.

PEREIRA, Rodger Vitoria. **Sensores e transdutores para um sistema automático de aquisição de dados agrometeorológicos**. 2008. 118 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina. 2008.

RESUMO

Este trabalho descreve um estudo sobre sensores de molhamento foliar e um anemômetro 3D sônico, alternativos, ou arranjos alternativos destes, aplicados à instrumentação de grandezas agrometeorológicas. Este trabalho consiste também em estudos sobre formas de instrumentação eletrônica analógica e digital, para grandezas agrometeorológicas utilizadas em estações meteorológicas automáticas. É motivado por estudos anteriores que comprovam a correlação entre condições climáticas favoráveis e o desenvolvimento de culturas vegetais, infecções nas mesmas por fungos ou bactérias, a necessidade de aplicação de defensivos agrícolas, entre outros parâmetros. Os sensores propostos por este trabalho podem ser utilizados como ferramentas auxiliares na prática da agricultura de precisão. Dados dos sensores de molhamento são obtidos por ensaio e por Método dos Elementos Finitos buscando caracterizar a resposta dos vários tipos utilizados. Os resultados comprovam a linearidade da relação da resposta do Sensor Capacitivo com o Molhamento Foliar. E proposto um novo arranjo para os Transdutores de ultra-som no anemômetro 3D sônico. Tal arranjo é descrito matematicamente e avaliados os parâmetros de rotação de eixos e os fatores de inserção de erros. Por ensaios em pares de transdutores no arranjo proposto, são avaliados o nível de ruído e a gama dinâmica do arranjo e da forma de instrumentação propostos.

Palavras-chave: Instrumentação. Agrometeorologia. Microclima.

PEREIRA, Rodger Vitoria. **Sensors and transducers for an automatic agricultural meteorology data acquisition system**. 2008. 118p. Dissertation (Master's Degree in Electrical Engineering) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina. 2008.

ABSTRACT

This work describes a study about leaf wetness sensors and a 3D sonic anemometer alternatives, or their alternative arrangement, applied to acquisition of agrometeorology data. This work also consist in studies about analogic and digital electronic instrumentation forms, for agrometeorology data used in automatic meteorological stations. It was motivated by previous articles that assure the correlation between propicious weather conditions and development of vegetable cultures, its fungal or bacterial infections, the need of use of agricultural defensives, and so on. All of propounded sensors in this work can be used how auxiliary tools in the precision agricultural practice. The data of the wetness sensor are obtained by tests and by Finite Element Method searching by the characteristical response of many types of sensors used. The results proof the linear correlation of capacitive leaf wetness sensor response. It's proposed a new arrangement to the ultrasound transducers in a 3D ultrasonic anemometer. This arrangement is mathematically described, and the axes rotation parameters and error insertion factor are valued. By laboratory tests of transducers pairs, the signal to noise ratio and dinamic range are measured, in the propounded arrangement and instrumentation.

Keywords: Instrumentation. Agricultural Meteorology. Microclimate.

Lista de Figuras

Figura 1.1:	Exemplos de infecção por fungos	13
Figura 2.1:	Esboços dos sensores de molhamento foliar (SMF).....	16
Figura 2.2:	Modelo elétrico equivalente do SMF	16
Figura 2.3:	Vários tipos de biruta e anemômetro mecânicos	20
Figura 2.4:	Diagrama de blocos do anemômetro ultrassônico	21
Figura 2.5:	Modelo elétrico equivalente do elemento piezoelétrico	22
Figura 2.6:	Estresse mecânico e carga elétrica no elemento piezoelétrico	23
Figura 2.7:	Forma de onda do pulso de Ultra-som	24
Figura 2.8:	Formas de ondas nos TUS.....	25
Figura 2.9:	Diagrama de blocos do anemômetro Doppler	26
Figura 2.10:	Forma de onda do sistema pulso-eco	27
Figura 2.11:	Diagrama de blocos do método pulso-eco.....	27
Figura 2.12:	Método pulso-eco multi camadas	28
Figura 2.13:	Diagrama esquemático da instrumentação da diferença de fase	30
Figura 2.14:	Diferentes atrasos de fase	32
Figura 2.15:	Diferentes atrasos de fase (cont).....	33
Figura 2.16:	Diagrama esquemático da instrumentação da diferença de tempo.....	34
Figura 2.17:	Método da correlação cruzada	36
Figura 2.18:	Arranjo do anemômetro em duas dimensões	37
Figura 2.19:	Anemômetros 3D.....	40
Figura 3.1:	Desenho do sensor de molhamento foliar, dimensões (pol) e (mm)	44
Figura 3.2:	Sensores construídos.....	45
Figura 3.3:	Sensor danificado por transporte de substâncias iônicas.....	47
Figura 3.4:	Circuitos para instrumentação dos sensores resistivos	47
Figura 3.5:	Retificador de precisão	49
Figura 3.6:	Tensões no retificador de precisão.....	49

Figura 3.7:	Relação de tensão no sensor comercial B237 da CampbellSci	50
Figura 3.8:	Circuito para a instrumentação dos sensores capacitivos	50
Figura 3.9:	Comparador com histerese e integrador de Miller.....	51
Figura 3.10:	Interface gráfica do data logger virtual implementado	53
Figura 3.11:	Anemômetro 3D com quatro transdutores.....	55
Figura 3.12:	Diagrama esquemático do circuito de instrumentação por diferença de fase extrapolado	62
Figura 3.13:	Circuito de controle do TUS.....	63
Figura 3.14:	Fluxograma de aquisição de dados do Anemômetro 3D	65
Figura 4.1:	Resposta do sensor ao degrau	67
Figura 4.2:	Campo elétrico no SCMF em função da altura da lâmina d'água.....	68
Figura 4.3:	Campo elétrico no sensor de molhamento parcialmente coberto com água.....	70
Figura 4.4:	Gráficos da capacitância vs. Molhamento	72
Figura 4.5:	Resultados normalizados dos ensaios dos SMF.....	73
Figura 4.6:	Dados de todos os sensores ensaiados, normalizados	74
Figura 4.7:	Processos para simulação do anemômetro 3D proposto.....	77
Figura 4.8:	Vetor v^* , recuperado a partir dos momentos	78
Figura 4.9:	Superfície de erro do módulo e azimute de v^*	81
Figura 4.10:	Superfícies de erro de orientação zenital de v^*	83
Figura 4.11:	Superfície de erro do módulo de v^* para quatro sistemas R3.....	84
Figura 4.12:	Superfícies de erro de orientação de v^* para quatro sistemas R3	85
Figura 4.13:	Sinais para TUS/Tx	87
Figura 4.14:	Sinais para TUS/Rx.....	91
Figura 4.15:	Dados de ensaio para $v = 0$	92
Figura 4.16:	Dados de ensaio para $v = 0$ (cont.)	93
Figura 4.17:	Dados de ensaio para $v = 0$ (cont.)	94
Figura 4.18:	Leituras de variações aleatórias da velocidade do vento	95

Lista de Tabelas

Tabela 2: Ângulos formados entre os eixos x_1 , x_2 e x_3 e os eixos do o sistema xyz.....	41
Tabela 3.1: Resumo da configuração dos sensores da figura 3.2.....	44
Tabela 3.2: Valores obtidos em ensaio com o data logger virtual	54
Tabela 3.3: Tabela de estados do barramento de controle	62
Tabela 3.4: Tabela de estados do barramento de controle para dois (CTRL2) e quatro transdutores (CTRL4)	63
Tabela 3.5: Dados de ensaios do anemômetro com o instrumento virtual, para 2 TUS.....	64
Tabela 3.6: Dados de ensaios do anemômetro com o instrumento virtual, para 4 TUS.....	64
Tabela 4.1: Valores dos SCMF por simulação.....	69
Tabela 4.2: Capacitância do SCMF vs. Comprimento	69
Tabela 4.3: Valores obtidos em ensaios com o data logger virtual testando a repetibilidade dos dados	75
Tabela 4.4: Versores no anemômetro 3D para quatro sistemas R3.....	79
Tabela 4.5: Valores de erro quadrático médio para variação de $\vartheta = \pm 5\%$ para um sistema R3.....	80
Tabela 4.6: Valores de erro quadrático médio para variação de $\zeta = \pm 5\%$ para um sistema R3.....	80
Tabela 4.7: Versores no anemômetro 3D para quatro sistemas R3.....	82
Tabela 4.8: Dados dos ensaios com variação do tempo de espera para o início da instrumentação da largura de pulso	89

Sumário

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	12
1.1 Descrição dos Capítulos	14
CAPÍTULO 2 - FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	15
2.1 Sensores de Molhamento	15
2.1.1 Descrição dos Sensores	16
2.1.2 Caracterização dos Sensores Resistivos	16
2.1.3 Caracterização dos Sensores Capacitivos	18
2.2 Anemometria	19
2.3 Anemômetro Ultra-sônico	20
2.3.1 Transdutor de Ultra-som	22
2.3.2 Sinal para a Excitação dos Transdutores	23
2.3.3 Padrões de Transmissão e Recepção	25
2.3.4 Anemômetro 2D	36
2.3.5 Ortogonalização	39
2.3.6 Anemômetro 3D	39
2.3.7 Rotação	41
2.4 Considerações	42
CAPÍTULO 3 - MATERIAIS E MÉTODOS	43
3.1 Sensores de Molhamento	43
3.1.1 Modelagem FEM do SCMF	46
3.1.2 Circuitos para Instrumentação dos Sensores Resistivos	46
3.1.3 Circuitos para Instrumentação dos SCMF	50
3.1.4 Instrumento Virtual em Labview	53
3.2 Anemômetro 3D Proposto	54
3.2.1 Modelagem Matemática	56
3.2.2 Ortogonalização	59

3.2.3	Rotação	59
3.2.4	Circuitos para a Instrumentação	61
3.2.5	Instrumento Virtual em Labview	63
CAPÍTULO 4	- RESULTADOS	66
4.1	Sensores de Molhamento Foliar	66
4.1.1	Constante de Tempo do SMF	66
4.1.2	Simulação dos Sensores Capacitivos	67
4.1.3	Ensaio de Resposta ao Molhamento	71
4.2	Anemômetro 3D	76
4.2.1	Simulação do Anemômetro 3D	76
4.2.2	Simulação de Um Sistema R3	79
4.2.3	Simulação de Quatro Sistemas R3	82
4.2.4	Sinais no Circuito de Instrumentação	86
4.2.5	Resultados dos Ensaio	86
CAPÍTULO 5	- CONCLUSÕES	96
5.1	Trabalhos Futuros	99
REFERÊNCIAS	BIBLIOGRÁFICAS	101
APÊNDICE A	- TRATAMENTO DOS DADOS DOS SMF	103
APÊNDICE B	- SIMULAÇÃO DO ANEMÔMETRO 3D	106
APÊNDICE C	- TRATAMENTO DOS DADOS DO ANEMÔMETRO 1D	113
APÊNDICE D	- PERDAS NA PRODUÇÃO DE GRÃOS	117

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A economia brasileira tem grande parte de sua pauta de exportações baseada na agricultura e na agro-indústria. As doenças em plantas, por sua vez, provocam prejuízos elevados à produção agrícola nacional. Como exemplo, tem-se a ferrugem da soja (figura 1.1(a)), a qual é causada por um fungo denominado *Phakopsora pachyrhizi* (sua pústula pode ser observada em detalhes na figura 1.1(b)). Somente na safra 2006/2007 estima-se que a ferrugem asiática provocou prejuízos da ordem de US\$ 2,19 bilhões ao reduzir a produção brasileira de grãos¹. Para o controle de grande parte das doenças de plantas deve-se aplicar defensivos agrícolas em um dado momento, que varia de acordo com o tipo de cultura e das condições climáticas. Contudo, aplicações em excesso provocam danos ambientais e aumento do custo de produção. A falta de aplicações ou aplicações tardias, por outro lado, provocam diminuição da produtividade e consequentes prejuízos econômicos.

O monitoramento do grau de favorabilidade ao aparecimento de doenças através do monitorando o condições climáticas nas regiões de cultivo agrícola é a melhor ferramenta para balizar o uso racional de defensivos, já que a aplicação racional de insumos, além de ser uma das bases da agricultura de precisão, traz benefícios diretos à saúde, ao meio-ambiente e também benefícios econômicos ao diminuir custos de produção mantendo-se a produtividade. É importante ressaltar que as condições climáticas são determinantes para a propagação de patologias provocadas por fungos, pois três das quatro fases de seu desenvolvimento ocorrem fora da planta (PEREIRA et al., 2002). Entretanto, este monitoramento necessita ser constante (de hora em hora) e os dados necessitam ser tabulados e disponibilizados diariamente, para que haja segurança na informação passada aos empresários rurais. Este monitoramento do agroclima é feito atualmente por meio de estações meteorológicas automáticas, as quais possuem vários componentes importados, encarecendo sua utilização. Em vista disto, neste trabalho propõem-se configurações de sensores e formas de instrumentação, mais exatas, robustas e baratas, as quais possam vir a integrar um sistema de monitoramento de agroclima de baixo custo. A aplicação deste sistema, inicialmente, seria auxiliar no combate à ferrugem

¹Fonte Embrapa Soja Londrina-PR, informações adicionais podem ser observadas no Anexo D



(a) Exemplo de folha atingida por *ferrugem asiática*; (b) Visão por microscopia eletrônica de uma pústula.

Figura 1.1 – Exemplo de folha atingida por *ferrugem asiática*, figura (b) fonte: University of Kentucky, College of Agriculture http://www.ca.uky.edu/agcollege/plantpathology/extension/soy-bean_rust.html.

asiática, contudo, todo o conceito envolvido pode ser aplicado, tanto em outras culturas, como em outras aplicações que necessitem de monitoramento do clima.

Trabalhos de pesquisa anteriores, financiados pelo CNPq e Fundação Araucária, demonstraram a eficiência do uso de dados meteorológicos para monitorar doenças em plantas (CANTERI et al., 2004; NELSON et al., 1999). Também, pode-se usar os dados meteorológicos coletados para realizar estudos sobre condições favoráveis para ocorrência de doenças, via *data mining*, e assim refinar o sistema safra após safra. Contudo, a aquisição desses dados esbarra em alguns problemas, entre eles, o preço elevado das estações automáticas de monitoramento do agroclima em contraponto com a dificuldade da coleta dos dados, tanto nas estações automáticas como nas convencionais. Isto força a instalação de um número reduzido de estações de aquisição de dados. Sendo assim, nas áreas não monitoradas, as grandezas agrometeorológicas de interesse devem ser estimadas por interpolação matemática. Isto pode levar a dados inexatos, os quais reduzem a confiabilidade do sistema.

Disponibilizando-se tecnologia nacional compatível, diminuindo-se o custo destas estações (com sensores mais baratos) e diminuindo-se o erro proporcionado pela variação do microclima, além de tornar-se acessível a um número maior de produtores rurais, pode-se cobrir uma área maior sem a necessidade de interpolação matemática.

Portanto, o objetivo deste trabalho é realizar estudos sobre a instrumentação do molhamento foliar e da velocidade do vento, propondo formas robustas, que possuam um grau menor de incerteza e um custo mais acessível. Os sensores e seus arranjos estudados neste trabalho podem compor estações automáticas ou microclimáticas, uma solução para o problema da variação espacial e topográfica do molhamento e da velocidade do vento. Contudo não será escopo deste a implementação prática desta solução na sua forma completa, apenas indicando-se os processos e vantagens envolvidos.

Após ser feita uma breve introdução ao problema da infecção por fungos, e seus impactos

econômicos e ambientais, passa-se à descrição do restante deste trabalho.

1.1 Descrição dos Capítulos

O restante deste trabalho é dividido como se segue.

O capítulo 2 traz a descrição de detalhes da operação, caracterização eletrônica e modelagem eletrônica dos sensores e transdutores utilizados neste trabalho. Traz também métodos diferentes de instrumentação e aquisição, com a finalidade de justificar a escolha do melhor sensor e melhor forma de instrumentação, do ponto de vista custo *vs.* benefício.

No terceiro capítulo são descritos os circuitos eletrônicos, parte analógica da instrumentação, os quais foram utilizados nos ensaios realizados para a verificação do comportamento dos sensores e alguns que serão implementados no decorrer das atividades pertinentes a este trabalho. É descrita também a forma de instrumentação digital, a modelagem matemática e a simulação dos sensores.

Os resultados obtidos nos ensaios, simulações e modelagens são analisados e discutidos no capítulo 4. As devidas conclusões são apresentadas no capítulo 5. Pode-se encontrar, em anexos, rotinas dos procedimentos matemáticos utilizados para tratamento dos dados obtidos em ensaios.

Passa-se agora à Fundamentação Teórica dos sensores, transdutores e formas de instrumentação utilizados neste trabalho.

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo são descritos, caracterizados e modelados sensores e transdutores, os quais serão estudados neste trabalho. São realizadas explicações sobre formas de instrumentação do sinal de ultra-som.

2.1 Sensores Eletrônicos de Molhamento Foliar

O molhamento foliar promovido pelo orvalho, chuva, neblina e irrigação tem grande influência na propagação e severidade das doenças causadas por fungos ou bactérias (CANTERI et al., 2004). Por exemplo, das quatro fases do ciclo vital dos fungos (pré-penetração; penetração; pós-invasão e liberação ou dispersão de esporos) apenas a pós-invasão ocorre dentro da planta, sendo todas as outras sujeitas às alterações climáticas (PEREIRA et al., 2002).

A presença de água líquida na superfície das folhas permite a penetração dos agentes fito-patogênicos nos tecidos foliares. Além disso, o molhamento foliar é tido como uma das grandezas mais difíceis de serem monitoradas e ainda assim encontra-se pouco normatizado (SENTELHAS, 2004).

Diversos tipos de sensores de molhamento foliar já foram estudados, quer quanto à sua forma de exposição (SENTELHAS et al., 2004a), quer com diferentes tipos de cobertura (SENTELHAS, 2004); em vários tipos de culturas devido suas diferenças de formato entre as folhas, como a da cebola (GILESPIE e DUAN, 1987) e da batata (WILSON et al., 1999) e por modelos matemáticos baseados em outras grandezas agrometeorológicas.

Em vista do que foi exposto acima, nesta seção apresenta-se uma caracterização, seguida de uma análise crítica, de diferentes técnicas de sensoriamento eletrônico do molhamento foliar. O objetivo é fornecer subsídios para a construção de sensores alternativos mais exatos e baratos que os normalmente utilizados. Isto tornará viável a utilização de um número maior de sensores. Dessa forma, por dispensar a utilização de interpolação matemática, tornará mais confiável a informação sobre o molhamento foliar na região de cultivo.

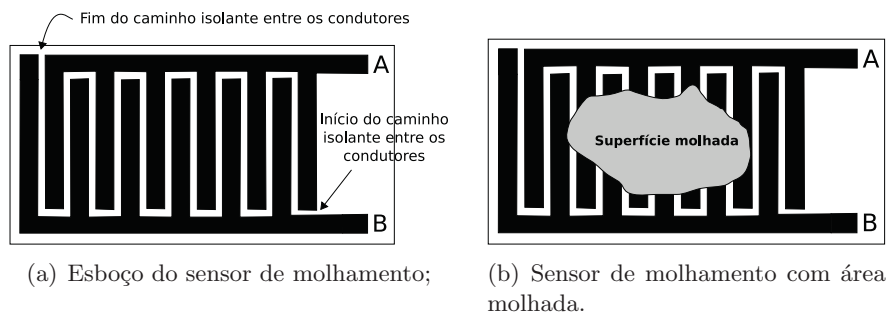


Figura 2.1 – Esboços dos sensores de molhamento foliar (SMF).

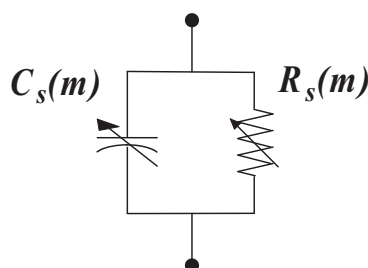


Figura 2.2 – Diagrama esquemático do modelo elétrico equivalente do sensor de molhamento foliar.

2.1.1 Descrição dos Sensores

Os sensores eletrônicos de molhamento foliar mais utilizados são os do tipo “pente”, são compostos de placas de circuito impresso com trilhas paralelas dobradas sobre si mesmas. Estas trilhas funcionam como eletrodos cujos espaços que os separam, ora são preenchidos com ar, ora com água. Duas regiões metálicas condutoras, A e B, na forma de um pente e separadas por uma superfície isolante, conforme esboço da figura 2.1(a). Para funcionar corretamente, o sensor de molhamento deve alterar suas características elétricas de acordo com a área de sua superfície que esteja molhada, como na figura 2.1(b).

Na configuração da figura 2.1(b), as grandezas elétricas que mais sofrem influência são a resistência e a capacitância entre os pontos A e B. Isto porque a água que preenche o interstício afeta, tanto sua condutividade, quanto a constante dielétrica. Já a indutância pode ser desprezada, dado a baixa frequência à qual o sensor será submetido. Sendo assim, este tipo de sensor pode ser modelado como um resistor variável em paralelo com um capacitor variável como na figura 2.2. Estes fatos serão explicados mais detalhadamente a seguir.

2.1.2 Caracterização dos Sensores Resistivos

Sensores Resistivos de Molhamento Foliar (SRMF) tipo “pente” se utilizam das diferentes resistividades do ar, ρ_{ar} , e da água, $\rho_{\text{água}}$, para medir o molhamento da superfície foliar (desprezando-se a variação na capacitância).

A resistência elétrica, R , é dada por

$$R = \rho \frac{l}{A}, \quad (2.1)$$

onde ρ é o coeficiente de resistividade (uma propriedade intrínseca do material); l e A são, respectivamente, o comprimento e a área da seção normal do material condutor.

Quando o SRMF está totalmente seco, os portadores de carga elétrica não conseguem passar do condutor A para o B (figura 2.1(a)) devido ao material isolante. Dessa forma, a resistência entre os pontos A e B é dita infinita. Contudo, à medida em que a superfície do sensor torna-se molhada (figura 2.1(b)), a água perfaz um caminho para a passagem de portadores de carga. Assim, a resistência, $R_s(m)$, entre os pontos A e B diminui e passa a ser dada por

$$R_s(m) = \rho_{\text{água}} \frac{d_{AB}}{\ell_{\text{água}} \times h}, \quad (2.2)$$

onde $\rho_{\text{água}}$ é a resistividade da água; d_{AB} é a distância entre os condutores A e B; h é a altura da lâmina de água e $\ell_{\text{água}}$ é o comprimento do caminho isolante entre A e B que está coberto por água, ou seja, $A_{\text{água}} = \ell_{\text{água}} \times h$ é a área da seção normal à d_{AB} , molhada, entre os condutores A e B.

Observando-se a equação (2.2) e considerando-se d_{AB} , h e $\rho_{\text{água}}$ constantes, pode-se dizer que a resistência elétrica entre os condutores A e B é inversamente proporcional ao comprimento do caminho isolante entre A e B coberto por água, ou seja,

$$R_s(m) = \alpha'_r \frac{1}{\ell_{\text{água}}}, \quad (2.3)$$

onde

$$\alpha'_r = \rho_{\text{água}} \frac{d_{AB}}{h} \quad (2.4)$$

é uma constante de proporcionalidade da componente resistiva, considerando-se constantes: a distância entre os condutores (d_{AB}), a altura da lâmina d'água (h), e a resistividade da água ($\rho_{\text{água}}$).

Considerando-se o molhamento proporcional ao comprimento do caminho isolante entre os condutores coberto por água pela constante γ_r , de tal forma que o molhamento $m = \gamma_r \ell_{\text{água}}$, tem-se

$$R_s(m) = \alpha_r \frac{1}{m}, \quad (2.5)$$

onde $\alpha_r = \alpha'_r \cdot \gamma_r$.

Uma vez descritos e caracterizados os sensores resistivos, passa-se à caracterização dos sensores capacitivos de molhamento foliar.

2.1.3 Caracterização dos Sensores Capacitivos

Os sensores capacitivos de molhamento foliar (SCMF) utilizam-se das diferentes constantes dielétricas relativas da água, $\varepsilon_{r\text{ água}}$, e do ar, $\varepsilon_{r\text{ ar}}$, para determinar o molhamento de uma superfície. Neste trabalho tais sensores possuem rigorosamente as mesmas dimensões físicas dos SRMF, para os dois tipos de instrumentação (resistiva e capacitiva), variando-se apenas o recobrimento, como é explicado na seção 3.1.

O SCMF não possui a configuração de um capacitor de placas paralelas, no entanto, segundo o que pode ser observado nos resultados das simulações¹ e dos ensaios (seções 4.1.2 e 4.1.3), conclui-se que a capacitância, C , é satisfatoriamente modelada por dois condutores paralelos separados por um material isolante e dielétrico como na equação

$$C = \varepsilon \frac{A}{d}, \quad (2.6)$$

onde ε é a constante dielétrica do material isolante dada por $\varepsilon_o \times \varepsilon_r$ (uma propriedade intrínseca do material entre os condutores), d e A são, respectivamente, a distância entre os condutores e a área da superfície dos mesmos.

Para se obter um tipo do comportamento puramente capacitivo do sensor tipo “pente” da figura 2.1, basta se isolar os eletrodos para que a água não entre em contato direto com os mesmos, eliminando-se assim a componente resistiva do sensor.

Na figura 2.1(a), o material entre os condutores A e B é o ar. Porém, à medida em que a superfície do sensor torna-se molhada, como na figura 2.1(b), parte da região entre as placas é preenchida com água. Neste caso, a capacitância, $C_s(m)$, entre os pontos A e B é a soma da capacitância devida à região seca e a devida à região molhada, ou seja,

$$C_s(m) = \varepsilon_o \varepsilon_{r\text{ ar}} \frac{\ell_{\text{ar}} \times h}{d_{AB}} + \varepsilon_o \varepsilon_{r\text{ água}} \frac{\ell_{\text{água}} \times h}{d_{AB}}, \quad (2.7)$$

onde $\varepsilon_{r\text{ ar}}$ e $\varepsilon_{r\text{ água}}$ são, respectivamente, as constantes dielétricas relativas do ar e da água; ℓ_{ar} e $\ell_{\text{água}}$ são, respectivamente, o comprimento do caminho isolante entre A e B coberto por ar e por água.

Agora, fazendo $\ell_{\text{total}} = \ell_{\text{ar}} + \ell_{\text{água}}$, tem-se

$$C_s(m) = \varepsilon_o \frac{h}{d_{AB}} [\varepsilon_{r\text{ ar}} \ell_{\text{total}} + \ell_{\text{água}} (\varepsilon_{r\text{ água}} - \varepsilon_{r\text{ ar}})], \quad (2.8)$$

ou seja, a capacitância entre os condutores A e B é proporcional ao comprimento do caminho isolante entre A e B que está coberto por água, ou seja,

$$C_s(m) = \alpha'_c \ell_{\text{água}} + \beta_c, \quad (2.9)$$

¹Simulações pelo Método dos Elementos Finitos (FEM)

onde

$$\alpha'_c = \varepsilon_o \frac{h}{d_{AB}} (\varepsilon_{r \text{ água}} - \varepsilon_{r \text{ ar}}) \quad \text{e} \quad (2.10)$$

$$\beta_c = \varepsilon_o \frac{h}{d_{AB}} \varepsilon_{r \text{ ar}} \ell_{\text{total}}, \quad (2.11)$$

são constantes de proporcionalidade da componente capacitiva.

Tomando-se o molhamento como proporcional ao comprimento do caminho isolante coberto por água pela constante γ_c , de tal forma que o molhamento $m = \gamma_c \ell_{\text{água}}$, tem-se a capacitância em função do molhamento

$$C_s(m) = \alpha_c m + \beta_c, \quad (2.12)$$

onde $\alpha_c = \alpha'_c / \gamma_c$, considerando-se constantes os fatores da equação (2.10).

Em Materiais e Métodos pode ser observada a modelagem da capacitância do sensor pelo método dos elementos finitos. Uma vez descritos e caracterizados os sensores capacitivos, passa-se à descrição de outras grandezas de interesse agrometeorológicos.

2.2 Anemometria

O vento é um fenômeno atmosférico que ocorre simultaneamente nas três escalas características das condições do tempo (PEREIRA et al., 2002):

- a) macroescala - envolve massas de ar e os ventos estão associados à circulação geral da atmosfera, possuem tendência definida;
- b) mesoescala - varia de acordo com as diferentes pressões atmosféricas e aquecimento diferenciado de áreas próximas, como oceanos e continentes, grandes lagos e bacias hidrográficas, com variação diária e sazonal;
- c) microescala - assim como na mesoescala, porém com menor magnitude, como áreas irrigadas e não-irrigadas, área com vegetação circundada por área sem vegetação etc.

O vento é também um elemento do clima que tem influência direta do microclima de uma área, interfere diretamente sobre o crescimento de culturas, tanto favorável como desfavoravelmente. Ele age favoravelmente transportando o calor, o vapor d'água, sementes, esporos, pólen e promovendo a renovação do ar ao redor da planta com a remoção do CO₂. Contudo, pelos seus efeitos desfavoráveis pode causar (PEREIRA et al., 2002):

- a) redução no crescimento e atraso no desenvolvimento, menor produtividade;
- b) internódios menores e em menor número;



Figura 2.3 – Vários tipos de biruta e anemômetro mecânicos.

- c) nanismo da parte aérea;
- d) menor número de folhas, que também podem ser menores e mais grossas;
- e) os itens *b*, *c* e *d* fazem com que a planta tenha um menor número de estômatos por área foliar.

A medida do vento é feita com anemômetros e birutas para se obter, respectivamente, informações de velocidade e direção (a figura 2.3 mostra alguns tipos). Os anemômetros são, em geral, dotados de pás ou hélices e fornecem a velocidade média. A velocidade é dada via odômetro em equipamentos mecânicos e via pulsos em equipamentos eletro-mecânicos.

Uma desvantagem, dos métodos mecânico e eletro-mecânico, é que as pás e aletas dependem de atrito constante com o ar, para atingirem a velocidade e direção do ar ao redor. Isto leva a um atraso por causa da inércia do material das pás e hélices. Existe também a necessidade de que uma excitação inicial tenha intensidade suficiente para vencer a inércia a partir do repouso. Outra desvantagem destes sistemas é a necessidade de manutenção periódica nas pás e hélices. Além disso, seu movimento pode ser impedido por folhas, galhos, gelo ou neve necessitando de supervisão constante.

Um anemômetro ultrasônico não necessita destes cuidados especiais, sendo mais robusto e confiável, podendo operar em condições em que os mecânicos e eletro-mecânicos não operam. Este é descrito em detalhes a seguir.

2.3 Anemômetro Ultra-sônico

Um anemômetro ultrasônico pode utilizar-se de várias técnicas para instrumentar a velocidade do vento, \vec{v} . Duas técnicas bastante comuns são a *Doppler* e a de Tempo de Trânsito (*time of flight*). Um diagrama de blocos do seu funcionamento pode ser observado na figura 2.4.

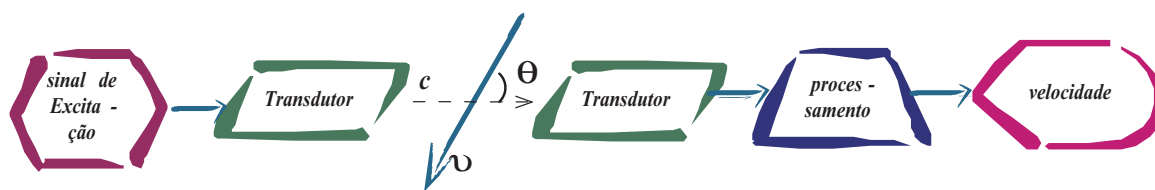


Figura 2.4 – Diagrama de blocos do anemômetro ultrassônico.

No diagrama de blocos da figura 2.4, o anemômetro ultrassônico é formado por um bloco que gera um sinal de referência, o qual é enviado ao transdutor-transmissor. Este, por sua vez, emite o sinal ultra-sônico, o qual viaja através do vento, sofrendo interferência da velocidade de deslocamento do próprio vento. Ao chegar ao transdutor receptor, o sinal é processado e a alteração do sinal de referência quantificada. Desde que se conheça o ângulo formado entre o caminho do sinal ultra-sônico e a direção do vento (orientação do vetor \vec{v}), tem-se a velocidade do vento.

Os anemômetros a ultra-som podem medir simultaneamente a direção e velocidade do vento, de forma instantânea e média. Do ponto de vista do controle da ferrugem da soja, a medição de direção e velocidade do vento, além de ser uma grandeza agrometeorológica de interesse pelo que já foi exposto, colabora com a dispersão dos esporos do *Phakopsora pachyrhizi*², podendo também ser informação de interesse para a geração eólica.

As principais vantagens dos sensores ultra-sônicos utilizados na medição de velocidade em fluidos:

- a) boa exatidão;
- b) respostas rápidas;
- c) não obstrução do fluxo do fluido objeto da medição;
- d) ausência de partes móveis;
- e) linearidade em ampla faixa de frequência;
- f) pode ser usado em fluidos perigosos como: corrosivos e ou contaminantes sem risco para o transdutor.

Para que se possa compreender melhor o anemômetro ultrassônico, descreve-se a seguir alguns elementos notáveis do anemômetro ultrassônico. A intenção é determinar qual o método mais apropriado para as necessidades de exatidão e autonomia do sistema como um todo, para tanto, maneiras diferentes de instrumentação da velocidade do vento também são explicadas.

²Fungo causador da ferrugem asiática.

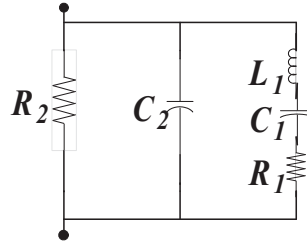


Figura 2.5 – Modelo elétrico equivalente do elemento piezoelétrico.

2.3.1 Transdutor de Ultra-som

Os transdutores de ultra-som (TUS) são largamente utilizados em aplicações biomédicas (JOHANSSON et al., 2006), detecção de falhas (MARGRAVE et al., 1999), medições de velocidades e espessuras de lâminas em fluidos (SKWAKREK et al., 2000), etc. Neste trabalho os TUS serão utilizados para a medição de velocidade e direção do vento, aproveitando-se das características citadas na seção 2.3. Pode-se classificar os transdutores de ultra-som:

- a) quanto à excitação:
- b) quanto à banda de atuação:
- c) quanto ao meio de propagação:
 - i) de contato, para meios líquidos e sólidos, largamente utilizado em detecção de falhas em estruturas, medição de espessura de distância em fluidos polifásicos e em diagnósticos médicos (AIUM, 1992);
 - ii) sem contato, para meios gasosos, bastante utilizados em sensores de proximidade e medição de fluxo em gases (BRASSIER et al., 2001).
- d) quanto à forma de propagação:
- e) quanto à recepção ou reconhecimento de padrões:

Em geral, os TUS são compostos de elementos piezoelétricos, *backing* e uma camada frontal para o casamento de impedância entre o elemento piezoelétrico e o meio de propagação, seu modelo elétrico equivalente pode ser observado na figura 2.5, onde:

- a) C_1 é o inverso da elasticidade do cristal;
- b) C_2 é a capacitância do dielétrico que possui duas variações, C_2^ℓ e C_2^β sendo:
 - i) C_2^ℓ com o cristal livre, tipicamente medido a 1 kHz;
 - ii) C_2^β com o cristal bloqueado, em frequências da ordem de MHz.

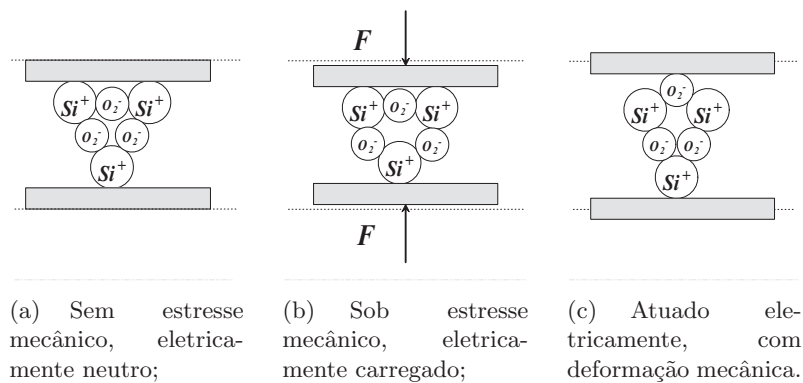


Figura 2.6 – Estresse mecânico e carga elétrica no elemento piezoelétrico.

- c) L_1 a indutância é o equivalente elétrico da massa móvel do cristal ou elemento piezoelétrico;
- d) R_1 retrata perdas internas;
- e) e R_2 as perdas no cabo.

Elemento Piezoelétrico

A aplicação de uma tensão sobre um elemento piezoelétrico causa uma redistribuição das cargas elétricas no espaço. Este desbalanceamento de energia força uma alteração na dimensão do elemento piezoelétrico, onde forças elétricas e mecânicas se compensam. O inverso também é verdadeiro, ou seja, com uma pressão sobre o elemento produz-se uma diferença de potencial entre as faces do mesmo (ver figura 2.6). Conseqüentemente, um mesmo elemento pode ser utilizado como transmissor e receptor.

Os elementos piezoelétricos utilizados nos TUS podem ser de cerâmicas de elementos ferroelétricos como o chumbo, o zircônio, o bário e o titânio (PZT). Por exemplo, o titanato de zircônio ($\text{Pb}(\text{Zr}, \text{Ti})\text{O}_3$) e o titanato de bário BaTiO_3 , ambos com carga de 374×10^{-12} C/N (SKWAKREK et al., 2000), ou também de polímeros como o Polivinilideno Fluoreto de Tetrafluoretileno (PVDF, *poly vinylidene fluoride-trifluorethylene*).

2.3.2 Sinal para a Excitação dos Transdutores

Nesta seção, são descritas formas de se excitar um transdutor de ultra-som. Segundo o que se descreve resumidamente acima, o TUS pode ser excitado com um pulso, com um trem de pulsos (*burst*), com um tom puro (*sine*) ou ainda com um acorde (*chord*).

Em uma excitação em forma de pulso, o transdutor recebe um degrau e oscila na sua frequência natural ou de ressonância, não importando se na borda de subida ou descida

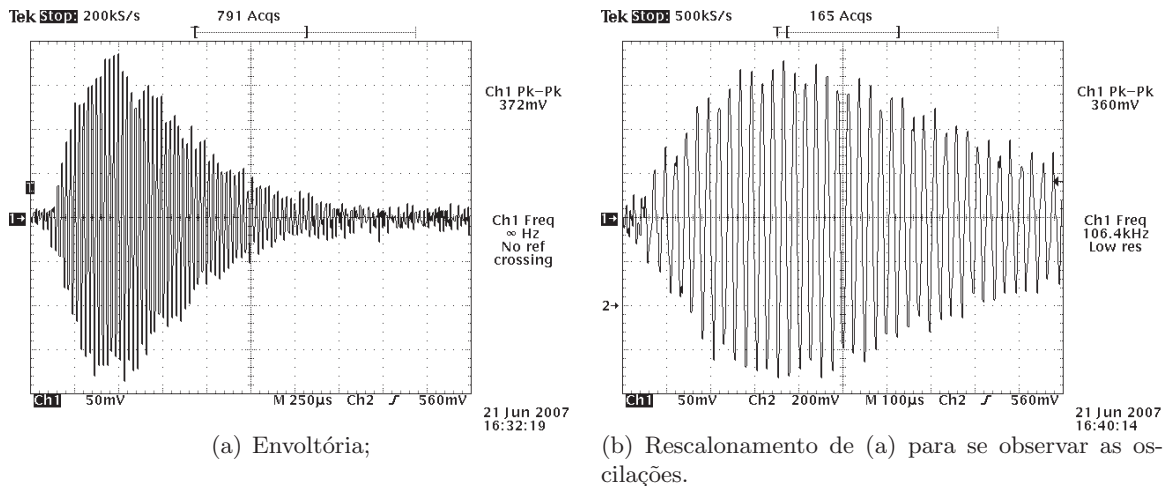


Figura 2.7 – Forma de onda característica do transdutor de Ultra-som excitado por um degrau.

do degrau, emitindo a forma de onda característica do TUS (veja figura 2.7). A máxima amplitude de oscilação é obtida, segundo JOHANSSON et al. (2006), para um tempo de excitação dado por

$$t_{exc} = \frac{T_n}{10}, \quad (2.13)$$

onde T_n é o período da frequência natural e t_{exc} é proporcionado pelo tempo de descida ou subida (*slew rate*) do circuito gerador de degrau.

Apesar da simplicidade desta forma de excitação, uma desvantagem deste método é que o transdutor necessita de um sinal de tensão relativamente alto para excitá-lo. JOHANSSON et al. (2006) relata ter utilizado um degrau de 40 V sobre o transdutor. Isto implica um aumento de tensão por um fator k proporciona um incremento na energia

$$\Delta W = \frac{1}{2} C_2^{\ell} U^2 (k^2 - 1), \quad (2.14)$$

onde U é a tensão de excitação. Isto limita sua utilização em sistemas autônomos por causa do consumo de energia e em sistemas de medição de fluxo de gases combustíveis por causa da segurança.

Os transdutores também podem ser excitados com sinais senoidais puros *sine* ou combinados *chord*. Este tipo de excitação em tom puro combinado com trem de pulsos é bastante econômica e pode ser realizada com uma tensão muito menor que no caso da excitação em pulso. BRASSIER et al. (2001) relata ter excitado o transdutor com um trem de 4 pulsos senoidais com amplitude de 4 V, ou seja, uma senóide com duração de quatro períodos. Uma desvantagem deste método é a complexidade na geração do sinal de excitação.

Na figura 2.8(a) pode ser observado o sinal transmitido e o sinal recebido por TUS excitados por senóides na sua frequência natural. Por se tratar de transdutores de banda estreita, ainda que excitados por uma onda quadrada, no TUS/Rx tem-se um sinal senoidal, como

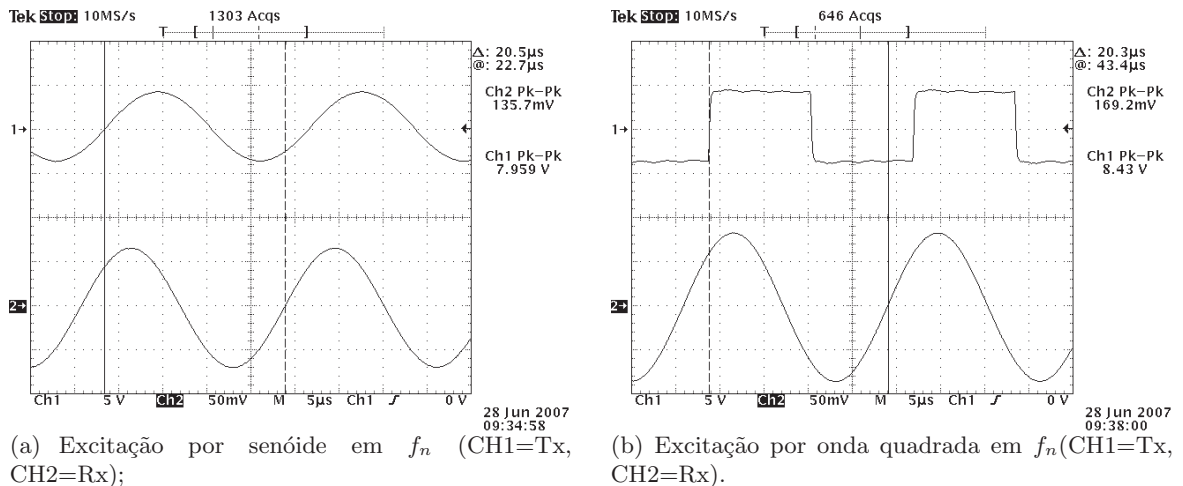


Figura 2.8 – Formas de ondas nos TUS.

se vê na figura 2.8(b). Este fato ajuda a simplificar o circuito de excitação, o qual pode ser obtido de forma digital, com a ajuda de um microcontrolador. Além disto, este método vai de encontro às necessidades de consumo do sistema proposto no presente trabalho, devido ao seu menor consumo de potência e menor amplitude da tensão do sinal de excitação.

2.3.3 Padrões de Transmissão e Recepção

As formas de transmissão (Tx) e de reconhecimento de padrões (Rx) são bastante correlacionadas e, segundo o descrito nos itens *d* e *e* da seção 2.3.2, são tratadas em conjunto a seguir.

Doppler

O método de *doppler*, que consiste em um desvio de fase/frequência, é utilizado para medir a velocidade de fluidos, porém, para se obter uma gama dinâmica melhor, é desejável que o fluido possua partículas em suspensão.

O princípio de funcionamento pode ser observado no diagrama da figura 2.9 e baseia-se no efeito *doppler*. O som emitido pelo transdutor, reflete nas partículas em suspensão do fluido, retornando a um segundo transdutor que recebe o sinal modulado em frequência.

Se o sinal emitido, refletido e recebido percorre um percurso de comprimento $2L$. O desvio de fase φ ao longo do caminho L é

$$\varphi = \frac{4\pi L}{\lambda} \quad \text{ou ainda} \quad \varphi = \frac{2\omega L}{c}, \quad (2.15)$$

onde λ é o comprimento de onda; ω é a frequência central do sinal transmitido e c a velocidade do som no meio.

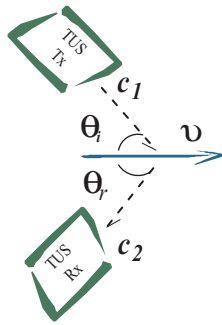


Figura 2.9 – Diagrama de blocos do anemômetro Doppler.

Caso a distância varie de dL ou a frequência varie de $d\omega$, conforme HEINRICH et al. (2002), a fase varia então de

$$d\varphi = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial L} \right) dL + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \right) d\omega. \quad (2.16)$$

Para uma mudança relativa no comprimento do percurso, um deslocamento de fase é encontrado. Então, derivando-se a fase no tempo $d\varphi/dt$ da equação (2.16) tem-se

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\partial \varphi}{\partial L} \frac{dL}{dt} + \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.17)$$

e, reescrevendo-se a equação (2.17), chega-se a

$$\omega_d = \frac{2\omega}{c} \nu_\theta + \frac{2L}{c} S, \quad (2.18)$$

com $d\varphi/dt$ igual a ω_d (a frequência modulada pelo efeito *doppler*), considerando S a varredura em frequência ($d\omega/dt$) e ν_θ a velocidade do fluido (dL/dt) projetado sobre o percurso do sinal ultra-sônico (c_1 e c_2).

Considerando uma frequência fixa no transmissor, tem-se $S = 0$, logo a equação (2.18) pode ser simplificada e o valor de $f_d = \omega_d/2\pi$ pode ser expresso somente em função da velocidade ν e do comprimento de onda do sinal transmitido λ , não importando a natureza do sinal, ou seja,

$$f_d = \frac{2f}{c} \nu_\theta = \frac{2\nu_\theta}{\lambda}, \quad (2.19)$$

como $\nu_\theta = \nu \cos \theta$, logo tem-se a velocidade em função do desvio de frequência,

$$\nu = \frac{f_d \lambda}{2 \cos \theta}. \quad (2.20)$$

Este método tem a vantagem de fornecer um valor proporcional à velocidade do fluido, contudo ele necessita de partículas em suspensão para a reflexão do sinal ultra-sônico. Outra desvantagem é a necessidade de se conhecer o ângulo de ataque do vetor ν . Passa-se então a

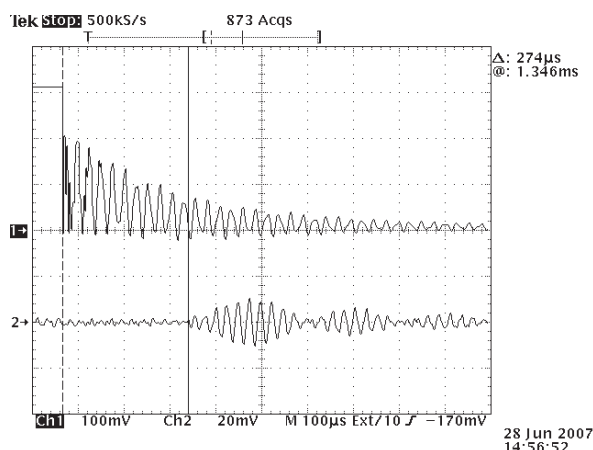


Figura 2.10 – Forma de onda do sistema pulso-eco.

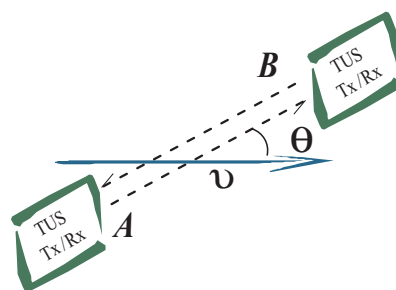


Figura 2.11 – Diagrama de blocos do método pulso-eco.

uma explanação do método Pulso-eco.

Pulso-Eco

O método pulso-eco trata do tempo de trânsito ou *time-of-flight*, ou seja, mede o tempo que o pulso de ultra-som leva para ser recebido após ser emitido (figura 2.10). Isto pode ser de forma refletida, direta ou diferencial, Δt_{flight} , para o caso de pares de transdutores coaxiais (figura 2.11). Pode ser reconhecido por medição de Diferença de Tempo (DT), Diferença de Fase (DF), ou por correlação cruzada, conforme é descrito a seguir.

Examinando-se mais detalhadamente, o pulso de ultra-som da figura 2.7, emitido por um TUS emissor (TUS/Tx), pode ser dado por

$$p(t) = a(t) \sin(\omega_n t + \phi_o), \quad (2.21)$$

onde $a(t)$ é a envoltória do pulso e $\sin(\omega_n t + \phi_o)$ é a oscilação na frequência natural ω_n do TUS com uma fase inicial ϕ_o .

O pulso recebido pelo transdutor receptor (TUS/Rx), desde que não haja variação do conteúdo espectral, é uma versão atenuada e deslocada no tempo do pulso original e é dado

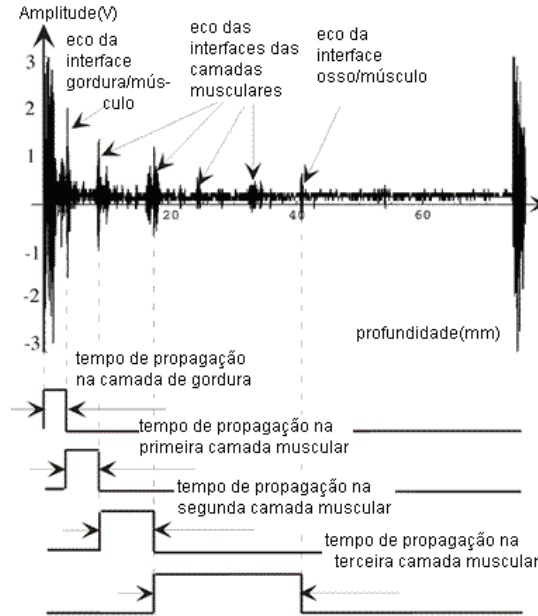


Figura 2.12 – Método pulso-eco multi camadas.

por

$$p_d(t) = a_t p(t - t_d), \quad (2.22)$$

onde a_t é a atenuação imposta pelo meio de propagação e t_d o deslocamento no tempo.

Neste sistema, o sinal é emitido pelo TUS/Tx e “viaja” pelo meio de propagação até encontrar um outro transdutor ou obstáculos, os quais refletirão o pulso para o TUS/Rx. Tal obstáculo pode ser uma interface entre sólidos, sólidos e fluidos ou entre fluidos imiscíveis, como na figura 2.12. Nela, ao chegar a cada interface (gordura/músculo, músculo/músculo e músculo/osso), parte do sinal é refletido e parte é propagado, sucessivamente, de acordo com as propriedades de cada meio, segundo coeficientes de reflexão,

$$C_R = \frac{P_R}{P_I}, \quad (2.23)$$

e de transmissão,

$$C_T = \frac{P_T}{P_I}, \quad (2.24)$$

definidos, onde P_I , P_R e P_T são, respectivamente, as potências incidida, refletida e transmitida.

Assim, a parte do sinal refletida retorna ao TUS, onde pode ser instrumentada. Outra parte porém é transmitida, podendo também ser instrumentada. Fato que é dependente das características intrínsecas das interfaces e dos meios (fluidos). O método pulso-eco sofre a influência da velocidade do som no fluido e da própria velocidade do fluido podendo ser usado tanto para determinação de velocidade como de posição de interface.

O pulso de ultra-som para chegar ao TUS/Rx, coaxial ao TUS/Tx, viaja com uma velo-

cidade

$$\nu_{AB} = \frac{L_{AB}}{t_{\text{flight AB}}}, \quad (2.25)$$

onde $t_{\text{flight AB}}$ é o tempo de trânsito do sinal de ultra-som sobre o caminho L_{AB} entre A e B na figura 2.11 da página 16. O tempo de trânsito $t_{\text{flight AB}}$ pode ser medido, e a distância L_{AB} conhecida, contudo, ν_{AB} é grandemente influenciado pela velocidade do som no fluido como

$$\nu_{AB} = c_f \pm \nu_\theta, \quad (2.26)$$

onde c_f é a velocidade do som no fluido e ν_θ é a velocidade $\vec{\nu}$ do fluido projetada com um ângulo θ sobre o caminho L_{AB} ($\nu_\theta = \|\vec{\nu}\| \cos \theta$). O sinal \pm representa a concordância ou não do sinal do cosseno do ângulo formado entre o vetor $\vec{\nu}$ e o caminho L_{AB} (a orientação sobre a qual se toma c_f). Desta forma, a velocidade ν é dada por:

$$\nu = \frac{1}{\cos \theta} \left(\frac{L_{AB}}{t_{\text{flight AB}}} - c_f \right). \quad (2.27)$$

Sabendo-se a velocidade do som no fluido c_f , pode-se obter a velocidade do fluido. Contudo, a velocidade do som é variável com a temperatura e com a pressão. Assim, visando eliminar a influência da velocidade do som, toma-se então o tempo de trânsito diferencial, partido-se da velocidade obtida no caminho contrário

$$\nu_{BA} = c_f \mp \nu_\theta, \quad (2.28)$$

neste caso o sinal \mp considera que ν_θ mantém a mesma orientação considerada na equação (2.26). Assim, subtraindo-se a equação (2.28) de (2.26) tem-se

$$(c_f \pm \nu_\theta) - (c_f \mp \nu_\theta) = \nu_{AB} - \nu_{BA}, \quad (2.29)$$

desta forma chega-se a

$$2\nu_\theta = \left(\frac{L_{AB}}{t_{\text{flight AB}}} - \frac{L_{BA}}{t_{\text{flight BA}}} \right), \quad (2.30)$$

utilizando-se de que

$$-\frac{L_{BA}}{t_{\text{flight BA}}} = \frac{L_{AB}}{t_{\text{flight BA}}}, \quad (2.31)$$

se obtém, uma vez conhecido o ângulo de ataque, θ , a velocidade, ν , pelo tempo de trânsito diferencial, sem a interferência da velocidade do som no fluido.

Assim, tem-se a velocidade é dada por

$$\nu = \frac{L_{AB}}{2 \cos \theta} \cdot \left(\frac{1}{t_{\text{flight AB}}} + \frac{1}{t_{\text{flight BA}}} \right). \quad (2.32)$$

Este método é indicado e bastante utilizado, tanto na determinação de distâncias, como para a obtenção de velocidades de fluidos. A excitação empregada nos transdutores no método

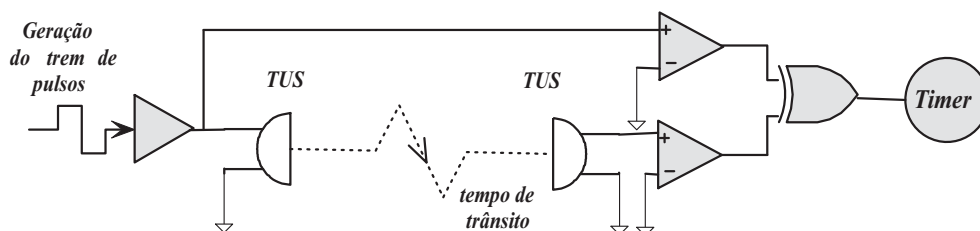


Figura 2.13 – Diagrama esquemático da instrumentação da diferença de fase

pulso-eco, mais comumente empregada, é a do tipo degrau, contudo pode ser utilizado um trem de pulsos, como traz BRASSIER et al. (2001). Isto o torna bastante adequado à utilização no anemômetro o qual se deseja implementar.

Dentre os métodos que utilizam o método pulso-eco, descritos na literatura, destacam-se os métodos de diferença de fase (DF) e de tempo (DT) e o de correlação cruzada, os quais são descritos a seguir.

Diferença de Fase e de Tempo

Conceitualmente, deslocamento no tempo e na fase retratam a mesma situação, apenas em domínios diferentes, como se demonstra a seguir.

Aplicando-se a transformada de Fourier ao sinal recebido, p_d , por definição, tem-se

$$P_d(\omega) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} p_d(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (2.33)$$

usando-se a relação entre o pulso emitido e o recebido, $p_d(t) = \alpha_t p(t - t_d)$ da equação (2.22), e fazendo $\tau = t - t_d$, tem-se

$$P_d(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha_t p(t - t_d) e^{-j\omega(t)} dt \quad (2.34)$$

$$P_d(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha_t p(\tau) e^{-j\omega(\tau+t_d)} d\tau \quad (2.35)$$

$$P_d(\omega) = \alpha_t e^{-j\omega t_d} \int_{-\infty}^{\infty} p(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \therefore \quad (2.36)$$

$$P_d(\omega) = \alpha_t e^{-j\omega t_d} P(\omega). \quad (2.37)$$

Assim, tem-se que P_d é uma versão deslocada e atenuada de P . Desta forma, a diferença de fase (DF) e diferença de tempo (DT) diferem somente na forma de instrumentação.

No método DF mede-se a diferença da fase entre o fator $\sin(\omega_n t)$ da equação (2.21) e $\sin[\omega_n(t - t_d)]$ do sinal deslocado. Um modo de se instrumentar esta diferença pode ser observado no diagrama da figura 2.13. Observando-se o diagrama da figura 2.13, tem-se que o sinal deve ter a forma de um trem de pulsos, o qual pode ser gerado digitalmente. Neste

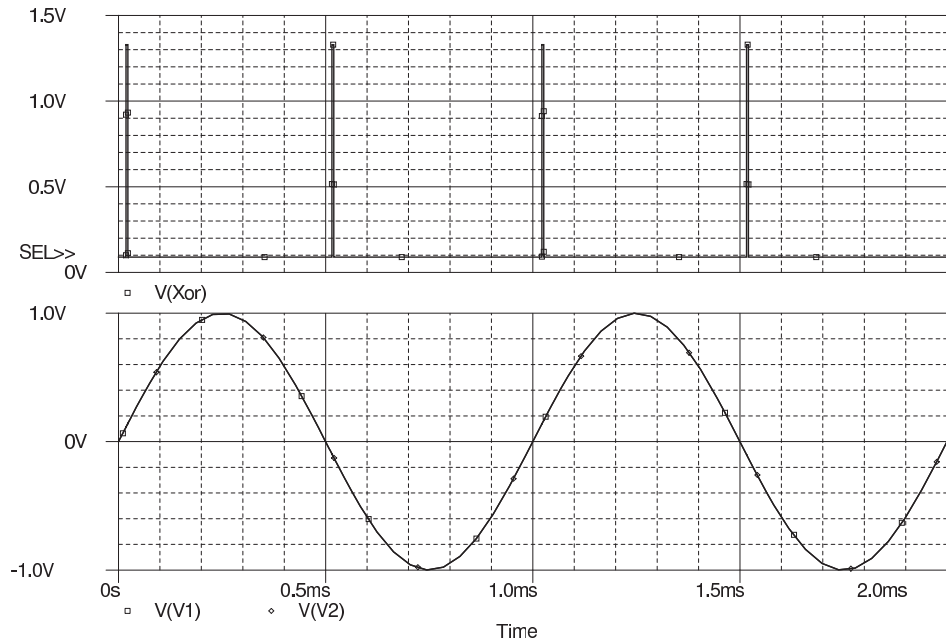
caso, o sinal pode ser gerado continuamente durante a instrumentação, porém, não necessita ser enviado continuamente ao TUS, basta que se envie um trem de pulsos de duração definida e conhecida³. Assim, a cada vez que se deseje instrumentar a velocidade do fluido, envia-se ao TUS/Tx o trem de pulsos e inicia-se um Ciclo de Amostragem⁴. A distância do TUS/Rx deve ser de $n\lambda$, com $n \in \mathbb{N}$, para que, ao chegar ao TUS/Rx, o sinal ultra-sônico esteja em fase com o sinal de referência, ou seja, $\phi = 0$. Pode-se ainda utilizar uma distância de $(n+1)/2\lambda$. Neste caso, as ondas estarão defasadas de π . Segundo o diagrama da figura 2.13, para uma distância de $n\lambda$ entre os TUS, uma vez recebido o sinal ultra-sônico, compara-se os sinais Tx e Rx com 0V. Obtêm-se assim ondas quadradas. Estas, por sua vez, são submetidas a um operador lógico “ou exclusivo”. Obtém-se então, ao final do bloco, um pulso de largura proporcional à distancia entre as fases de $\sin(\omega_n t)$ e $\sin[\omega_n(t - t_d)]$.

Os sinais na saída do circuito do diagrama da figura 2.13 podem ser observados na figura 2.14. Nesta, observam-se várias larguras de pulso para diferenças de fase de 0° até 180° ⁵.

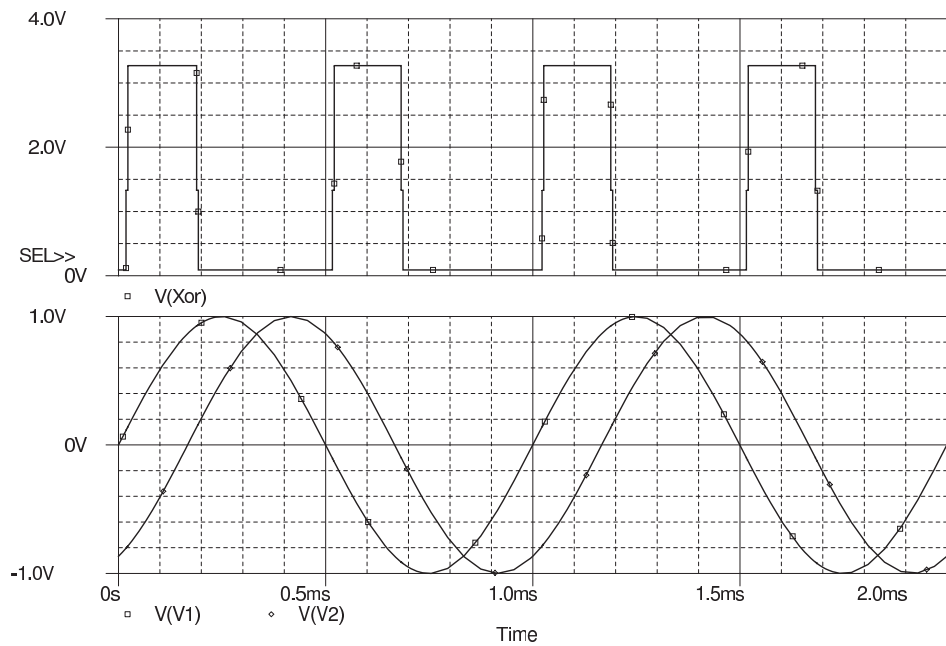
³considerando-se o tempo do transitório inicial do transdutor igual a $4T_n$

⁴O termo **Ciclo de Amostragem** será adotado para identificar um espaço de tempo onde se colherá informações suficientes para se determinar um conjunto completo de valores de velocidade do fluido.

⁵Máxima distância media por este método

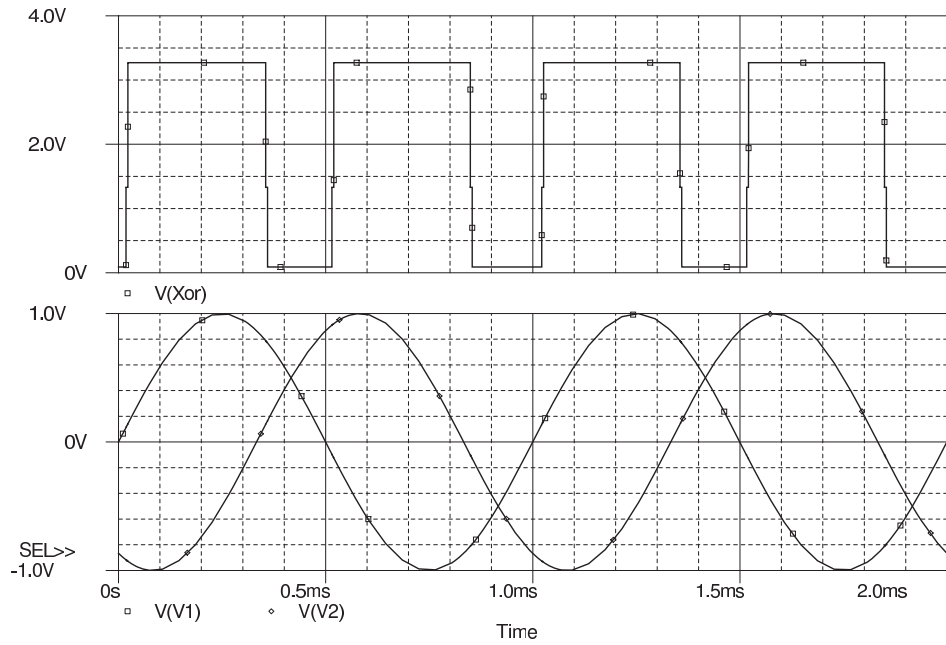


(a) $\omega_n t_d = \phi = 0^\circ$;

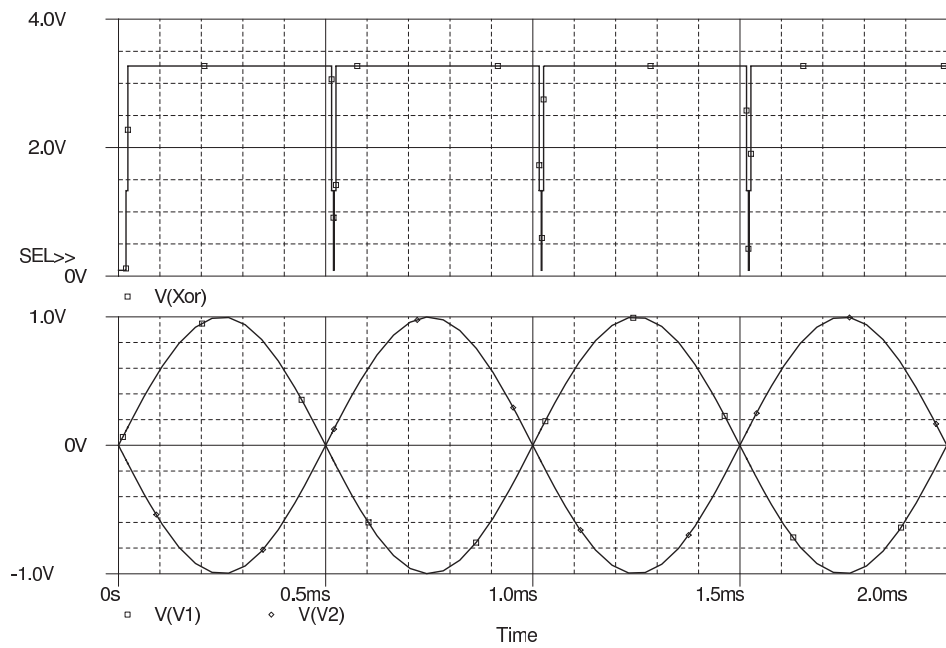


(b) $\omega_n t_d = \phi = 60^\circ$.

Figura 2.14 – Diferentes atrasos de fase.



(a) $\omega_n t_d = \phi = 120^\circ$;



(b) $\omega_n t_d = \phi = 180^\circ$.

Figura 2.15 – Diferentes atrasos de fase (cont).

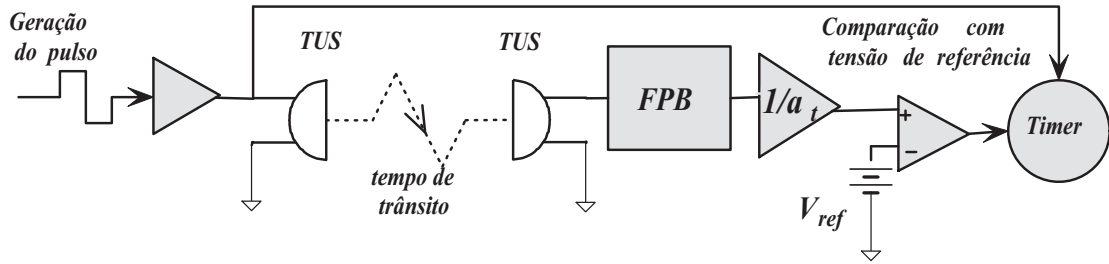


Figura 2.16 – Diagrama esquemático da instrumentação da diferença de tempo.

Para o método da diferença de tempo (DT), da figura 2.16, o sinal de excitação pode ser um pulso (JOHANSSON et al., 2006) ou um trem de até quatro pulsos (BRASSIER et al., 2001), para que se obtenha no TUS/Tx a forma de onda característica do ultra-som (figura 2.7 da página 13).

Do sinal recebido no TUS/Rx no circuito da figura 2.16, remove-se sua componente senoidal pela simples aplicação de um detector de envoltória (um filtro passa-baixas (FPB), por exemplo). Em seguida, o sinal é amplificado, para compensar as perdas por atenuação, e ao mesmo tempo melhorar a gama dinâmica do circuito. No próximo estágio do diagrama compara-se o sinal recebido e processado com uma tensão de referência.

No método da diferença de tempo, a velocidade é obtida pela medida do tempo decorrido entre o pulso inicial e o instante que o sinal recebido supera uma tensão de referência. Este método é dependente da amplitude da envoltória $a(t)$ (equação (2.21)) e independente do fator $\sin \omega_n(t - td)$. A precisão do método é dependente do comportamento da atenuação do meio α , do tempo de resposta dos comparadores, e a repetibilidade da forma de onda da figura 2.7.

Correlação Cruzada

Neste método, o pulso do sinal transmitido e seu eco são instrumentados, digitalizados e sua correlação cruzada é computada digitalmente (BRASSIER et al., 2001; MARIOLI et al., 1992). A correlação cruzada tanto minimiza o ruído (considerando um processo AWGN, bastante descorrelacionado), como localiza o tempo de trânsito do pulso de ultra-som com acurácia superior se comparada com os métodos anteriores.

A correlação cruzada, $c_{pp_d}(t)$, entre dois sinais pulso $p(t)$ e pulso deslocado $p_d(t)$ é definida por

$$c_{pp_d}(t) \triangleq \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} p_d(\tau) p^*(\tau - t) d\tau = p_d(t) * p^*(-t). \quad (2.38)$$

Assumindo a forma discreta, tem-se duas sequências digitais $x_T[n]$ e $x_R[n]$ representando,

respectivamente, os sinais transmitido e recebido, que podem ser escritas da seguinte forma

$$x_T[n] = p[n] + n_1[n] \quad (2.39)$$

$$x_R[n] = p_d[n] + n_2[n] \quad (2.40)$$

onde $n = kT_s$, com $k \in \mathbb{N}$ e T_s o tempo de amostragem do conversor analógico digital, enquanto n_1 e n_2 são a representação das “não-linearidades” e de ruído, ambos considerados com média zero ($\mu_{n_1} = 0$ e $\mu_{n_2} = 0$) e descorrelacionados, como traz MARIOLI et al. (1992).

A correlação cruzada entre as duas sequências é dada por

$$C_{TR}[k] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_T[n]x_R[n+k], \quad (2.41)$$

como as sequências n_1 e n_2 são ambas descorrelacionadas e com média zero, a esperança estatística é dada por

$$E[C_{TR}[n]] = a_t c_{pp}[n-d], \quad (2.42)$$

onde c_{pp} é a auto-correlação do sinal contínuo, dado na equação (2.38). Neste caso, a correlação foi aplicada ao mesmo sinal, com a atenuação imposta pelo meio a_t e deslocada de $d = kt_d$, que é um intervalo múltiplo do tempo de amostragem T_s . A auto-correlação pode então ser reescrita como

$$c_{pp}(\tau) = c_{aa}(\tau) \frac{1}{2} \cos \omega_n \tau, \quad (2.43)$$

Segundo BRASSIER et al. (2001), ocorre um máximo em

$$t_1 = t_{\text{flight}} + \epsilon, \quad (2.44)$$

onde ϵ é um erro causado principalmente pelo atraso no circuito de excitação do TUS.

Tem-se ainda um segundo máximo local, este devido a uma reflexão do pulso incidido sobre o próprio TUS receptor, o qual retorna ao emissor em

$$t_2 = 2t_{\text{flight}} + \epsilon. \quad (2.45)$$

Subtraindo-se a equação (2.45) da equação (2.44), tem-se apenas o t_{flight} sem influência do tempo de atuação do circuito excitador. Caso seja obtido de forma diferencial como no caso da equação (2.30) da página 18, este dado está também livre da influência da velocidade do som no fluido.

A velocidade de um fluido pode ser instrumentada, pelo método a correlação cruzada, da forma descrita no diagrama de blocos da figura 2.17. Nele, o pulso é gerado, emitido, amostrado e armazenado. Durante o tempo de trânsito do pulso de ultra-som o sistema entra em espera, com um contador acionado, e assim que o sinal de entrada atinge um nível pré-determinado, o sistema passa a amostrar o sinal do TUS/Rx. Este sinal é armazenado e

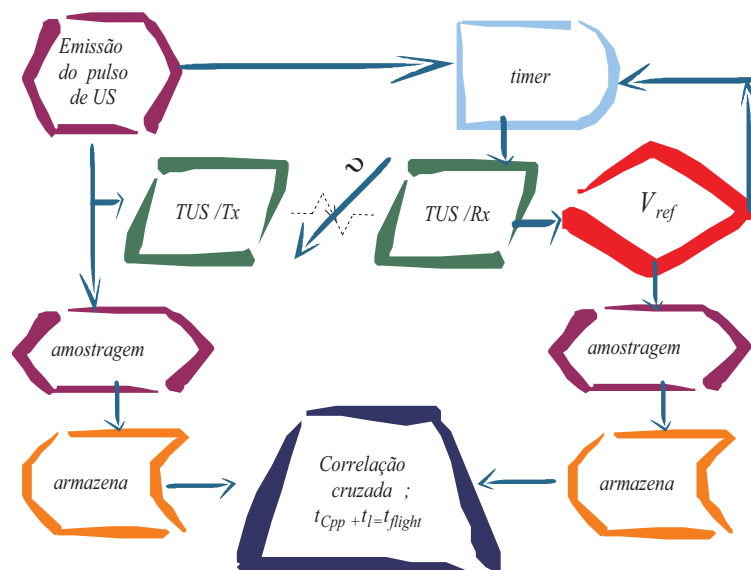


Figura 2.17 – Método da correlação cruzada.

é realizada a correlação com o pulso inicial. De acordo com o descrito acima, o tempo até o ponto de máximo é o tempo de correlação. Basta então somar-se o tempo de espera com o tempo de máximo na correlação para obter-se o tempo de trânsito total.

Este procedimento pode ser feito com o pulso, ou apenas com sua envoltória conforme sugere MARIOLI et al. (1992) e a equação (2.43). O que torna o procedimento com um custo computacional bastante menor, uma vez que o conteúdo espectral da envoltória é menor que o do pulso todo, como pode ser observado na figura 2.7 da página 13 . Uma desvantagem deste método é o custo computacional, o qual ainda que se utilizando apenas a envoltória do pulso, a implementação em microcontroladores (MCU's) se torna difícil. Sua principal vantagem é a acurácia, superior à dos métodos DF e DT.

2.3.4 Anemômetro 2D

Para se realizar a medição de velocidade e direção do vento, é comumente necessária a utilização de dois equipamentos diferentes, respectivamente, o anemômetro e a biruta. Desta forma, tem-se a velocidade do vento na forma vetorial, em duas dimensões (\mathbb{R}^2). O anemômetro instrumenta o módulo da velocidade e a biruta a direção e sentido. Com isto, pode-se orientar o comportamento do vento sobre a rosa dos ventos. Já um anemômetro ultrasônico pode ser arranjado de forma a obter-se as duas medidas anteriores com um só equipamento, como é descrito a seguir.

Pode-se dispor os transdutores como na figura 2.18(a). As velocidades, $\nu_{\theta CD}$ e $\nu_{\theta AB}$, dadas pelos tempos de trânsito diferenciais sobre os caminhos \overline{AB} e \overline{CD} são, respectivamente, as projeções do vetor $\vec{\nu}$ sobre os eixos ortogonais \mathbf{x} e \mathbf{y} , e respectivamente com os ângulos θ_{AB}

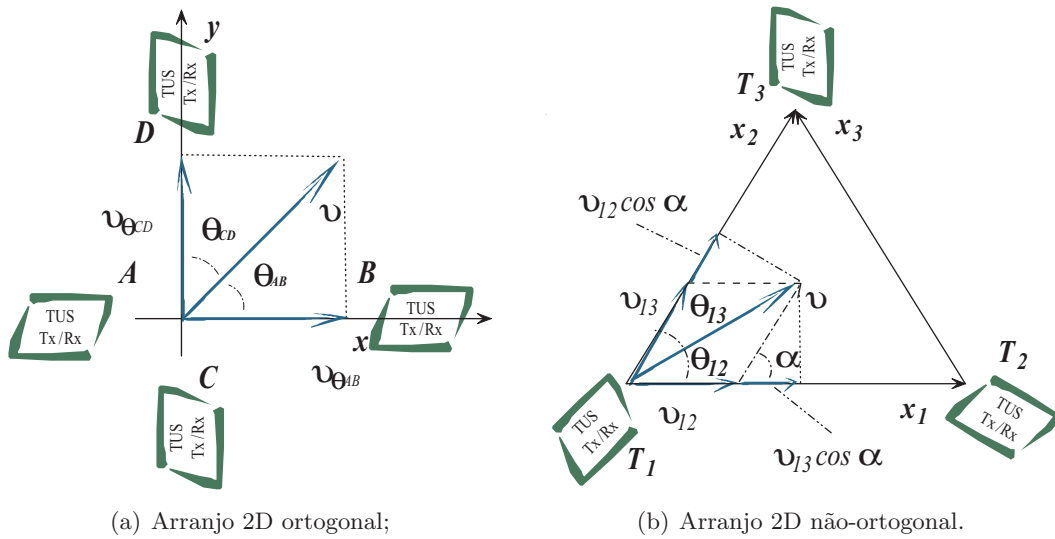


Figura 2.18 – Arranjo do anemômetro em duas dimensões com quatro e três transdutores.

e θ_{CD} . Contudo, os ângulos θ_{AB} e θ_{CD} são complementares, desta forma, aproveitando-se o descrito no diagrama de blocos do método pulso-eco da figura 2.11 da página 16, tem-se

$$\begin{aligned} \theta_{AB} + \theta_{CD} &= \frac{\pi}{2} \Rightarrow \\ \cos(\theta_{CD}) &= \cos(\theta_{AB} - \frac{\pi}{2}) \Rightarrow \\ \cos(\theta_{CD}) &= \sin(\theta_{AB}), \end{aligned} \tag{2.46}$$

assim sendo, observa-se da figura 2.18(a), que

$$\begin{aligned} v_{\theta_{AB}} &= \|\vec{v}\| \cos \theta_{AB}, \\ v_{\theta_{CD}} &= \|\vec{v}\| \sin \theta_{AB}. \end{aligned}$$

Desta forma, tem-se

$$\vec{v} = v_{\theta_{AB}} \hat{i} + v_{\theta_{CD}} \hat{j}, \tag{2.47}$$

onde \hat{i} e \hat{j} são, respectivamente, os versores em \mathbf{x} e \mathbf{y} .

Portanto, em um arranjo onde os transdutores são alinhados sobre eixos ortogonais, os valores de velocidade instrumentados são as próprias componentes cartesianas em \mathbb{R}^2 .

Pode-se obter uma otimização utilizando-se três transdutores em um arranjo triangular, no qual suas posições representam os vértices de um triângulo equilátero. Desta forma, os transdutores são dispostos sobre eixos não ortogonais, conforme pode ser observado na figura 2.18(b).

No arranjo triangular, a velocidade medida sobre os caminhos c_{12} e c_{13} são representados respectivamente por $\nu_{\theta 12}$ e $\nu_{\theta 13}$, o momento de $\vec{\nu}$ sobre c_{12} e c_{13} , respectivamente, dados por

$$\begin{pmatrix} \nu_{\theta 12} \\ \nu_{\theta 13} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \cos \alpha \\ \cos \alpha & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \nu_{12} \\ \nu_{13} \end{pmatrix}, \quad (2.48)$$

onde ν_{12} e ν_{13} são as componentes nos eixos x_1 e x_2 respectivamente.

Sabendo-se o valor de α , $\nu_{\theta 12}$ e $\nu_{\theta 13}$, e considerando

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 1 & \cos \alpha \\ \cos \alpha & 1 \end{pmatrix}, \quad (2.49)$$

com α constante e conhecido, pode se obter o valor das componentes não ortogonais como

$$\begin{pmatrix} \nu_{12} \\ \nu_{13} \end{pmatrix} = \mathbf{M}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \nu_{\theta 12} \\ \nu_{\theta 13} \end{pmatrix}, \quad (2.50)$$

com \mathbf{M}^{-1} também constante e conhecido.

Assim sendo, o vetor ν pode ser representado em um sistema não ortogonal, em \mathbb{R}^2 , como

$$\vec{\nu} = \nu_{12}\hat{\chi}_1 + \nu_{13}\hat{\chi}_2, \quad (2.51)$$

onde $\hat{\chi}_1$ e $\hat{\chi}_2$ são, respectivamente, versores dos eixos x_1 e x_2 .

Incluindo-se o eixo que contém o caminho c_{23} , tem-se, para três sensores

$$\begin{pmatrix} \nu_{\theta 12} \\ \nu_{\theta 13} \\ \nu_{\theta 23} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \cos \alpha & 0 \\ \cos \alpha & 1 & 0 \\ -\cos \alpha & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \nu_{12} \\ \nu_{13} \\ \nu_{23} \end{pmatrix}. \quad (2.52)$$

Da mesma forma, tem-se a matriz

$$\mathbf{N} = \begin{pmatrix} 1 & \cos \alpha & 0 \\ \cos \alpha & 1 & 0 \\ -\cos \alpha & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (2.53)$$

assim, resolve-se para os três eixos como sendo

$$\begin{pmatrix} \nu_{12} \\ \nu_{13} \\ \nu_{23} \end{pmatrix} = \mathbf{N}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \nu_{\theta 12} \\ \nu_{\theta 13} \\ \nu_{\theta 23} \end{pmatrix} \quad (2.54)$$

O mesmo pode ser aplicado aos sistemas de eixos x_1x_3 e x_2x_3 , inserindo uma redundância no sistema, o que diminui a incerteza. Assim sendo, o vetor ν pode ser representado em um

sistema não ortogonal, em \mathbb{R}^2 , como

$$\begin{aligned}\vec{v} &= \nu_{12}\hat{\chi}_1 + \nu_{13}\hat{\chi}_2, \text{ ou} \\ \vec{v} &= \nu_{12}\hat{\chi}_1 + \nu_{23}\hat{\chi}_3, \text{ ou} \\ \vec{v} &= \nu_{13}\hat{\chi}_2 + \nu_{23}\hat{\chi}_3,\end{aligned}$$

onde $\hat{\chi}_3$ é versor do eixos x_3 .

Para que se possa então obter as componentes cartesianas ortogonais, basta realizar-se a ortogonalização e a rotação de alguns dos sistemas de eixos.

2.3.5 Ortogonalização

Seja uma base $\kappa\{v_1, v_2\}$, seja $\vec{v}'_1 = \vec{v}_1$, tem-se um \vec{v}'_2 ortogonal a \vec{v}'_1 tal que $\langle v'_2, v'_1 \rangle = 0$ (BOLDRINI et al., 1980). Para tanto toma-se

$$\vec{v}'_2 = \vec{v}_2 - c\vec{v}'_1, \tag{2.55}$$

onde c é um número tomado de forma que $\langle v'_2, v'_1 \rangle = 0$, ou seja, $\langle v_2 - cv'_1, v'_1 \rangle = 0$, o que implica

$$c = \frac{\langle v_2 - v'_1 \rangle}{\langle v'_1, v'_1 \rangle}, \tag{2.56}$$

observa-se que \vec{v}'_2 é obtido de \vec{v}_2 , subtraindo-se deste sua projeção sobre \vec{v}'_1 .

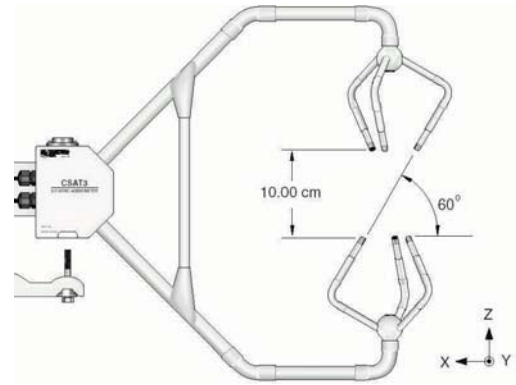
2.3.6 Anemômetro 3D

A velocidade medida no sistema bidimensional, cuja representação pode ser observada na equação (2.51), não representa o vetor velocidade do vento, \vec{v} . Representa somente sua projeção bidimensional no plano horizontal, a qual chamar-se-á de \vec{v}_{2D} . Espera-se então, do anemômetro 3D, que ele consiga instrumentar a velocidade do vento em três dimensões, fornecendo os dados em um sistema de eixos, **xyz** por exemplo, o que trará informação da orientação do vetor \vec{v} sobre a rosa dos ventos, bem como seu grau de inclinação em relação ao horizonte.

O arranjo mais comumente encontrado comercialmente para este anemômetro tem a forma de dois tetraedros opostos por um vértice, com três pares de transdutores, como na figura 2.19. Nela, os 3 pares de transdutores receptores e emissores são alinhados sobre os eixos x_1 , x_2 e x_3 , e colocados sobre os vértices das bases opostas dos tetraedros (figura 2.19(d)).



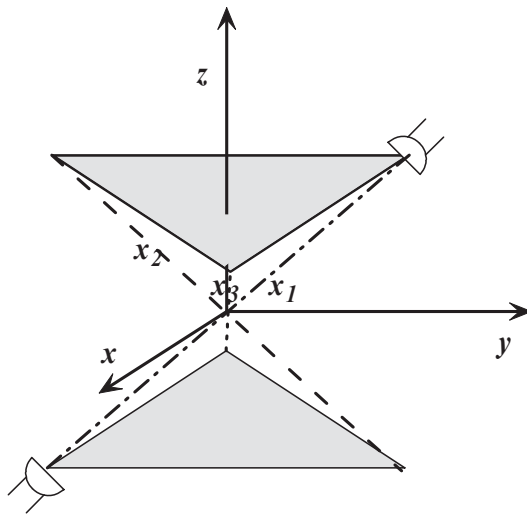
(a) Anemômetro 3D Campbell;



(b) Diagrama do anemômetro 3D Campbell;



(c) Anemômetro 3D Solent;



(d) Eixos no anemômetro 3D.

Figura 2.19 – Anemômetros 3D.

Os eixos x_1 , x_2 e x_3 formam um sistema de coordenadas não ortogonal separados por 120° . Isto faz com que o sistema carregue informação redundante, o que diminui o grau de incerteza dos dados. Desta forma, o vetor de velocidade do vento, \vec{v} , expresso em versores no sistema $\mathbf{x}_1\mathbf{x}_2\mathbf{x}_3$ pode ser dado por

$$\vec{v} = \nu_{x1}\hat{\chi}_1 + \nu_{x2}\hat{\chi}_2 + \nu_{x3}\hat{\chi}_3, \quad (2.57)$$

onde ν_{x1} , ν_{x2} e ν_{x3} são as componentes do vetor \vec{v} , respectivamente, sobre os versores $\hat{\chi}_1$, $\hat{\chi}_2$ e $\hat{\chi}_3$, e podem ser obtidos por extrapolação do que é explicado na seção 2.3.4.

Depois de ortogonalizado, \vec{v} pode ser expresso, no sistema de eixos \mathbf{xyz} , por

$$\vec{v} = \nu_x\hat{i} + \nu_y\hat{j} + \nu_z\hat{k}, \quad (2.58)$$

onde \hat{i} , \hat{j} e \hat{k} são respectivamente os versores dos eixos \mathbf{x} , \mathbf{y} e \mathbf{z} , com as respectivas amplitudes ν_x , ν_y e ν_z .

Uma vez orientado o anemômetro em uma posição de referência, os ângulos tornam-se conhecidos e fixos e seus cossenos constantes, conforme pode ser observado na tabela 2.1, facilitando seu cálculo.

Tabela 2.1 – Ângulos formados entre os eixos x_1 , x_2 e x_3 e os eixos do sistema **xyz**

	x_1	x_2	x_3
x	$x_1\hat{O}x = \theta_{1x}$	$x_2\hat{O}x = \theta_{2x}$	$x_3\hat{O}x = \theta_{3x}$
y	$x_1\hat{O}y = \theta_{1y}$	$x_2\hat{O}y = \theta_{2y}$	$x_3\hat{O}y = \theta_{3y}$
z	$x_1\hat{O}z = \theta_{1z}$	$x_2\hat{O}z = \theta_{2z}$	$x_3\hat{O}z = \theta_{3z}$

Orientando-se, por exemplo, o eixo **x** para o norte, e o eixo **y** para o oeste, tem-se a orientação do vetor da velocidade do vento sobre a rosa dos ventos e **z** indicando a elevação vertical do mesmo. Pode-se ainda, simplesmente, enviar-se os fatores ν_{x1} , ν_{x2} e ν_{x3} para o sistema que fará o processamento das informações. Um problema desta configuração, cita NAKAI et al. (2006), é a distorção do fluxo de ar no sentido vertical, ainda, outra desvantagem deste arranjo é a necessidade de se usar seis sensores, fornecendo um sistema com apenas três eixos.

2.3.7 Rotação

O sistema obtido pelo anemômetro pode não estar alinhado conforme a orientação da rosa dos ventos, o que é desejável para a correta orientação do vetor velocidade do vento, \vec{v} . Para resolver esta situação, utiliza-se de uma rotação no sistema de eixos, para que este se alinhe conforme desejado.

A rotação de um sistema de coordenadas pode ser obtida pela multiplicação por uma matriz de rotação, representada por uma sequência de ângulos de Euler. Assumindo-se ψ , ς e ξ representando-se as rotações sobre, respectivamente, **zyx** tem-se a matriz de rotação **R** dada por

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_\xi^x \mathbf{R}_\varsigma^y \mathbf{R}_\psi^z, \quad (2.59)$$

sendo,

$$\mathbf{R}_\xi^x = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \xi & \sin \xi \\ 0 & -\sin \xi & \cos \xi \end{pmatrix}, \quad (2.60)$$

a matriz de rotação sobre o eixo **x**, sendo,

$$\mathbf{R}_\varsigma^y = \begin{pmatrix} \cos \varsigma & 0 & -\sin \varsigma \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \varsigma & 0 & \cos \varsigma \end{pmatrix}, \quad (2.61)$$

a matriz de rotação sobre o eixo \mathbf{y} , e

$$\mathbf{R}_\psi^z = \begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (2.62)$$

a matriz de rotação sobre o eixo \mathbf{z} .

Assim, tem-se a rotação do sistema dada por

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \cos \varsigma \cos \psi & \cos \varsigma \sin \psi & -\sin \varsigma \\ -\cos \xi \sin \psi + \sin \xi \cos \psi \sin \varsigma & \cos \xi \cos \psi + \sin \xi \sin \psi \sin \varsigma & \sin \xi \cos \varsigma \\ \sin \xi \sin \psi + \cos \xi \cos \psi \sin \varsigma & -\sin \xi \cos \psi + \cos \xi \sin \psi \sin \varsigma & \cos \xi \cos \varsigma \end{pmatrix}. \quad (2.63)$$

2.4 Considerações

Os sensores de molhamento do tipo “pente” capacitivos, segundo o que foi descrito idealmente, parecem ter uma resposta mais indicada à instrumentação que os resistivos. Contudo, são ensaiados segundo o descrito no capítulo 3, com o objetivo de avaliar-se qual a melhor configuração para medir-se o molhamento foliar.

Segundo o descrito neste capítulo, avalia-se que a melhor situação para medir-se a velocidade do vento⁶ teria as seguintes características:

- a) excitação por trem de pulsos na frequência de ressonância;
- b) instrumentação por diferença de fase;
- c) forma diferencial.

O anemômetro 3D proposto é descrito, também suas simulações e ensaios, no capítulo 3. Sua característica de excitação foi escolhida por ser a forma mais econômica do ponto de vista energético, já a sua característica de instrumentação, foi escolhida por possuir proporcionalidade entre a DF e a velocidade do vento, finalmente, a forma diferencial foi escolhida por eliminar a influência da variação da velocidade do som no ar.

Uma vez realizada a Fundamentação Teórica dos pontos a serem abordados, passa-se à descrição do Materiais e Métodos utilizados nos ensaios e simulações, necessários para avaliar-se os tipos de sensores e transdutores escolhidos.

⁶Este método pode ser aplicado a qualquer fluido em movimento

MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo são descritos os circuitos e os instrumentos virtuais desenvolvidos para auxiliar no levantamento dos dados. São descritos também os processos de preparação e instrumentação dos sensores de molhamento foliar. Estes procedimentos são utilizados para se ensaiar os sensores e cujos dados podem ser observados e analisados no capítulo 4.

O Anemômetro 3D a ultra-som proposto e as formas de instrumentação são explanados neste capítulo, são descritas as simulações, o instrumento virtual e os ensaios.

3.1 Sensores de Molhamento Foliar

Os sensores comerciais são disponibilizados em placas de circuito impresso banhadas a ouro sem qualquer tipo de cobertura, já SENTELHAS et al. (2004b), GILLESPIE e KIDD (1978) e LAU et al. (2000) relatam aspectos operacionais da medição do molhamento com este tipo de sensores recobertos com tinta latex. Segundo o que relata SENTELHAS et al. (2004b) o sensor recoberto com tinta latex apresenta melhor correlação com o molhamento foliar. Neste trabalho são ensaiados sensores nus e recobertos com latex, intenciona-se com isto, avaliar se o comportamento do sensor capacitivo é similar ao do sensor resistivo quando recobertos com latex.

Em vista disto foram construídos oito sensores, como os da figura 2.1(b), em placa de circuito impresso e numerados de #1 a #8, segundo as dimensões dadas no desenho da figura 3.1, conforme encontra-se resumido na tabela 3.1 sendo:

- a) #1 e #2 sem tratamento, chamados respectivamente Res#1 e Res#2(figura 3.2(a));
- b) #3 e #4 cobertos com tinta esmalte e recobertos com tinta latex, chamados respectivamente CapLTx#3 e CapLTx#4(figura 3.2(c));

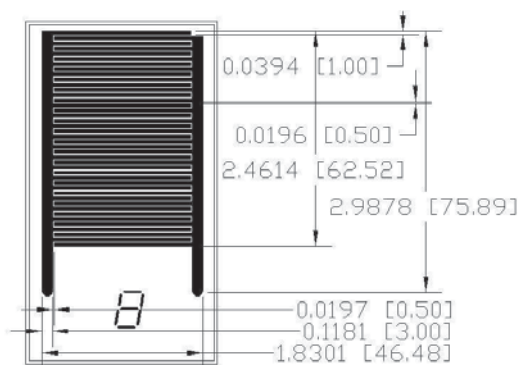


Figura 3.1 – Desenho do sensor de molhamento foliar, dimensões (*pol*) e (*mm*).

- c) #5 e #6 cobertos com tinta esmalte, chamados respectivamente Cap#5 e Cap#6 (figura 3.2(b));
- d) #7 e #8 cobertos com tinta latex, chamados respectivamente ResLTx#7 e ResLTx#8 (figura 3.2(d));
- e) os dois sensores comerciais serão chamados, respectivamente, CampBL 237#1 e CampBL 237#2.

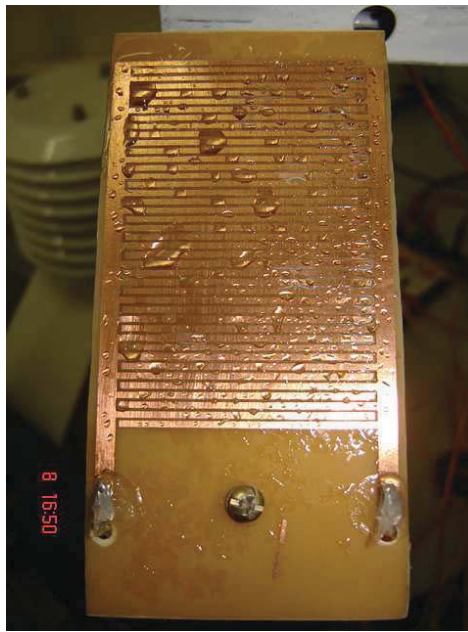
Para se isolar a componente resistiva nos sensores capacitivos, utilizou-se tinta esmalte e latex da cor branca¹

Tabela 3.1 – Resumo da configuração dos sensores da figura 3.2.

Cobertura	Tipo de Sensor	Mnemônico
sem cobertura	resistivo	Res#1
sem cobertura	resistivo	Res#2
tinta esmalte e latex	capacitivo	CapLTx#3
tinta esmalte e latex	capacitivo	CapLTx#4
tinta esmalte	capacitivo	Cap#5
tinta esmalte	capacitivo	Cap#6
tinta latex	resistivo	ResLTx#7
tinta latex	resistivo	ResLTx#8
sem cobertura	Campbell Sci.	CampBL 237#1
sem cobertura	Campbell Sci.	CampBL 237#2

O processo de pintura dos sensores consiste em cobrí-los de tinta e, em seguida, submetê-los a uma rápida rotação por um pequeno espaço de tempo até que a tinta cubra toda a superfície sem excessos. Depois da secagem, os sensores recobertos com tinta latex foram submetidos a 12h em estufa a uma temperatura de $65^{\circ}\text{C} \pm 5$, segundo o que descreveu SENTELHAS (2004). Segundo SENTELHAS (2004), isto é necessário para a remoção de

¹A cor branca é exigida por norma para sensores meteorológicos, para diminuir a interferência da energia solar irradiada.



(a) Vista do sensor sem pintura ($Res\#(1,2)$);



(b) Sensor coberto com tinta esmalte ($Cap\#(5,6)$);



(c) Sensor coberto com tinta esmalte e recoberto com tinta latex ($CapLTx\#(3,4)$);



(d) Sensor coberto com tinta latex ($ResLTx\#(7,8)$).

Figura 3.2 – Sensores construídos.

componentes higroscópicos, o que diminui a sensibilidade à variação da umidade relativa (UR%).

O levantamento dos dados foi feito de forma automática com o auxílio do programa LabView. Após a aquisição, os dados receberam tratamento matemático no software Matlab (veja-se Anexo A). Com o intuito de remover o ruído branco aditivo gaussiano (AWGN), os dados foram submetidos a um filtro de média móvel, considerando o AWGN com média $\mu_n = 0$. Os resultados obtidos podem ser visualizados no capítulo 4.

3.1.1 Modelagem FEM do SCMF

O sensor capacitivo de molhamento foliar (SCMF) foi modelado pelo método dos elementos finitos (FEM) com a ajuda do software Maxwell 2D da Ansoft. Neste processo é desenhada a seção normal do sensor, definidos os materiais, as tensões e cargas envolvidas. Posteriormente, é obtido o valor do campo elétrico por métodos numéricos.

Sendo a energia, U , dada por

$$U = \frac{1}{2} \int_{vol} E \bullet D dv, \quad (3.1)$$

onde E é o campo elétrico e D o vetor de densidade de campo elétrico. Tem-se a relação da capacitância com a energia como sendo

$$U = \frac{1}{2} CV^2, \quad (3.2)$$

mantendo-se $V = 1$ V na modelagem, tem-se o valor da capacitância obtida de forma numérica, neste caso sendo

$$C = \int_{vol} E \bullet D dv. \quad (3.3)$$

Neste processo primeiramente simula-se a variação na altura da lâmina d'água mantendo-se toa a extensão do sensor coberta por água, de forma semelhante ao que ocorre com os sensores cobertos com tinta latex. Posteriormente, procede-se a variação na quantidade da superfície coberta por água, mantendo-se constante a altura da lâmina d'água. Este segundo processo assemelha-se ao que ocorre no sensor recoberto somente com tinta esmalte.

3.1.2 Circuitos para Instrumentação dos Sensores Resistivos

Para instrumentar o SRMF, primeiramente, deve-se eliminar a influência da componente capacitiva. Para tanto, pode-se utilizar uma tensão contínua ou alternada com período muito maior que o tempo de carga do sensor $\tau_{R_s C_s}$. A tensão alternada é preferível para evitar o transporte de substâncias iônicas sobre a placa ou mesmo a formação de pilha eletrônica sobre a mesma, danificando-se assim o sensor prematuramente conforme pode ser observado na figura 3.3.

Como mostra a equação (2.5) da página 6, a resistência, R_s , é inversamente proporcional ao molhamento. Este fato pode ser contornado inserindo o sensor em um circuito como o da figura 3.4. Nela, uma tensão, $V_{ref}(t)$, excita o sensor de molhamento, R_s , em série com uma resistência de instrumentação R_{ins} . Assim, a tensão no ponto $V_{ins}(t)$ é dada por

$$V_{ins}(t) = \frac{R_{ins}}{R_{ins} + R_s} V_{ref}(t). \quad (3.4)$$

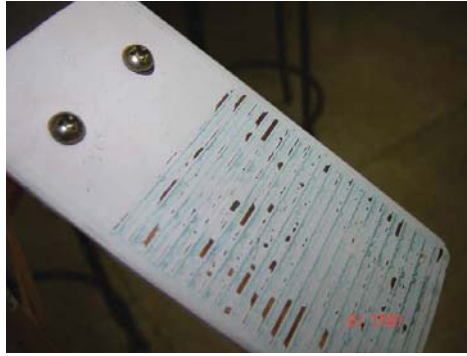


Figura 3.3 – Sensor danificado por transporte de substâncias iônicas.

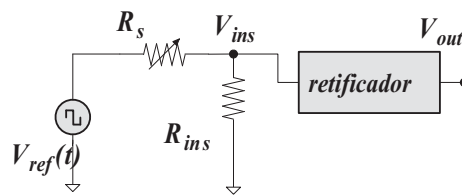


Figura 3.4 – Circuitos para instrumentação dos sensores resistivos.

Agora, considerando R_s dado por (2.5) e $\alpha_r \gg R_{ins} \ell_{\text{água}}$, a equação (3.4) leva a

$$V_{ins}(t) = \frac{R_{ins} \ell_{\text{água}}}{\alpha_r} V_{ref}(t). \quad (3.5)$$

Contudo, esta afirmação implica relacionar $\rho_{\text{água}}$ e $R_{ins} \ell_{\text{água}}$ da seguinte forma

$$\rho_{\text{água}} \frac{d_{AB}}{h} \gg R_{ins} \ell_{\text{água}}, \quad (3.6)$$

ou ainda, como considera-se d_{AB} e h constantes, implica

$$\rho_{\text{água}} \gg R_{ins} \ell_{\text{água}} \frac{h}{d_{AB}}, \quad (3.7)$$

onde, neste trabalho, $d_{AB} = 0,5 \text{ mm}$, $h \approx 1 \text{ mm}$ e $0 < \ell_{\text{água}} < 1,8232 \text{ m}$. Como ρ é dado em $\Omega \cdot m$, no pior caso, tem-se que

$$\rho_{\text{água}} \geq \underbrace{10 \times}_{\text{muito maior}} R_{ins} \times 1,8232 \text{ m} \frac{1 \text{ mm}}{0,5 \text{ mm}}, \quad (3.8)$$

ou seja a resistividade da água, $\rho_{\text{água}}$, deve ser maior que $36,464 \times R_{ins}$.

A equação (3.5) mostra que a tensão V_{ins} , antes do retificador de precisão (veja-se a figura 3.4), é proporcional ao comprimento do caminho isolante entre A e B que está coberto por água, ou seja, V_{ins} é proporcional ao molhamento. Contudo, V_{ins} é alternada e de difícil instrumentação, utiliza-se então um retificador de precisão para se obter uma tensão DC

(V_{out}) proporcional ao molhamento.

Retificador de Precisão

O retificador de precisão é necessário pois o circuito de instrumentação apresenta valores tensões de instrumentação (V_{ins}) menores que a tensão de junção PN de um diodo. Este fato acarretaria em erro de leitura caso fosse simplesmente usado um diodo retificador.

Para se explicar o funcionamento do circuito retificador de precisão da figura 3.5 assume-se duas situações básicas: a primeira $V_{ins} > 0$ e a segunda $V_{ins} < 0$.

Caso $V_{ins} > 0$ (semi-ciclo positivo), a saída do amplificador operacional do sub-circuito SC_1 também é maior que zero, impondo uma corrente sobre o diodo $D1$, tem-se um curto virtual entre a entrada inversora e a não-inversora do amplificador operacional. Isto faz com que o amplificador operacional (do sub-circuito SC_1) fique realimentado negativamente e a tensão de saída do sub-circuito SC_1 será a própria tensão de entrada, ou seja $V_{out\ SC1} = V_{ins}$.

Caso $V_{ins} < 0$ (semi-ciclo negativo), ocorre que, na saída de SC_2 , tem-se, pela configuração inversora do amplificador operacional, que impondo-se uma corrente ao diodo $D2$, proporciona-se uma realimentação negativa. Dado o ganho unitário ($A_V = -R/R$), tem-se então na saída $V_{out\ SC2} = -V_{ins}$.

Finalmente, o princípio de sobreposição leva a

$$V_{out} = V_{out\ SC2} + V_{out\ SC1}, \quad (3.9)$$

como a tensão V_{ins} é alternada e quadrada, obtém-se

$$V_{out} = V_{ins}([0, \frac{T}{2}]) - V_{ins}([\frac{T}{2}, T]), \quad (3.10)$$

onde $V_{ins}([0, \frac{T}{2}])$ é a tensão de entrada no semi-ciclo positivo e $V_{ins}([\frac{T}{2}, T])$ a tensão de entrada no semi-ciclo negativo. Espera-se que, na saída de circuito, tenha-se uma tensão DC proporcional ao molhamento, conforme pode ser observado no resultado da simulação na figura 3.6.

Sensores Comerciais

A Campbell Scientific é líder no segmento de sensores para agrometeorologia e instrumentação para agricultura de precisão. Seus sensores “pente” resistivos são largamente utilizados e serão utilizados neste trabalho para servirem de parâmetro, para a comparação do desempenho dos sensores desenvolvidos. Os sensores comerciais da Campbell Scientific possuem um divisor resistivo para fazer a instrumentação do molhamento, o qual pode ser

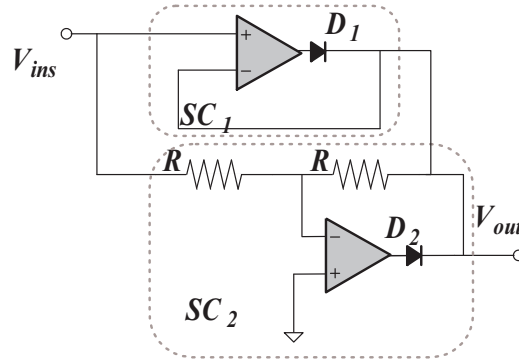


Figura 3.5 – Retificador de precisão do circuito da figura 3.4.

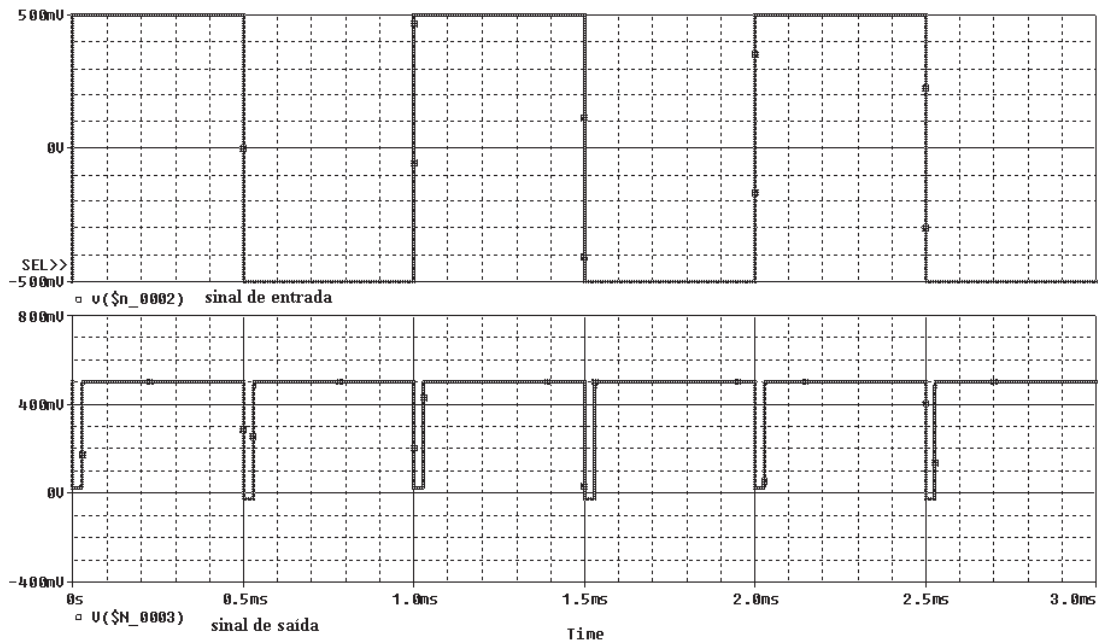


Figura 3.6 – Tensões no retificador de precisão

descrito como

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_s}, \tag{3.11}$$

onde R_1 é um resistor de $1 \text{ k}\Omega$, R_2 é um resistor de $100 \text{ k}\Omega$, e R_s é o valor instantâneo da resistência do sensor em função do molhamento.

A tensão é então lida sobre o resistor R_1 e pode ser observada no gráfico da figura 3.7. A resistência do sensor varia de $1 \text{ k}\Omega$, quando este está totalmente molhado, e $3 \text{ M}\Omega$ quando seco (CSI, 2006). Esta configuração em meia ponte é utilizada segundo a CSI (2006) para se ler uma tensão proporcional ao molhamento.

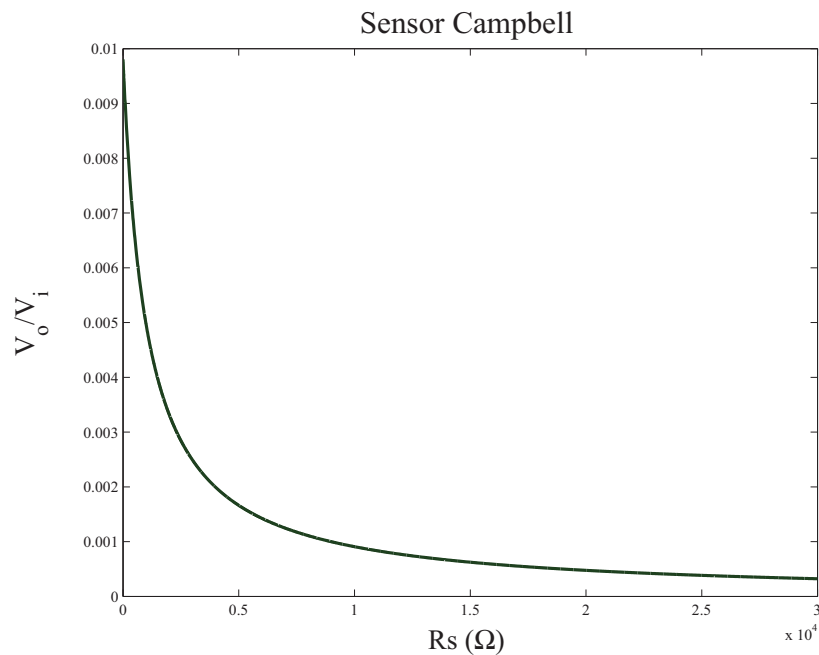


Figura 3.7 – Relação de tensão no sensor comercial B237 da CampbellSci.

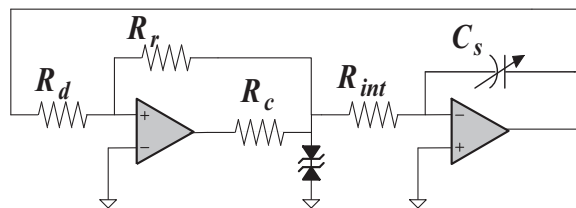


Figura 3.8 – Circuito para a instrumentação dos sensores capacitivos

3.1.3 Circuitos para Instrumentação dos SCMF

A equação (2.9) mostra que a capacitância é proporcional ao molhamento. Contudo a capacitância é uma grandeza difícil de se medir diretamente. Por isto, neste trabalho, utilizou-se o circuito da figura 3.8, um oscilador em anel. O oscilador em anel pode ser obtido pela associação de um integrador inversor em malha fechada com um comparador com histerese. Desta forma o período do sinal gerado é proporcional à constante de tempo do bloco integrador e à histerese do bloco comparador como será descrito a seguir, e o período facilmente medido com um microcontrolador.

Comparador com Histerese

O bloco comparador com histerese é associado ao integrador em um anel conforme a figura 3.8. O comparador com histerese é um circuito implementado com a utilização de amplificadores operacionais, princípios de realimentação positiva e utiliza o alto ganho diferencial do

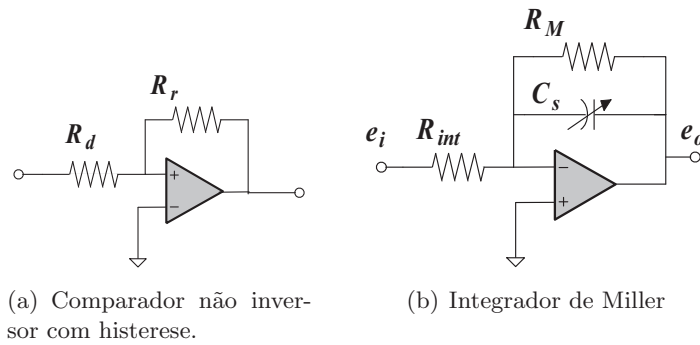


Figura 3.9 – Comparador com histerese e integrador de Miller com amplificadores operacionais.

amplificador operacional (da ordem de 10^6) para operar em saturação. Assim, sua tensão de saída assume aproximadamente os valores de $\pm V_{cc}$ mediante uma tensão de limiar (V_{th}), a qual é dada pela relação entre os resistores da figura 3.9(a) segundo a equação

$$\pm V_{th} = \pm \frac{R_d}{R_r} V_{cc}, \quad (3.12)$$

onde V_{th} é a tensão de limiar.

Integradores

O Integrador inversor da figura 3.9(b), submetido a um degrau fornecido pelo bloco comparador, gera uma rampa (equação (3.13)) a qual é comparada com V_{cc} , obtendo-se a forma de onda triangular desejada. Um integrador é facilmente obtido com amplificadores operacionais, como no caso do circuito da figura 3.9(b), omitindo-se a resistência Miller R_M , a qual pode ser a própria resistência variável do sensor resultando em

$$\mathcal{L}^{-1}[E_o(s) = -\frac{1}{R_{int}C_s(m)} \frac{1}{s} \cdot E_i(s)] \Rightarrow e_o = -\frac{1}{R_{int}C_s(m)} \int e_i dt. \quad (3.13)$$

Para frequências fisicamente realizáveis, tem-se $s = j\omega$. Então, a sua função de transferência pode ser escrita como na equação (3.14). Nesta relação, $R_{int}C_s(m)$ é o do tempo de integração, e_i a tensão de entrada e e_o a tensão de saída, seu módulo é

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{1}{\omega R_{int}C_s(m)}, \quad (3.14)$$

e fase $\angle 90^\circ$.

Contudo, nota-se que tal configuração é sensível à presença de uma componente *DC* no sinal de entrada, a qual levará o integrador à saturação. Para se evitar esta situação pode-se

utilizar uma configuração de integrador Miller, na qual é inserido um resistor R_M diminuindo a sensibilidade do integrador à corrente contínua.

O uso do resistor fará com que o integrador opere de forma menos ideal e cria-se um compromisso entre sensibilidade DC e idealidade de sua operação. A função de transferência do integrador Miller é dada por SEDRA e SMITH (2004, cap.12)

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{\frac{R_M}{R_{int}}}{1 + sC_s(m)R_M}. \quad (3.15)$$

Esta configuração tem uma certa fragilidade pelo compromisso existente entre o funcionamento ideal e a sensibilidade à presença de um componente DC no sinal que está passando pelo integrador. Adicionando-se o resistor de Miller da figura 3.9(b), o circuito torna-se menos sensível, porém seu funcionamento torna-se menos ideal, implicando inclusive modificação na forma de onda (de triangular para exponencial), alterando a linearidade da resposta. Outra solução possível, e que foi adotada, é utilizar-se um par de diodos zener na saída do bloco comparador conforme a figura 3.8 visando eliminar a componente DC presente na entrada do bloco integrador.

A utilização de dois diodos zener, como na figura 3.8, deve-se ao fato de estes componentes possuírem uma tensão reversa bastante confiável (exata e estável). Portanto, ao invés de $\pm V_{cc}$ na entrada do bloco integrador ter-se-á $\pm V_Z$ ².

Da equação (3.13), como e_i é constante no período de integração (onda quadrada), a saída será uma rampa de inclinação proporcional à amplitude de $e_i = V_Z$, dada pela equação (3.12) o que leva a

$$SLOPE = \frac{V_Z}{R_{int}C_s(m)} \frac{V}{s}. \quad (3.16)$$

Quando a tensão na saída do bloco integrador, e_o , atinge o valor de V_{th} do bloco comparador a tensão na saída do bloco comparador se inverte, invertendo, assim a inclinação da rampa do bloco de integração. Concluindo, tem-se que o período de oscilação, T , é duas vezes a razão entre a “janela” de histerese do comparador pela inclinação dada pela equação (3.16). Dessa forma, o período T então é dado por

$$T = 2 \frac{2V_{cc} \frac{R_d}{R_r}}{\frac{V_Z}{R_{int}C_s(m)}}, \quad (3.17)$$

fazendo a tensão de saturação do amplificador operacional igual à tensão de zener $V_{cc} = V_Z$, tem-se

$$T = 4 \frac{R_d}{R_r} R_{int} C_s(m). \quad (3.18)$$

Assim, o período do sinal na saída do comparador com histerese, onda quadrada (V_{sq}), é proporcional à capacitância C_s que, por sua vez, é proporcional ao molhamento. Desde que

²Desprezando-se a tensão de condução direta dos diodos zener.

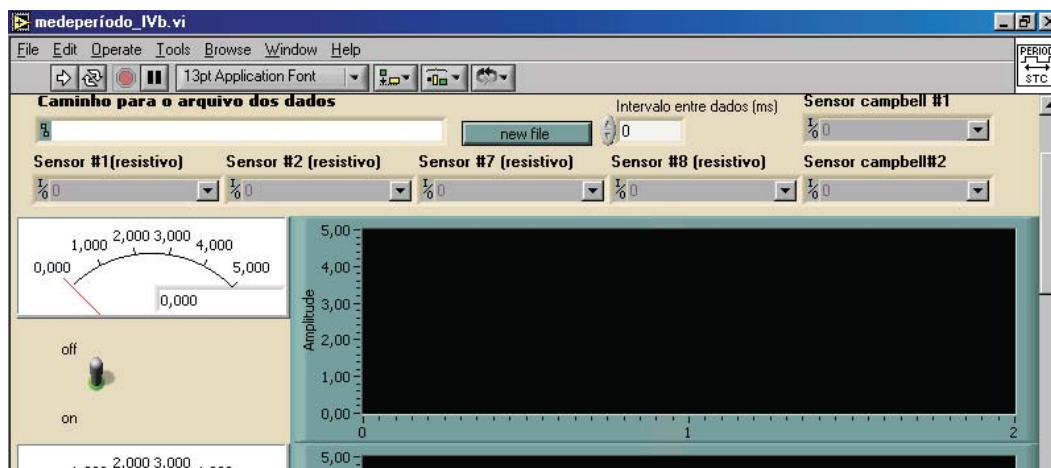


Figura 3.10 – Interface gráfica do *data logger* virtual implementado.

a tensão em V_{sq} seja um sinal digital, o seu período pode ser medido facilmente, com auxílio de um microcontrolador, com resolução de 16 bits que é maior que a resolução da maioria dos conversores A/D comerciais de baixo custo.

3.1.4 Instrumento Virtual em Labview

A Instrumentação Virtual utiliza avanços tecnológicos comercialmente disponíveis, baseados em computador pessoal, para fazer medições rápidas e de bom desempenho com um preço menor que os instrumentos tradicionais.

Os dados dos sensores instrumentados pelos circuitos descritos anteriormente foram obtidos com a ajuda de uma placa de aquisição DAQ6024E, posteriormente registrados e armazenados por um *data logger* virtual desenvolvido em ambiente gráfico Labview. A interface gráfica pode ser observada na figura 3.10. Nela, durante a realização dos ensaios com os sensores, pode-se observar o valor instantâneo referente a cada sensor e o comportamento do valor medido em função do tempo. Pode-se também acessar o endereço e nome do arquivo de dados, bem como o intervalo entre as amostras.

Os sensores resistivos e os comerciais tiveram seus valores de tensão instrumentados pelo ADC da placa de aquisição e seus valores disponibilizados em vetores linhas. Para os valores de tensão dos SRMF foi utilizado um voltímetro virtual VI. Nele, são ajustados os limiares mínimo e máximo dos dados, o canal de entrada e *device* ao qual está conectada a entrada. Os canais relativos aos SRMF são configurados para entrada diferencial e uma amplitude de $\pm 5V$, com exceção dos sensores 237 da *Campbell Scientific*, cuja sensibilidade da entrada foi ajustada para $\pm 100 mV/V$.

Os sinais dos sensores capacitivos foram instrumentados pelos contadores disponíveis na placa de aquisição, e uma lógica adicional monitora o estouro do contador. Desta forma, os dados dos quatro sensores capacitivos são instrumentados e concatenados com os dados dos

outros seis sensores (resistivos). Os SCMF, os quais são instrumentados pela variação da largura de pulso no oscilador em anel, tem seu sinal transformado em TTL e conectado aos *gates* das placas de aquisição de dados (DAQ6024E), utilizando quatro contadores da placa.

Desta forma, a cada intervalo de amostragem, um novo vetor linha é gerado com os dados de todos os sensores, que organizados, formam uma matriz onde as linhas correspondem ao intervalo entre as amostras e as colunas correspondem aos valores dos diversos sensores. Os dados são então salvos em formato ASCII com extensão *.txt. O resultado pode ser observado na tabela 3.5, a qual contém parte dos dados de um ensaio típico destes sensores. Os dados citados são analisados no capítulo 4.

Tabela 3.2 – Valores obtidos em ensaio com o *data logger* virtual.

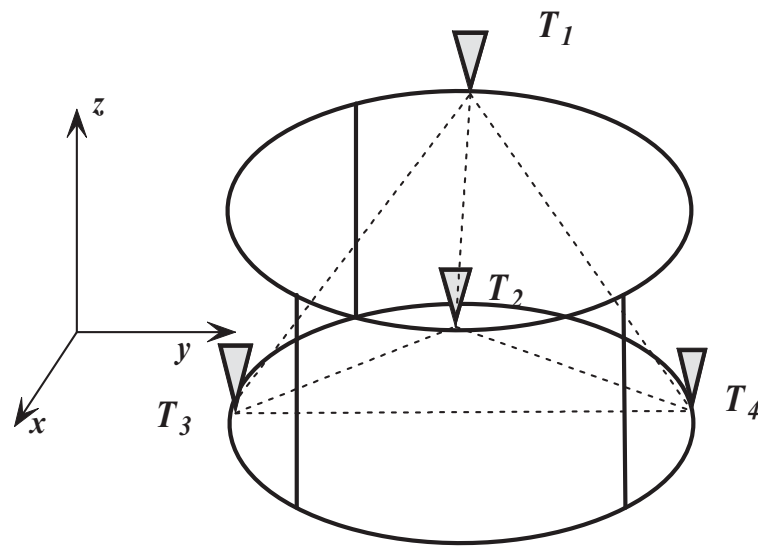
hora:minuto	segundo	Res $\#$ 1(V)	Res $\#$ 2(V)	CapLTx $\#$ 3(s)	CapLTx $\#$ 4(s)
14:44	19	0.007324219	0.014648437	5.135000174E-5	4.864999937E-5
14:44	20	0.007324219	0.012207031	5.144999886E-5	4.750000153E-5
14:44	21	0.007324219	0.012207031	5.199999941E-5	4.695000098E-5
14:44	22	0.004882812	0.009765625	5.194999903E-5	4.709999848E-5
14:44	23	0.007324219	0.014648437	5.160000001E-5	4.774999979E-5
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
Cap $\#$ 5(s)	Cap $\#$ 6(s)	ResLTx $\#$ 7(V)	ResLTx $\#$ 8(V)	sens.237 $\#$ 1(V)	sens.237 $\#$ 2(V)
5.284999861E-5	5.289999899E-5	0.004882812	0.007324219	0.003173828	0.002685547
5.289999899E-5	5.284999861E-5	0.004882812	0.004882812	0.004150391	0.002441406
5.289999899E-5	5.284999861E-5	0.004882812	0.004882812	0.004150391	0.002441406
5.289999899E-5	5.289999899E-5	0.004882812	0.007324219	0.003173828	0.002929687
5.294999937E-5	5.289999899E-5	0.004882812	0.004882812	0.003173828	0.002441406
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

3.2 Anemômetro 3D Proposto

O arranjo 3D proposto por este trabalho pode ser observado na figura 3.11. A configuração proposta utiliza quatro transdutores, ao invés dos seis transdutores normalmente usados por anemômetros deste tipo. Os transdutores são dispostos em dois eixos ortogonais não concorrentes, colocados nos pontos marcados por triângulos na figura 3.11. Unindo-se os pontos onde estão colocados os transdutores, obtém-se um tetraedro regular.

Entre os transdutores T_1 , T_2 , T_3 e T_4 , tem-se os caminhos c_{ik} entre os transdutores T_i e T_k , sendo $i = 1, 2, 3, 4$ e $k = 1, 2, 3, 4$. Estes caminhos coincidem com as arestas do tetraedro e cada um destes caminhos (segmentos) pertencem a um eixo. Esta configuração proporciona então seis eixos, coincidentes com as arestas do tetraedro, ao invés dos três eixos proporcionados pelos anemômetros 3D comerciais. Os eixos concorrentes formam entre si ângulos $\alpha = 60^\circ$. Cada aresta ou caminho c_{ik} forma, com a face oposta, um ângulo $\gamma = 54,7356103^\circ$ ³.

³ $\gamma = 54,7356103^\circ$ ou $54^\circ 1 \text{ min } 0,376695 \text{ s}$



(a) Diagrama do anemômetro 3D proposto;



(b) Protótipo do anemômetro 3D proposto.

Figura 3.11 – Anemômetro 3D com quatro transdutores dispostos em forma de um tetraedro regular.

A forma de excitação escolhida foi a de um trem de pulsos retangulares na frequência natural dos TUS. Esta forma de excitação é mais eficiente do ponto de vista energético segundo o que é exposto no capítulo 2, isto devido a este tipo excitação utilizar tensões da ordem de unidades de Volts, ao passo que para excitação em degrau de tensão seriam necessárias amplitudes da ordem de dezenas ou centenas de Volts. Esta excitação também é mais adequada ao tipo de instrumentação utilizada, pois fornece um sinal de sincronismo, referência necessária ao levantamento da diferença de fase.

A instrumentação utilizada, diferença de fase na forma diferencial, visa eliminar a influência da velocidade do som e sua possível variação em função de variações de temperatura e pressão. Os TUS são multiplexados de forma a obter-se um Tx e três Rx para cada estado de instrumentação. Os estados sucedem-se de forma a permitir que todos os transdutores passem pelo *status* de transmissor, depois de passar por todos os estados inicia-se um novo ciclo de amostragem.

3.2.1 Modelagem Matemática

Medindo-se a diferença de fase dos caminhos c_{ik} , segundo a forma descrita no diagrama da figura 2.13, a cada ciclo de amostragem tem-se a matriz de $\mathbf{\Pi}$

$$\mathbf{\Pi} = \begin{pmatrix} 0 & \tau_{12} & \tau_{13} & \tau_{14} \\ \tau_{21} & 0 & \tau_{23} & \tau_{24} \\ \tau_{31} & \tau_{32} & 0 & \tau_{34} \\ \tau_{41} & \tau_{42} & \tau_{43} & 0 \end{pmatrix},$$

onde τ_{12} é a largura de pulso proporcional à diferença de fase, no sentido do transdutor T_1 até o transdutor T_2 e τ_{21} é a largura no sentido inverso (do transdutor T_2 até o transdutor T_1), e assim sucessivamente. $\mathbf{\Pi}$, porém, carrega outras informações que são indesejáveis, como por exemplo a variação na velocidade do som. Da matriz $\mathbf{\Pi}$ o elemento τ_{ik} é dado por

$$\tau_{ik} = \tau_{Fik} + \Delta c, \quad (3.19)$$

onde τ_{Fik} é a largura do pulso medido pelo TUS, que traz informações da velocidade do fluido, Δc é a variação da velocidade do som no meio para uma dada condição de temperatura e pressão, variáveis⁴. Por sua vez, na forma matricial tem-se

$$\mathbf{\Pi} = \mathbf{\Pi}_F + \Delta c. \quad (3.20)$$

⁴considera-se que durante o ciclo de amostragem a temperatura e pressão permanecerão constantes

Tomando-se o arranjo diferencial tem-se para cada elemento

$$\begin{aligned}\delta_{ik} &= \tau_{ik} - \tau_{ki}, \\ \delta_{ik} &= \tau_{Fik} + \Delta c - (\tau_{Fki} + \Delta c), \\ \delta_{ik} &= \tau_{Fik} - \tau_{Fki},\end{aligned}\tag{3.21}$$

onde δ_{ik} é a diferença de fase obtida de forma diferencial sobre o caminho c_{ik} . Assim, tem-se a matriz \mathbf{D} dada por

$$\mathbf{D} = \mathbf{\Pi} - \mathbf{\Pi}^T,\tag{3.22}$$

τ_{Fik} por sua vêz, pode ser descrito como

$$\tau_{Fik} = \epsilon_{ik} + k_{DF} \cdot \nu_{\theta ik},\tag{3.23}$$

onde ϵ_{ik} é o erro introduzido por imperfeições no circuito de instrumentação, k_{DF} uma constante que relaciona diferença de fase e velocidade do fluido e $\nu_{\theta ik}$ o valor desejado do momento de ν sobre c_{ik} , como cita NEPOMUCENO (1968). Então, partindo-se da equação (3.21), δ_{ik} é dado por

$$\begin{aligned}\delta_{ik} &= \epsilon_{ik} + k_{DF}\nu_{\theta ik} - (\epsilon_{ki} + k_{DF}\nu_{\theta ki}), \\ \delta_{ik} &= \epsilon'_{ik} + k_{DF}(\nu_{\theta ik} - \nu_{\theta ki}),\end{aligned}\tag{3.24}$$

onde $\epsilon'_{ik} = \epsilon_{ik} - \epsilon_{ki}$, matricialmente

$$\mathbf{D} = \mathbf{E} + k_{DF}\mathbf{V}.\tag{3.25}$$

Considerando-se o erro \mathbf{E} estático⁵ seus valores podem ser levantados por ensaio, bem como a constante k_{DF} que relaciona a velocidade com o deslocamento de fase. Desta forma obtém-se a matriz \mathbf{V} .

O vetor linha, \mathbf{V}_i , dos momentos de $\vec{\nu}$ sobre os caminhos c_{ik} , e com origem no transdutor, T_i pode ser obtido a partir da linha ℓ_i da matriz \mathbf{V} , ou seja,

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \\ \mathbf{V}_3 \\ \mathbf{V}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left(\begin{array}{cccc} 0 & \nu_{\theta 12} & \nu_{\theta 13} & \nu_{\theta 14} \end{array} \right) \\ \left(\begin{array}{cccc} -\nu_{\theta 12} & 0 & \nu_{\theta 23} & \nu_{\theta 24} \end{array} \right) \\ \left(\begin{array}{cccc} -\nu_{\theta 13} & -\nu_{\theta 23} & 0 & \nu_{\theta 34} \end{array} \right) \\ \left(\begin{array}{cccc} -\nu_{\theta 14} & -\nu_{\theta 24} & -\nu_{\theta 34} & 0 \end{array} \right) \end{pmatrix}.\tag{3.26}$$

Assim, em cada linha tem-se informações suficientes para se obter um sistema de coordenadas não-ortogonais em \mathbb{R}^3 com informações de amplitude e orientação da velocidade do fluido.

⁵ \mathbf{E} estático implica dizer que ele será o mesmo para um dado transdutor.

A resolução dos momentos $\nu_{\theta 12}$ e $\nu_{\theta 13}$ em ν_{12} e ν_{13} , já demonstrada na equação (2.48), é repetida aqui para facilitar o entendimento com algumas modificações

$$\begin{pmatrix} \nu_{\theta 12} \\ \nu_{\theta 13} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \cos \alpha \\ \cos \alpha & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \nu_{2D12} \\ \nu_{2D13} \end{pmatrix},$$

onde ν_{2D12} e ν_{2D13} são as respectivas componentes nos eixos x_{12} e x_{13} da representação bidimensional de $\vec{\nu}$, $\vec{\nu}_{2D}$.

Na forma vetorial, tem-se

$$\vec{\nu}_{2D} = \vec{\nu}_{2D12} + \vec{\nu}_{2D13}. \quad (3.27)$$

Tomando-se um vetor auxiliar unitário, \vec{a} , pertencente à intersecção do plano β , definido por x_{12} e x_{13} , com o plano δ ortogonal a este e que contem x_{14} , tem-se

$$\vec{\nu}_{2D\text{proj}} = \vec{a} \bullet \vec{\nu}_{2D}, \quad (3.28)$$

onde $\vec{\nu}_{2D\text{proj}}$ é a projeção de $\vec{\nu}_{2D}$ no plano de δ , portanto $\nu_{\theta 14}$ pode ser calculado como na equação (2.48), extrapolando em (3.29)

$$\begin{pmatrix} \nu_{\theta 14} \\ \nu_{2D\text{proj}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \cos \gamma \\ \cos \gamma & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \nu_{14} \\ \kappa \end{pmatrix}, \quad (3.29)$$

onde γ é o ângulo formado entre o vértice, ou caminho c_{14} e o plano β , $\vec{\kappa}$ é um vetor que representa o momento da soma de $\vec{\nu}_{12}$ e $\vec{\nu}_{13}$ sobre \vec{a} .

Partindo-se a soma vetorial

$$\vec{\nu}_{12} + \vec{\nu}_{13} = \vec{\nu}_{2D} - \vec{\nu}_{2D14}, \quad (3.30)$$

onde $\vec{\nu}_{2D14}$ é o vetor formado pelas componentes de $\vec{\nu}_{14}$ em x_{12} e x_{13} , e $\vec{\nu}_{12}$ e $\vec{\nu}_{13}$ são as componentes da representação tridimensional não ortogonal em x_{12} e x_{13} , respectivamente. Variando-se a representação dos vetores, para facilitar os cálculos, uma vez conhecidas as orientações dos vetores da equação (3.30) tem-se

$$\begin{aligned} & \langle \nu_{12} \ 0 \rangle + \langle \nu_{13} \cos(\alpha) \ \nu_{13} \sin(\alpha) \rangle = \\ & = \langle a_x \ a_y \rangle - \langle \nu_{14} \sin(\phi) \cos(\alpha/2) \ \nu_{14} \sin(\phi) \sin(\alpha/2) \rangle, \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\langle \nu_{12} + \nu_{13} \cos(\alpha) \ \nu_{13} \sin(\alpha) \rangle = \langle a_x - \nu_{14} \sin(\phi) \cos(\alpha/2) \ a_y - \nu_{14} \sin(\phi) \sin(\alpha/2) \rangle, \quad (3.32)$$

o que leva a

$$\begin{pmatrix} 1 & \cos(\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \nu_{12} \\ \nu_{13} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -\cos(\alpha/2) \\ 0 & 1 & -\sin(\alpha/2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_x \\ a_y \\ \nu_{14} \sin(\phi) \end{pmatrix}, \quad (3.33)$$

onde ϕ é o complemento de γ e os valores de a_x e a_y são conhecidos, sendo

$$a_x = \nu_{2D12} + \nu_{2D13} \cos(\alpha) \quad \text{e} \quad (3.34)$$

$$a_y = \nu_{2D13} \sin(\alpha). \quad (3.35)$$

Da mesma forma que no caso \mathbb{R}^2 pode ser obtido um sistema em \mathbb{R}^3 para cada uma das linhas da matriz \mathbf{V} . Assim, a representação do vetor \vec{v} no anemômetro 3D pode ser expressa por

$$\vec{v} = \nu_{12}\hat{\chi}_{12} + \nu_{13}\hat{\chi}_{13} + \nu_{14}\hat{\chi}_{14}, \quad \text{ou} \quad (3.36)$$

$$\vec{v} = \nu_{21}\hat{\chi}_{21} + \nu_{23}\hat{\chi}_{23} + \nu_{24}\hat{\chi}_{24}, \quad \text{ou} \quad (3.37)$$

$$\vec{v} = \nu_{31}\hat{\chi}_{31} + \nu_{32}\hat{\chi}_{32} + \nu_{34}\hat{\chi}_{34}, \quad \text{ou} \quad (3.38)$$

$$\vec{v} = \nu_{41}\hat{\chi}_{41} + \nu_{42}\hat{\chi}_{42} + \nu_{43}\hat{\chi}_{43}, \quad (3.39)$$

de onde, depois de ortogonalizado e rotacionado, pode-se obter o valor de \vec{v} em \mathbb{R}^3 com redundâncias. Isto por que cada uma das linhas descritas acima compreende um sistema não ortogonal, capaz de representar o vetor \vec{v} , por si só.

3.2.2 Ortogonalização

Observando-se atentamente o processamento dos dados em MATLAB no anexo B, pode-se notar que os vetores são tratados de forma ortogonal apesar de os dados de entrada não o serem. Assim, só resta rotacionar os sistemas por matriz de rotação, segundo o descrito na subseção 2.3.7, e ter-se-á o sistema redundante.

3.2.3 Rotação

O sistema \mathbf{S}_1 foi rotacionado sobre o eixo \mathbf{x} (coincidente com o eixo x_{12}) até que seu eixo \mathbf{y} coincidissem com a horizontal. Para os sistemas \mathbf{S}_2 , \mathbf{S}_3 e \mathbf{S}_4 foram adotadas rotações dos eixos \mathbf{x} , \mathbf{y} e \mathbf{z} de cada um dos sistemas até que este torne-se coincidente com \mathbf{S}_1 .

Sistema 1

Para o sistema \mathbf{S}_1 com origem no transdutor T_1 , tomado à partir dos versores $\hat{\chi}_{12}$, $\hat{\chi}_{13}$ e $\hat{\chi}_{14}$, tem-se os ângulos de rotação sobre os eixos x , y e z , respectivamente

$$\xi_1 = 2\pi - \gamma, \varsigma_1 = 0, \psi_1 = 0.$$

Assim, tem-se a rotação do sistema dada por

$$\mathbf{R}_{\mathbf{S1}} = \begin{pmatrix} \cos 0 \cos 0 & \cos 0 \sin 0 & -\sin 0 \\ -\cos \gamma \sin 0 - \sin \gamma \cos 0 \sin 0 & \cos \gamma \cos 0 - \sin \gamma \sin 0 \sin 0 & -\sin \gamma \cos 0 \\ -\sin \gamma \sin 0 + \cos \gamma \cos 0 \sin 0 & \sin \gamma \cos 0 + \cos \gamma \sin 0 \sin 0 & \cos \gamma \cos 0 \end{pmatrix}$$

ou seja,

$$\mathbf{R}_{\mathbf{S1}} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ 0 & \sin \gamma & \cos \gamma \end{pmatrix}. \quad (3.40)$$

Sistema 2

Para o sistema \mathbf{S}_2 com origem no transdutor T_2 , tomado à partir dos versores $\hat{\chi}_{21}$, $\hat{\chi}_{23}$ e $\hat{\chi}_{24}$ e rotacionado até coincidir com \mathbf{S}_1 , tem-se os ângulos de rotação sobre os eixos x , y e z , respectivamente

$$\xi_2 = \gamma, \varsigma_2 = 0, \psi_2 = \pi.$$

Assim, tem-se a rotação do sistema dada por

$$\mathbf{R}_{\mathbf{S2}} = \begin{pmatrix} \cos 0 \cos \pi & \cos 0 \sin \pi & -\sin 0 \\ -\cos \gamma \sin \pi + \sin \gamma \cos \pi \sin 0 & \cos \gamma \cos \pi + \sin \gamma \sin \pi \sin 0 & \sin \gamma \cos 0 \\ \sin \gamma \sin \pi + \cos \gamma \cos \pi \sin 0 & -\sin \gamma \cos \pi + \cos \gamma \sin \pi \sin 0 & \cos \gamma \cos 0 \end{pmatrix},$$

ou seja,

$$\mathbf{R}_{\mathbf{S2}} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -\cos \gamma & \sin \gamma \\ 0 & \sin \gamma & \cos \gamma \end{pmatrix}. \quad (3.41)$$

Sistema 3

Para o sistema \mathbf{S}_3 com origem no transdutor T_3 , tomado à partir dos versores $\hat{\chi}_{31}$, $\hat{\chi}_{32}$ e $\hat{\chi}_{34}$ e rotacionado até coincidir com \mathbf{S}_1 , tem-se os ângulos de rotação sobre os eixos x , y e z , respectivamente

$$\xi_3 = \pi, \varsigma_3 = 2\pi - \gamma, \psi_3 = 3\frac{\pi}{2}.$$

Assim, tem-se a rotação do sistema dada por

$$\mathbf{R}_{\mathbf{S3}} = \begin{pmatrix} \cos \gamma \cos \frac{\pi}{2} & \cos \gamma \sin(-\frac{\pi}{2}) & -\sin(-\gamma) \\ \cos \pi \sin \frac{\pi}{2} - \sin \gamma \sin \pi \cos \frac{\pi}{2} & \cos \pi \cos \frac{\pi}{2} + \sin \pi \sin \frac{\pi}{2} \sin \gamma & \sin \pi \cos \gamma \\ -\sin \frac{\pi}{2} \sin \pi - \sin \gamma \cos \pi \cos \frac{\pi}{2} & -\sin \pi \cos \frac{\pi}{2} + \cos \pi \sin \frac{\pi}{2} \sin \gamma & \cos \pi \cos \gamma \end{pmatrix}, \quad (3.42)$$

ou seja,

$$\mathbf{R}_{\mathbf{S}_3} = \begin{pmatrix} 0 & -\cos \gamma & \sin \gamma \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin \gamma & -\cos \gamma \end{pmatrix}, \quad (3.43)$$

Sistema 4

Para o sistema \mathbf{S}_4 com origem no transdutor T_4 , tomado à partir dos versores $\hat{\chi}_{41}$, $\hat{\chi}_{42}$ e $\hat{\chi}_{43}$ e rotacionado até coincidir com \mathbf{S}_1 , tem-se os ângulos de rotação sobre os eixos x , y e z , respectivamente

$$\xi_4 = 0, \varsigma_4 = \pi - \gamma, \psi_4 = 3\frac{\pi}{2},$$

Assim, tem-se a rotação do sistema dada por

$$\mathbf{R}_{\mathbf{S}_4} = \begin{pmatrix} -\cos \gamma \cos \frac{3\pi}{2} & -\cos \gamma \sin \frac{3\pi}{2} & -\sin \gamma \\ -\cos 0 \sin \frac{3\pi}{2} + \sin 0 \cos \frac{3\pi}{2} \sin \gamma & \cos 0 \cos \frac{3\pi}{2} + \sin 0 \sin \frac{3\pi}{2} \sin \gamma & -\cos \gamma \sin 0 \\ \sin 0 \sin \frac{3\pi}{2} + \cos 0 \cos \frac{3\pi}{2} \sin \gamma & -\sin 0 \cos \frac{3\pi}{2} + \cos 0 \sin \frac{3\pi}{2} \sin \gamma & -\cos \gamma \cos 0 \end{pmatrix},$$

ou seja,

$$\mathbf{R}_{\mathbf{S}_4} = \begin{pmatrix} 0 & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin \gamma & -\cos \gamma \end{pmatrix}. \quad (3.44)$$

Foram realizados simulações e ensaios do anemômetro visando validar o modelo proposto. O anemômetro foi simulado em 3D conforme proposto, com um e quatro sistemas, com o objetivo de validá-lo sob o ponto de vista matemático. Porém, a instrumentação foi realizada em 1D, limitada pelas instalações e equipamentos (principalmente pela falta de um anemômetro 3D), com intuito de validar a proposta de se instrumentar \vec{v} pelo método de diferença de fase de forma diferencial.

3.2.4 Circuitos para a Instrumentação

O circuito para a instrumentação dos transdutores pode ser observado na figura 3.12. Este circuito é uma extrapolação para quatro transdutores, do circuito de instrumentação por diferença de fase da figura 2.13. O circuito possui ainda uma lógica adicional, a qual tem a função de selecionar qual transdutor será o emissor e quais serão os receptores, o *status* do TUS (Tx ou Rx). A este circuito se chamará de circuito de controle, e aos dados paralelos que controlam o *status* do TUS, barramento de controle (bloco “C” da figura 3.12). O circuito pode ser observado em detalhes na figura 3.13.

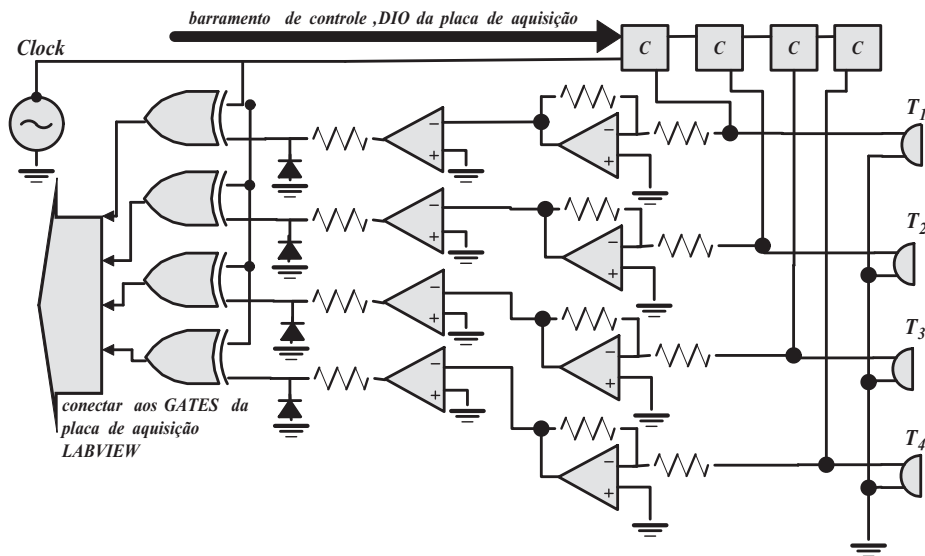


Figura 3.12 – Diagrama esquemático do circuito de instrumentação por diferença de fase extrapolado.

Na figura 3.12 pode-se observar um gerador do sinal de referência, de onda quadrada (CLK), o qual excita os transdutores na frequência natural dos mesmos, neste caso 40 kHz. Pelo barramento de controle, o Instrumento Virtual seleciona o *status* do TUS. Isto ocorre simplesmente escrevendo-se um número na porta digital da placa de aquisição (DAQ6024E). A largura destes dados é de um bit para cada transdutor.

Com o sinal de controle em estado “Hi” (5 V por exemplo), para um dado transdutor, o sinal de CLK passa à saída da meia-ponte, chegando ao TUS/Tx (veja figura 3.13). Com o sinal de controle em estado “Lo” (0 V por exemplo) os transistores da ponte ficam em estado “HiZ”⁶, isolando-se o transdutor do circuito de controle. Os demais estados podem ser observados nas tabelas 3.3 e 3.4. A cada ciclo de amostragem, cada um dos transdutores se alterna entre Tx e Rx, sendo 1 Tx e 3 Rx. Na tabela 3.3, tem-se: CLK o sinal de *clock*,

Tabela 3.3 – Tabela de estados do barramento de controle.

$CTRL_{(TUS/Tx)}$	1	0
$B1_{Tx}$	CLK	Lo
$B2_{Tx}$	CLK	Hi
out_{Tx}	CLK	HiZ
$CTRL_{(TUS/Rx)}$	0	1
$B1_{Rx}$	Lo	CLK
$B2_{Rx}$	Hi	CLK
out_{Rx}	HiZ	CLK

$CTRL$ o barramento de controle, sendo, “Hi”, “Lo” e CLK os sinais nas bases dos transistores das partes superiores das meia-pontes **B(1)** e das partes inferiores **B2**, que controlam o *status* dos TUS e out é o sinal na saída da meia-ponte.

o primeiro par LSB arbitrado como Tx e o par MSB (aqui arbitrado como Rx) é o estado

⁶Estado “HiZ” ou Alta impedância

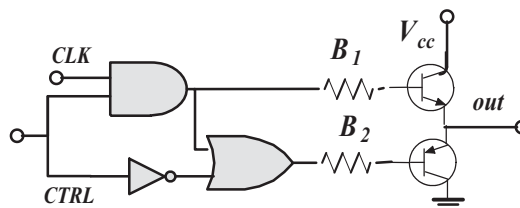


Figura 3.13 – Circuito do controle de *status* do TUS.

de todos os transdutores restantes

Tabela 3.4 – Tabela de estados do barramento de controle para dois ($CTRL_2$) e quatro transdutores ($CTRL_4$).

Estado	T_4	T_3	T_2	T_1	$CTRL_4$	$CTRL_2$
T_1/T_x	Rx	Rx	Rx	Tx	0001	01
T_2/T_x	Rx	Rx	Tx	Rx	0010	10
T_3/T_x	Rx	Tx	Rx	Rx	0100	dd
T_4/T_x	Tx	Rx	Rx	Rx	1000	dd

O sinal recebido (TUS/Rx) é amplificado com a ajuda de um amplificador inversor ($A_v = -100$) e submetido a um comparador, que detecta a passagem por zero. Em seguida é submetido a uma lógica adicional que proporciona um pulso com duração proporcional à diferença de fase. Este pulso é instrumentado pela placa de aquisição DAQ6024E para se medir a largura do mesmo.

Observando-se a tabela 3.4 encontram-se os valores do barramento de controle para cada um dos estados da porta digital do Instrumento Virtual, sendo o *LSB* referente ao T_1 e assim por diante. Estes valores contemplam o controle de quatro e dois transdutores e são explicados mais detalhadamente a seguir.

3.2.5 Instrumento Virtual em Labview

O instrumento virtual desenvolvido em LABVIEW opera de acordo com o fluxograma da figura 3.14. Neste fluxograma, inicialmente toma-se um índice $j \in \mathbb{N}$ de valor inicial 0 e escreve-se 2^j na porta digital, a qual opera o barramento de controle selecionando o *status* do TUS.

Após selecionado o *status* do TUS, assume-se um estado de espera (definido como *pausa* no fluxograma), para que o sinal transitório sobre o transdutor Rx se acomode alcançando-se o regime. Esta pausa também é bastante importante para o relaxamento do elemento piezoelétrico, pois, quando o TUS é selecionado como Tx opera numa faixa de tensão muito maior que quando em Rx, isto é, de $5 V_{pp}$ para aproximadamente $20 mV$.

Após a *pausa* amostra-se a largura de pulso do sinal de excitação propagando-se do TUS/Tx até os outros três TUS/Rx, armazena-se os dados em arquivo-texto *.txt via co-

mando *write to spreadsheet*, semelhantemente às tabelas 3.5 e 3.6 para posterior processamento matemático. Armazenados os dados, incrementa-se j para iniciar-se a aquisição a partir de um novo arranjo do *status* dos TUS.

Tabela 3.5 – Dados de ensaios do anemômetro com o instrumento virtual, para 2 TUS.

$\mathbf{T_x}/\mathbf{T}_\#$	Larg. pulso	Larg. pulso	hora	min.	seg.
2	8.199999684E-6	1.249999968E-5	15	57	50
1	1.249999968E-5	6.100000064E-6	15	57	50
2	8.250000064E-6	1.249999968E-5	15	57	50
1	1.249999968E-5	6.050000138E-6	15	57	50
2	8.150000212E-6	1.255000006E-5	15	57	50
1	1.249999968E-5	6.149999990E-6	15	57	50
2	8.099999832E-6	1.249999968E-5	15	57	51
1	1.249999968E-5	6.050000138E-6	15	57	51
2	8.250000064E-6	1.249999968E-5	15	57	51
1	1.255000006E-5	5.750000128E-6	15	57	51
2	8.199999684E-6	1.249999968E-5	15	57	51
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

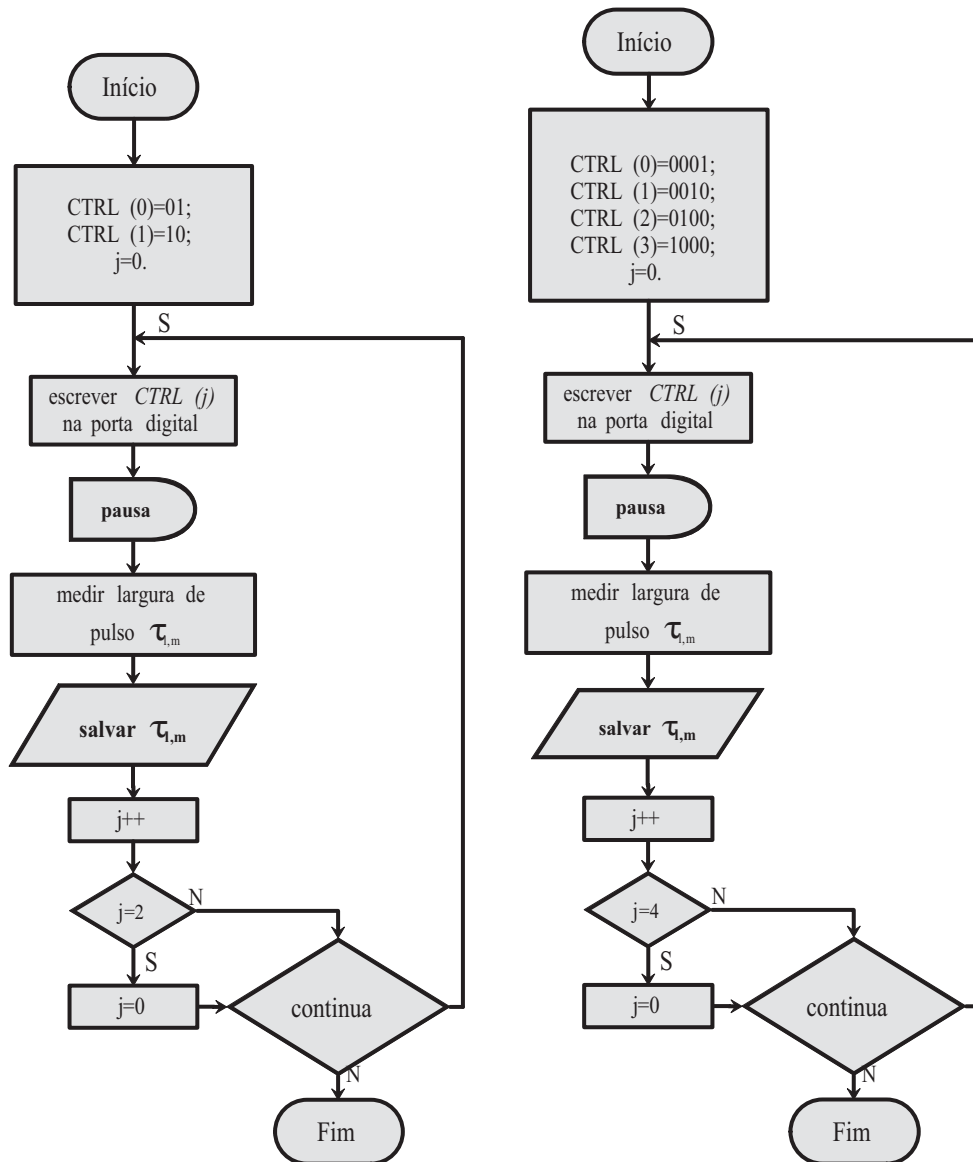
Caso j já tenha assumido todos os valores desejados⁷ completa-se um ciclo de amostragem e o processo pode ser encerrado ou reiniciado, perfazendo-se um novo ciclo de amostragem. Findo um ciclo de amostragem tem-se a matriz $\mathbf{T}(m \times m)$ de m igual ao número de transdutores. Os dados adquiridos são tratados posteriormente em software de simulação matemática para se obter a matriz \mathbf{V} , e posteriormente o valor de \vec{v} .

Para quatro TUS os dados seriam a mostrados na forma como está expressa na tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Dados de ensaios do anemômetro com o instrumento virtual, para 4 TUS.

$\mathbf{T_x}/\mathbf{T}_\#$	Larg. pulso	Larg. pulso	Larg. pulso	Larg. pulso	hora	min.	seg.
1	1.249999968E-5	6.100000064E-6	1.249999968E-6	6.050000138E-6	15	57	50
2	8.250000064E-6	1.249999968E-5	8.150000212E-6	1.255000006E-5	15	57	50
3	1.345135168E-6	6.149999990E-6	1.249999968E-5	6.050000138E-6	15	57	51
4	8.099999832E-6	1.461329968E-6	8.250000064E-6	1.249999968E-5	15	57	51
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

⁷para um par de transdutores $j = \{0, 1\}$, para dois pares $j = \{0, 1, 2, 3\}$



(a) Fluxograma para aquisição de dados de dois transdutores;

(b) Fluxograma para aquisição de dados de quatro transdutores.

Figura 3.14 – Fluxograma do programa para a aquisição de dados do Anemômetro 3D proposto.

RESULTADOS

Neste capítulo são expressos os resultados, obtidos durante os ensaios com os sensores e transdutores, utilizados neste trabalho. Estes resultados servem de base para validar as considerações assumidas no capítulo 2, quando da modelagem, e também para ratificar as opções por tipos de instrumentação utilizados.

4.1 Sensores de Molhamento Foliar

Os ensaios com os sensores de molhamento foliar foram realizados em ambiente controlado. Estes ensaios visam, tanto a determinação de parâmetros para o próprio ensaio, como a determinação da constante de tempo dos sensores, quanto o seu comportamento em função do molhamento, como pode ser observado a seguir.

4.1.1 Constante de Tempo do SMF

Inicialmente deseja-se obter o valor da constante de tempo do SMF, para se determinar qual a frequência mais indicada para a instrumentação resistiva segundo o que já foi descrito. Para tanto, submeteu-se o sensor à uma excitação em degrau e colheu-se o sinal em um osciloscópio, o qual pode ser observado na figura 4.1. Nela pode-se observar o tempo de acomodação do transitório inicial.

No ensaio, de acordo com o modelamento apresentado na seção 2.1.1, obtém-se a resposta do sensor ao degrau na figura 4.1. Nela pode-se observar o sensor submetido à uma excitação em degrau com amplitude de 5V e período $T = 102,4\mu s$. O sensor encontra-se seco e atinge o tempo de acomodação, @98% $\approx 5 \times \tau_{R_s C_s}$, do valor de regime em $14,6\mu s$.

Isto implica o período da tensão de referência $V_{ref}(t)$, ao se instrumentar o SRMF (figura 3.4 da página 36), como foi exposto na seção 3.1.2, o qual deve ser de $\approx 10 \times \tau_{R_s C_s}$. Sendo

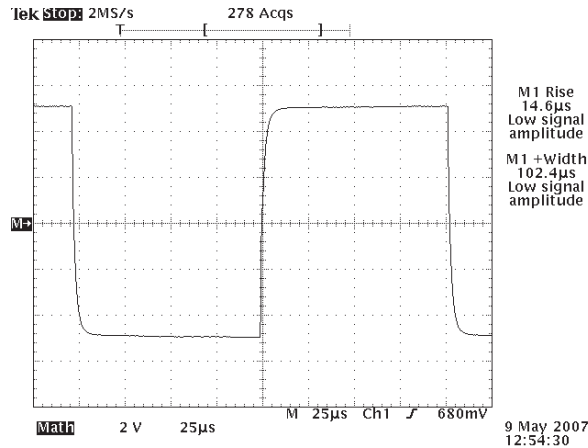


Figura 4.1 – Resposta do sensor ao degrau, levantamento das características RC

assim, o período deverá ser

$$T_{V_{ref}} > 10 \times \frac{1}{\tau_{R_s C_s}} = 29,2 \mu s, \quad (4.1)$$

ou seja, uma frequência menor que 35 kHz. Por simplicidade e também pelo motivo de a constante de tempo também variar com o molhamento (a capacitância pode variar de 8000% (CHOI et al., 2004)), optou-se por um período de 50 Hz.

4.1.2 Simulação dos Sensores Capacitivos

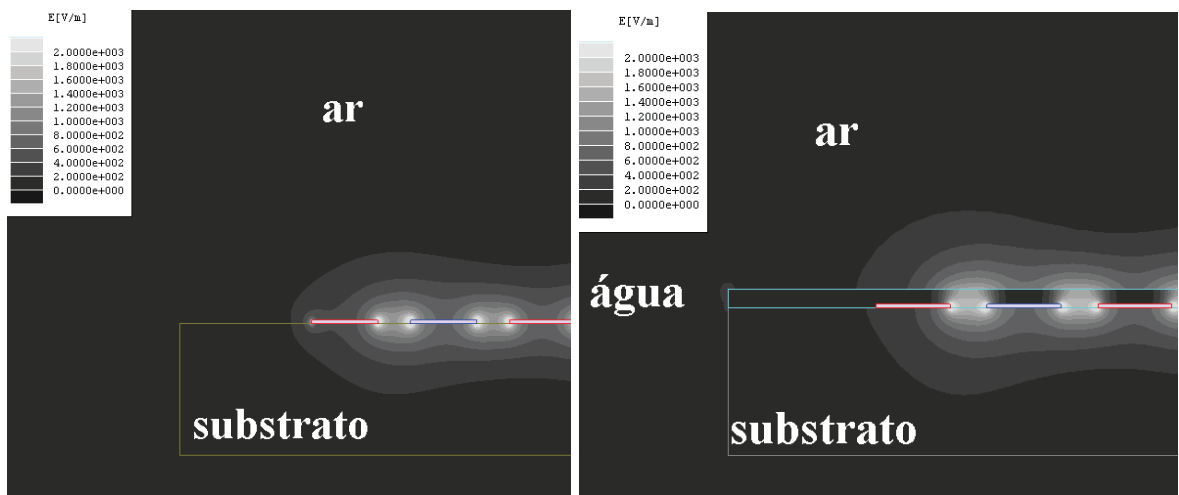
Modelando-se os SCMF em software Maxwell 2D procedeu-se primeiramente à simulação da variação da altura da lâmina d'água, posteriormente procedeu-se à simulação da variação da extensão da lâmina d'água.

Primeiramente, determinou-se a extensão efetiva do sensor. Considerou-se o comprimento efetivo do SCMF, ou extensão efetiva, a distância coberta por eletrodos (62,5 mm) mais 0,75 mm além de cada uma das extremidades (1,5 mm), estes valores foram observados como relevantes para a variação da capacitância em simulações realizadas.

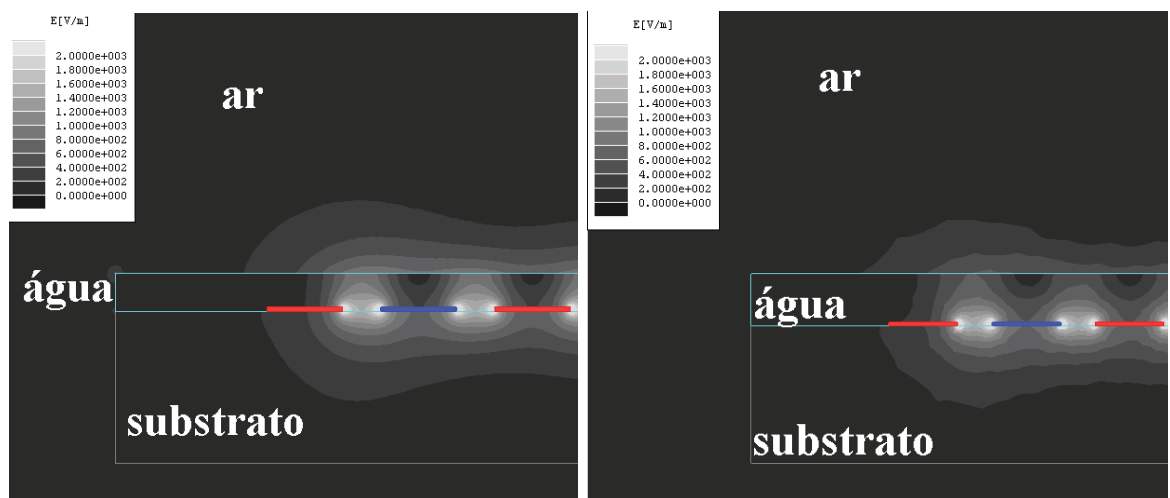
Mantendo-se molhada toda a extensão efetiva da seção normal do sensor, foram obtidos valores da capacitância em função da largura do sensor, (F/m), com lâminas variando de 0,10 mm a 1,00 mm de espessura. Os valores obtidos podem ser observados na tabela 4.1. Nas figuras 4.2(a), 4.2(b), 4.2(c), 4.2(d) e 4.2(e) pode ser observado o comportamento dos campos elétricos para a variação na altura da lâmina d'água, tal qual descrito na tabela 4.1. Foi então obtido o valor da capacitância por unidade de largura, segundo a equação (3.3). Sabendo-se a largura do sensor ¹obtem-se a capacitância (tabela 4.1).

A variação da parte coberta com água do comprimento efetivo da seção normal do sensor

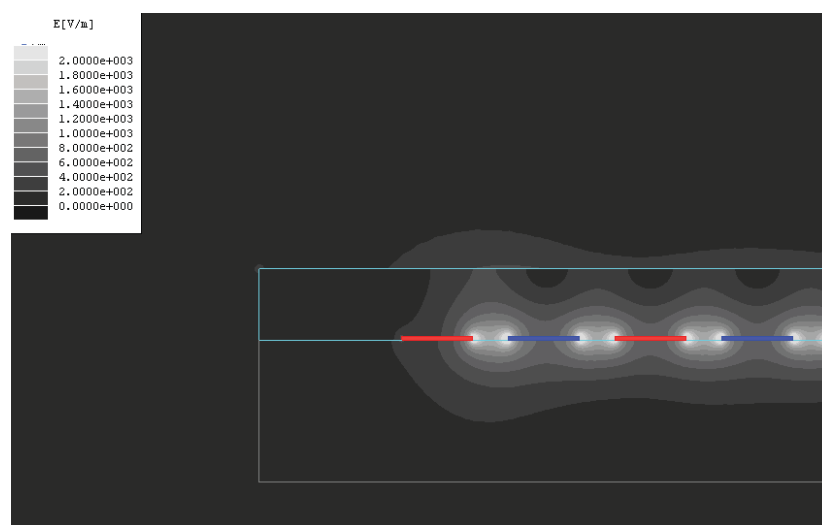
¹Dimensões dadas na figura 3.1 da página 33



(a) Sensor seco; (b) Sensor com uma lâmina d'água de 0,25 mm;



(c) Sensor coberto com uma lâmina d'água de 0,50 mm; (d) Sensor coberto com uma lâmina d'água de 0,75 mm;



(e) Sensor coberto com uma lâmina d'água de 1,00 mm.

Figura 4.2 – Campo elétrico no sensor seco e coberto com lâminas d'água de 0,25, 0,50, 0,75 mm e 1,00 mm.

Tabela 4.1 – Valores obtidos em simulação dos SCMF em software Maxwell 2D, com variação da altura da lâmina d'água.

altura (mm)	capacitância (F/m)	distância (m)	capacitância (F)
0 (seco)	$1,3178 \times 10^{-9}$	$4,175 \times 10^{-2}$	$5,5018 \times 10^{-11}$
0,10	$7,0165 \times 10^{-9}$	$4,175 \times 10^{-2}$	$2,9293 \times 10^{-10}$
0,15	$9,380 \times 10^{-9}$	$4,175 \times 10^{-2}$	$3,9162 \times 10^{-10}$
0,20	$1,1418 \times 10^{-8}$	$4,175 \times 10^{-2}$	$4,7670 \times 10^{-10}$
0,25	$1,3177 \times 10^{-8}$	$4,175 \times 10^{-2}$	$5,5013 \times 10^{-10}$
0,30	$1,4274 \times 10^{-8}$	$4,175 \times 10^{-2}$	$5,9594 \times 10^{-10}$
0,40	$1,7221 \times 10^{-8}$	$4,175 \times 10^{-2}$	$7,1898 \times 10^{-10}$
0,50	$1,9077 \times 10^{-8}$	$4,175 \times 10^{-2}$	$7,9646 \times 10^{-10}$
0,75	$2,1774 \times 10^{-8}$	$4,175 \times 10^{-2}$	$9,0906 \times 10^{-10}$
1,00	$2,2856 \times 10^{-8}$	$4,175 \times 10^{-2}$	$9,5438 \times 10^{-10}$

pode ser observada na figura 4.3(a), e o respectivo comportamento do campo elétrico na figura 4.3(b). Variou-se o comprimento efetivo de 0 a 100%, para uma altura fixa da lâmina d'água de 1,00 mm, obtendo-se os dados de capacitância expressos na tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Capacitância do SCMF em função do comprimento efetivo molhado (%).

molhado(%)	capacitância (F/m)	capacitância (F)
0,00	$1,32 \times 10^{-9}$	$5,4993 \times 10^{-11}$
0,05	$1,91 \times 10^{-9}$	$7,9722 \times 10^{-11}$
0,15	$4,49 \times 10^{-9}$	$1,6695 \times 10^{-10}$
0,30	$7,95 \times 10^{-9}$	$2,9815 \times 10^{-10}$
0,45	$1,13 \times 10^{-8}$	$4,4994 \times 10^{-10}$
0,55	$1,29 \times 10^{-8}$	$5,0710 \times 10^{-10}$
0,70	$1,63 \times 10^{-8}$	$6,4817 \times 10^{-10}$
0,85	$1,97 \times 10^{-8}$	$8,0018 \times 10^{-10}$
0,95	$2,23 \times 10^{-8}$	$9,3144 \times 10^{-10}$
1,00	$2,29 \times 10^{-8}$	$9,5486 \times 10^{-10}$

A capacitância, como função da variação da altura da lâmina d'água, pode ser observada no gráfico da figura 4.4(a), nela, observa-se um comportamento assintótico da variação da capacitância. Isto equivale a dizer que a altura da lâmina d'água interfere na capacitância, esta variação ocorre pela variação do dielétrico na região do espraiamento do campo elétrico, ou seja, à medida que a altura da lâmina aumenta, ela alcança regiões onde o campo elétrico diminui de intensidade, isto prossegue até que a altura atinja um ponto em que ele pode ser desprezado.

Tomando-se uma extrapolação exponencial de primeira ordem do tipo $y = y_0 + A_1 \cdot e^{-\frac{x-x_0}{t_1}}$ para os dados da tabela 4.1 e da figura 4.4(a) onde

$$y_0 = 1,01395 \times 10^{-9} \pm 9,62797 \times 10^{-12}, \quad (4.2)$$

$$x_0 = 0, \quad (4.3)$$

$$A_1 = -9,613 \times 10^{-10} \pm 9,66571 \times 10^{-12}, \quad (4.4)$$

$$t_1 = 3,44824 \times 10^{-4} \pm 8,81114 \times 10^{-6}. \quad (4.5)$$

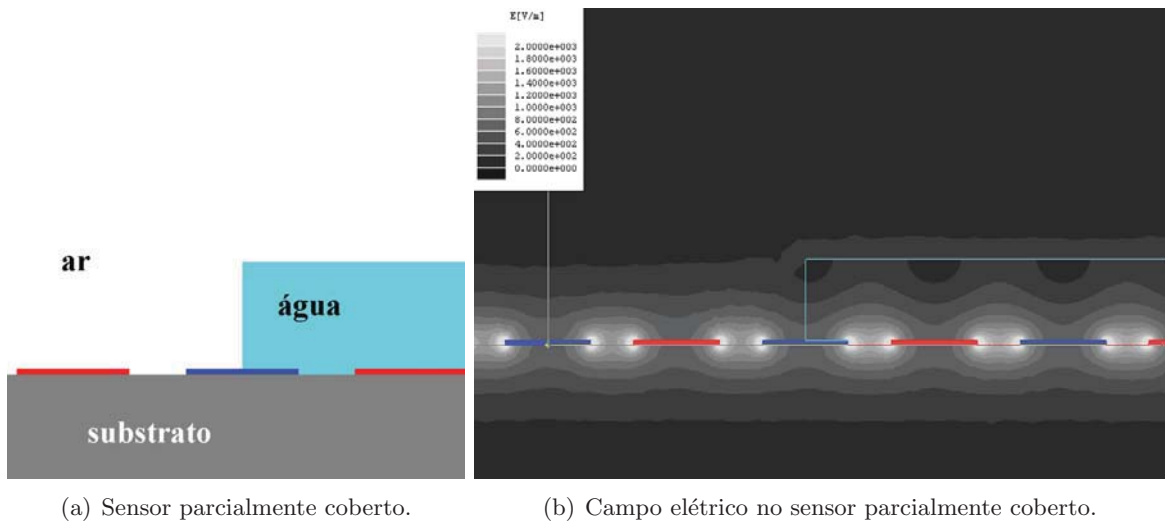


Figura 4.3 – Campo elétrico no sensor de molhamento parcialmente coberto com água.

Assim sendo, a função que une a altura da lâmina d'água e a capacitância no SCMF é do tipo

$$C(h) = 1,01395 \times 10^{-9} - 9,613 \times 10^{-10} e^{-\frac{h}{0,34482 \times 10^{-4}}}, \quad (4.6)$$

onde h é a altura² da lâmina d'água sobre o sensor. A sensibilidade por sua vês ($\frac{dC}{dh}$) é

$$\frac{dC}{dh} = 2,78783133 \times 10^{-6} e^{-\frac{h}{0,34482 \times 10^{-4}}}. \quad (4.7)$$

A capacitância como função da variação do comprimento efetivo do SCMF coberto por uma lâmina d'água, por sua vez, pode ser observada no gráfico da figura 4.4(b), o gráfico demonstra um comportamento linear da capacitância com a variação do comprimento efetivo coberto por água.

De maneira análoga ao caso anterior, por regressão linear dos dados de simulação da variação da área coberta podem ser considerados como do tipo $y = a + b \cdot x$ onde

$$a = 3,01427 \times 10^{-11} \pm 4,09269 \times 10^{-12}, \quad (4.8)$$

$$b = 3,32387 \times 10^{-7} \pm 2,47662 \times 10^{-9} \quad (4.9)$$

Desta forma a capacitância em função da área coberta pode ser dada por

$$C(A) = 3,01427 \times 10^{-11} + 3,32387 \times 10^{-7} \cdot A, \quad (4.10)$$

²Altura da lâmina d'água em metros

onde A é a área³ e a sensibilidade é

$$\frac{dC}{dA} = 3,32387 \times 10^{-7}. \quad (4.11)$$

4.1.3 Ensaios de Resposta ao Molhamento

Para analisar-se o comportamento dos sensores resistivos e capacitivos, e também comparar sua resposta com a do sensor comercial, procedeu-se da seguinte forma: montou-se, em placa matriz de contatos, o circuito da figura 3.8 da página 39 para instrumentar os sensores capacitivos. Montou-se também o circuito da figura 3.4 da página 36 para instrumentar os sensores resistivos, e para o sensor comercial utilizou-se seu próprio divisor resistivo.

Todos os sensores foram deixados em ambiente controlado, ou seja, ao abrigo do sol, do vento e de variações bruscas de temperatura. Então, os sensores foram cobertos por água, com a ajuda de um aspersor, até que se encontrassem saturados⁴, e depois deixados secar naturalmente.

A secagem foi acompanhada visualmente e os valores referentes a todos os dez sensores, ensaiados simultaneamente, foram colhidos com a ajuda de um instrumento virtual e salvos para posterior processamento. Os dados passaram por um pós-processamento matemático em Matlab (média móvel).

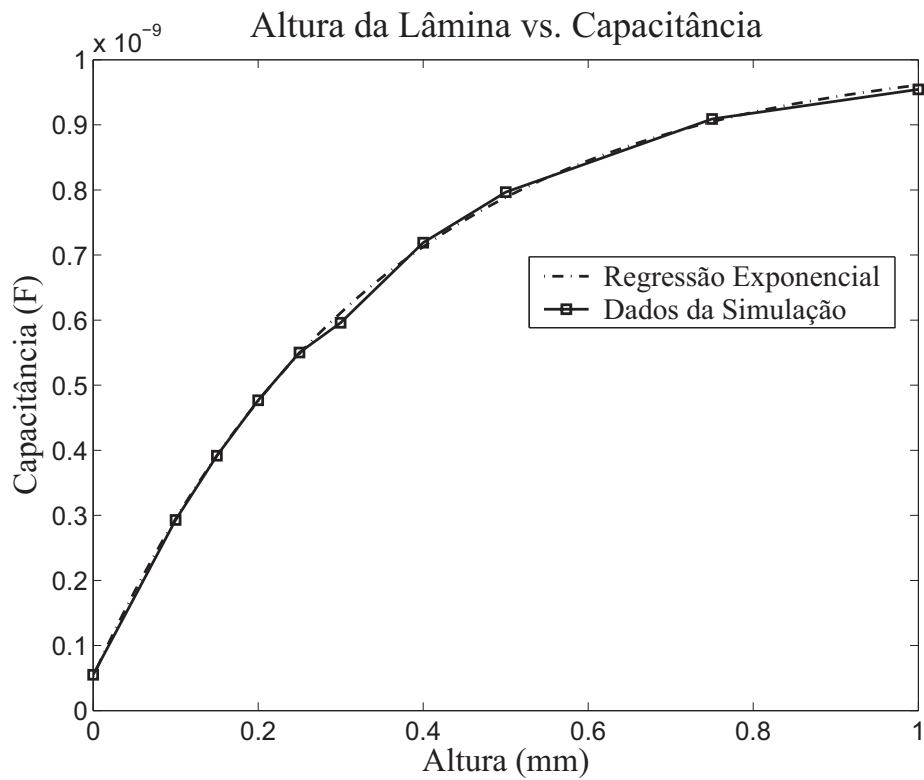
Os ensaios foram realizados a uma temperatura de $21,4 \pm 0,07^\circ C$ e umidade relativa de UR= $36,5\% \pm 1,01\%$. Após saturar-se os sensores com uma quantidade de água suficiente para cobri-los foram deixados secar naturalmente, colhendo-se os dados em intervalos de 1 s. Com isto, espera-se analisar o tempo e o modo de secagem de cada tipo de sensor, bem como a correlação de sua leitura com o molhamento de sua superfície.

Como base para o tempo ideal de secagem dos sensores, tomar-se-á os resultados obtidos por SENTELHAS (2004), que conclui que o sensor comercial (resistivo) com duas demãos de tinta latex tem boa correlação com o molhamento foliar. Por observação dos gráficos das figuras 4.5(a) e 4.5(b) da página 62, vê-se que as diferentes configurações, bem como as diferentes coberturas que os sensores receberam, interferiram nas suas respostas.

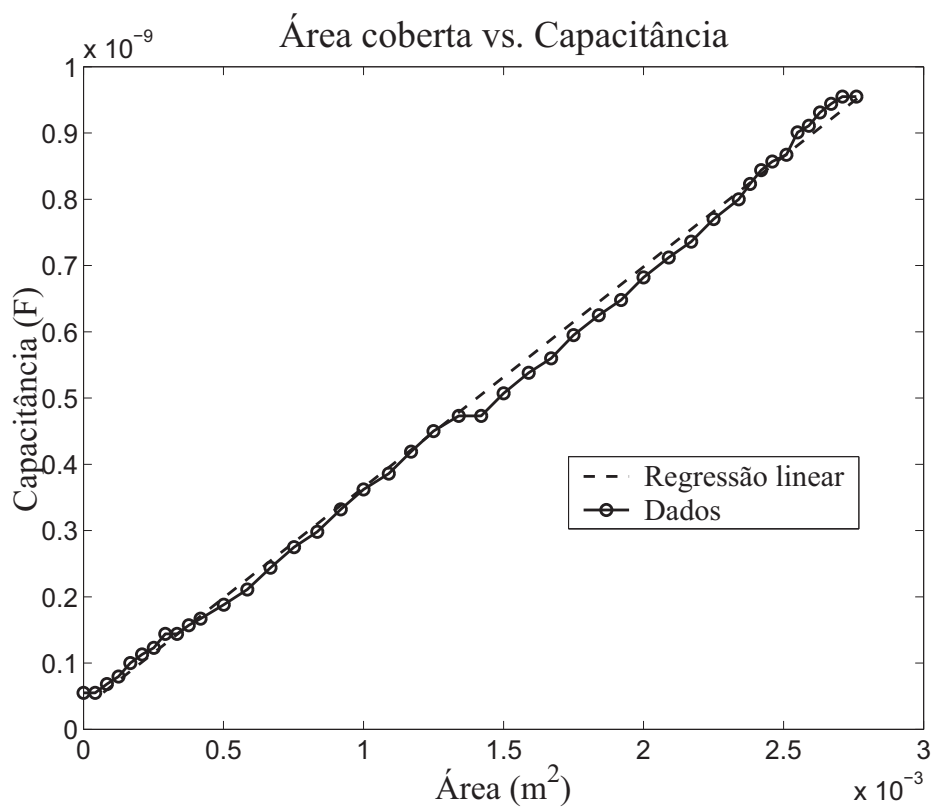
Os sensores capacitivos (CapLTx#3, CapLTx#4, Cap#5 e Cap#6) mostraram um resultado proporcional ao molhamento da superfície e também certa imunidade ao ruído (figura 4.5(b)). Os sensores resistivos (Res#1, Res#2, ResLTx#7 e ResLTx#8 e os comerciais CampBL 237#1 e CampBL 237#2) não apresentaram a proporcionalidade ao molhamento proposta pela equação 3.5, mas o tempo de secagem foi compatível com o dos sensores capacitivos, porém mais susceptíveis a ruído. Observa-se porém que ambos: SRMF e SCMF, variam de acordo com

³Área coberta por água em m^2

⁴Máxima leitura do circuito de instrumentação

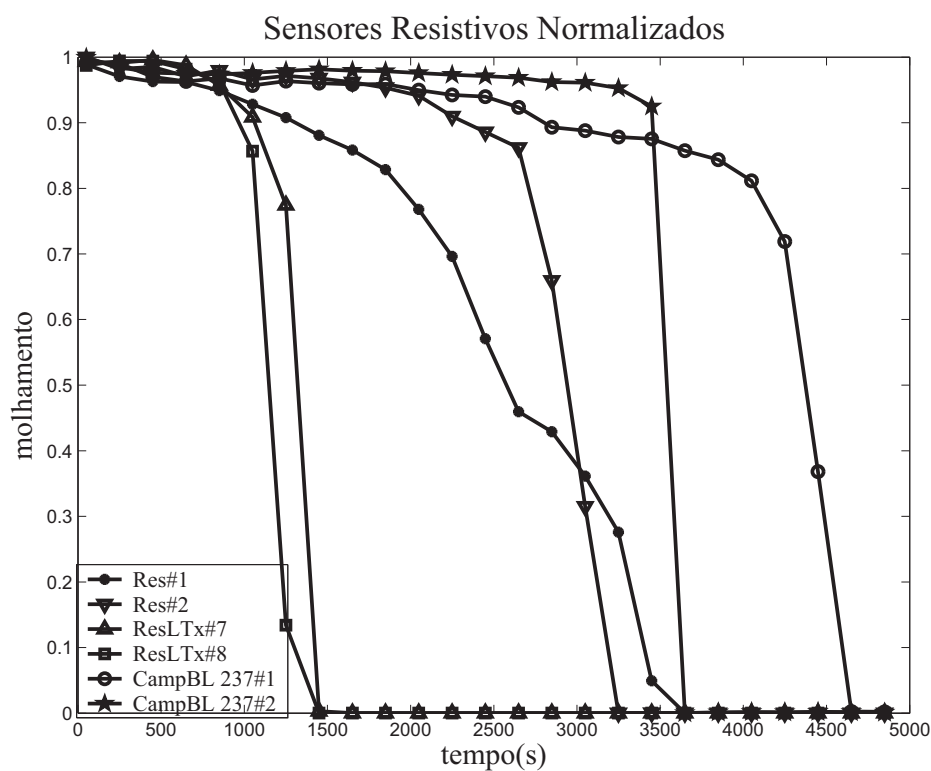


(a) Capacitância em função da altura.

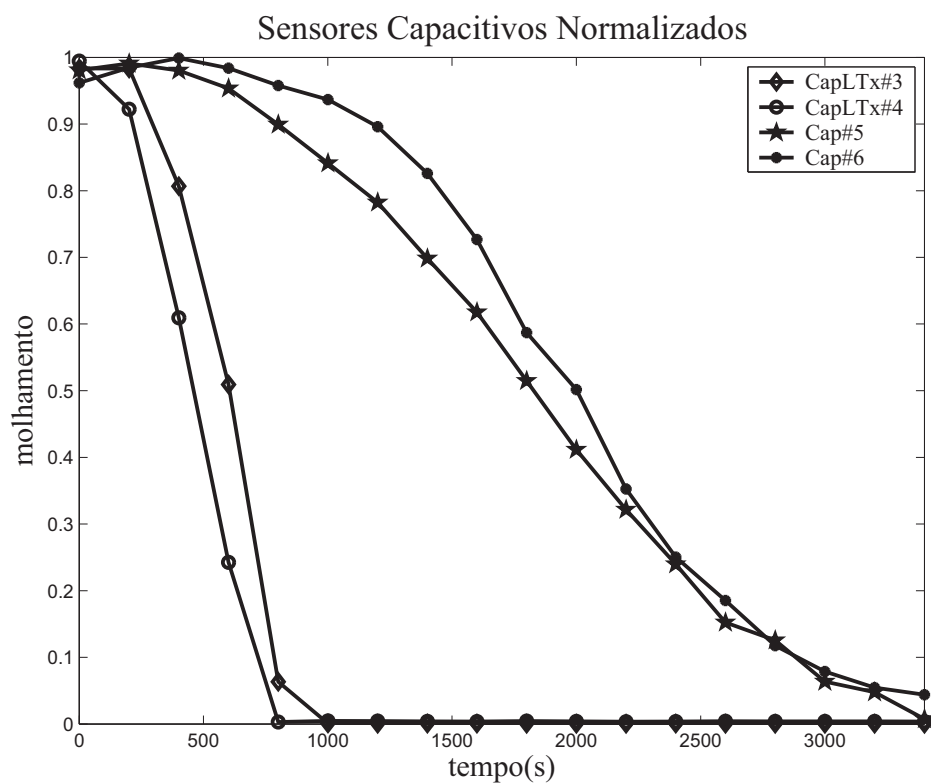


(b) Capacitância em função do comprimento.

Figura 4.4 – Gráficos do comportamento da capacitância no SCMF em função da variação da altura da lâmina d'água e da área molhada.

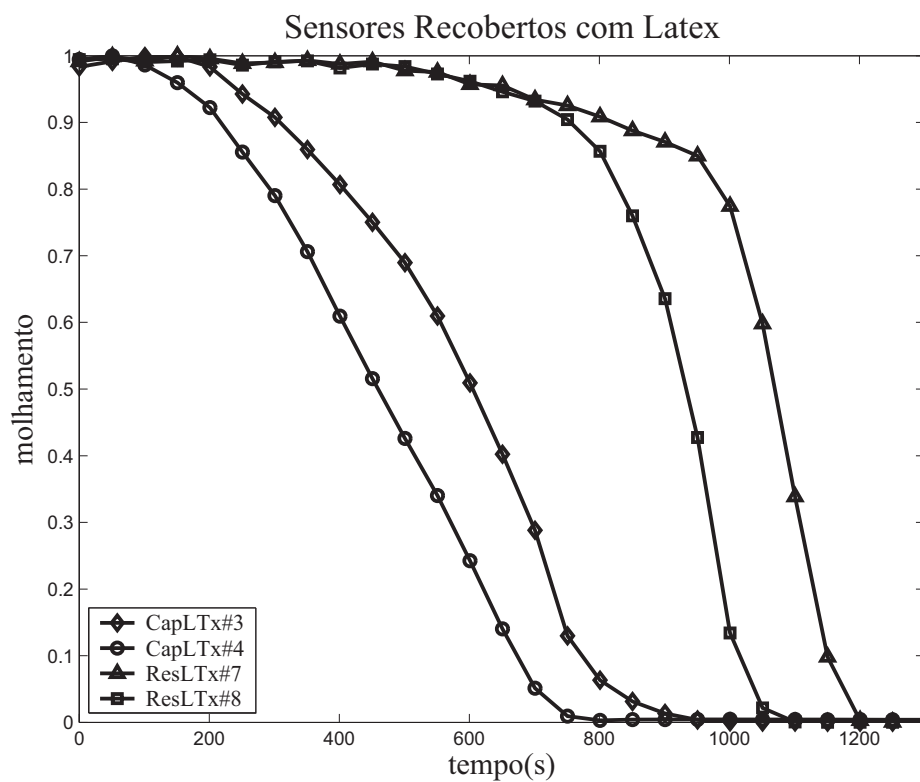


(a) Resultados normalizados dos sensores resistivos

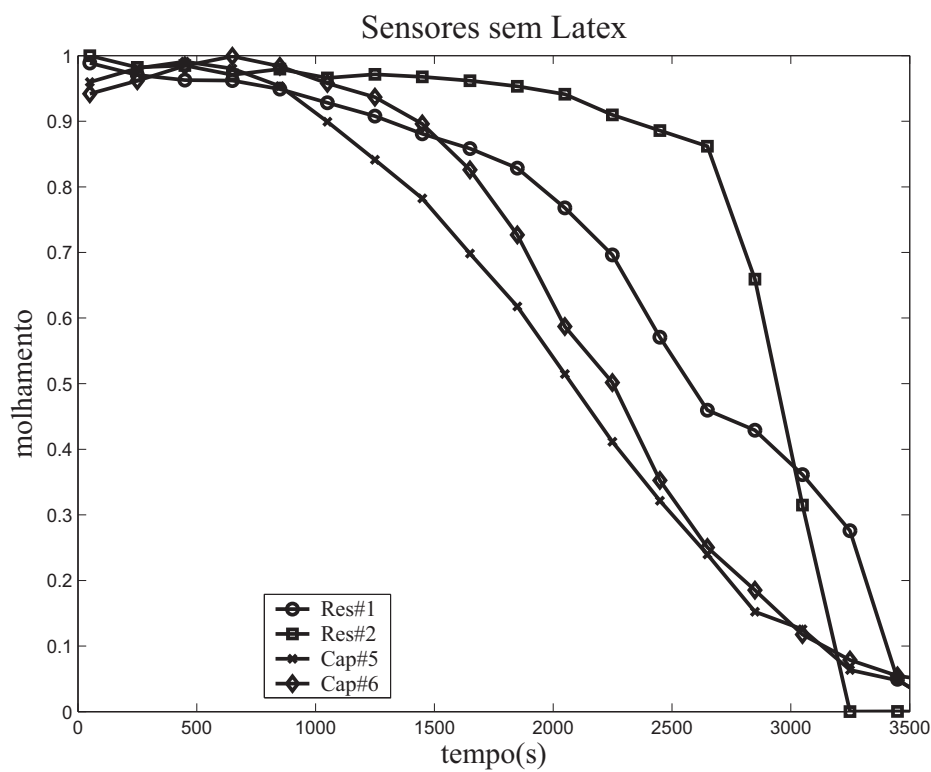


(b) Resultados normalizados dos sensores capacitivos.

Figura 4.5 – Resultados dos ensaios dos SMF, mostrando sua resposta em função do tempo de secagem, normalizados.



(a) Sensores cobertos com latex;



(b) Sensores sem cobertura de latex.

Figura 4.6 – Resultados dos ensaios dos SMF, mostrando sua resposta em função do tempo de secagem, normalizados e agrupados por tipo de cobertura.

o tipo de cobertura utilizada e que diferentes sensores apresentam correlação nos tempos de secagem em função do tipo de sua cobertura, como pode se observar nas figuras 4.6(a) e 4.6(b).

Tabela 4.3 – Valores obtidos em ensaios com o *data logger* virtual testando a repetibilidade dos dados.

SCMF	CapLTx #3(s)	CapLTx#4(s)	Cap#5(s)	Cap#6(s)
máximo	$0,8889 \times 10^{-3}$	$0,5354 \times 10^{-3}$	$0,2148 \times 10^{-3}$	$0,1753 \times 10^{-3}$
	$1,0118 \times 10^{-3}$	$0,6378 \times 10^{-3}$	$0,1673 \times 10^{-3}$	$0,1678 \times 10^{-3}$
	$0,9874 \times 10^{-3}$	$0,6267 \times 10^{-3}$	$0,2130 \times 10^{-3}$	$0,1692 \times 10^{-3}$
	$0,8076 \times 10^{-3}$	$0,5940 \times 10^{-3}$	$0,2321 \times 10^{-3}$	$0,1671 \times 10^{-3}$
média	$0,9239 \times 10^{-3}$	$0,5985 \times 10^{-3}$	$0,2068 \times 10^{-3}$	$0,1699 \times 10^{-3}$
mínimo	$0,4981 \times 10^{-4}$	$0,4399 \times 10^{-4}$	$0,5285 \times 10^{-4}$	$0,5244 \times 10^{-4}$
	$0,4552 \times 10^{-4}$	$0,4387 \times 10^{-4}$	$0,5155 \times 10^{-4}$	$0,5150 \times 10^{-4}$
	$0,4537 \times 10^{-4}$	$0,4403 \times 10^{-4}$	$0,5280 \times 10^{-4}$	$0,5280 \times 10^{-4}$
	$0,4812 \times 10^{-4}$	$0,4455 \times 10^{-4}$	$0,5130 \times 10^{-4}$	$0,5136 \times 10^{-4}$
média	$0,4721 \times 10^{-4}$	$0,4411 \times 10^{-4}$	$0,5213 \times 10^{-4}$	$0,5203 \times 10^{-4}$

Ao se observar os gráficos da figura 4.6 observa-se que os sensores Cap#5, Cap#6, Res#1, Res#2 e CampBL 237#1 e CampBL 237#2 tiveram um tempo de secagem maior. Nota-se também que o sensor capacitivo é mais eficiente em representar quantidades graduais do molhamento foliar, bem como possui uma menor susceptibilidade a ruídos. O sensor resistivo, por sua vez, é mais sensível à contaminação, (ZAMBROZI, 2005) o que altera a condutividade do sensor e, conseqüentemente, sua curva de resposta e contrariando a situação proposta na equação (3.5) da página 36 de $\alpha_r \gg R_{ins} \times \ell_{\text{água}}$.

Os sensores comerciais trazem um divisor resistivo internamente para garantir a situação proposta na equação (3.5). Com isso eles trabalham numa faixa de tensão bastante baixa, com um fundo de escala de $\approx 50\text{mV}$ para uma excitação de 5V, limitando a gama dinâmica do sensor. Tem-se então um compromisso entre gama dinâmica e linearização. Porém, mesmo o circuito adicional colocado não consegue garantir a situação proposta na equação (3.5), conforme pode se observar na figura 4.6.

A cobertura com tinta latex tanto, no sensores capacitivos CapLTx#3 e CapLTx#4, como nos resistivos ResLTx#7 e ResLTx#8, fez com que se formasse uma lâmina d'água uniforme sobre o sensor, o que torna a secagem mais rápida e o molhamento mais uniforme à superfície. Já com os sensores preparados com tinta esmalte Cap#5 e Cap#6 e nos sensores Res#1 e Res#2 são formadas gotas d'água que possuem uma superfície muito menor para um mesmo volume de água, proporcionando uma menor evaporação que nos sensores recobertos com tinta a base de água.

Observa-se que os sensores capacitivos se comportam, num primeiro instante, como no gráfico da figura 4.4(a)⁵, descrevendo uma curva, a qual, baseando-se na simulação, pode-se dizer que é em função da diminuição da altura da lâmina ou das gotas d'água nos sensores.

⁵Nesta figura deve-se considerar uma inversão no sentido do eixo x , uma vez que x aumenta com o aumento do molhamento, ao contrário do que ocorre nos gráficos dos dados de ensaios.

Num segundo instante a capacitância, como função do molhamento, comporta-se como no gráfico da figura 4.4(b) e descreve uma diminuição linear da capacitância com a diminuição do comprimento da lâmina d'água sobre o sensor; concordando com o proposto na equação (2.12).

Tendo em vista que a resposta do CapLTx#3 e do CapLTx#4 são bastante lineares entre 10% e 90% do molhamento, que a capacitância dos mesmos pode ser considerada proporcional ao molhamento, e que o período (e da mesma forma a largura de pulso) também é proporcional á capacitância, cada sensor pode ser individualmente calibrado. Este procedimento é obtido normalizando-se a curva de molhamento de cada sensor pelo valor de seu fundo de escala, ou seja, o máximo valor instrumentado.

A repetibilidade dos resultados pode ser avaliada segundo a tabela 4.3, nela, podem ser observados os valores de largura de pulso para cada sensor capacitivo. Neste ensaio os sensores foram molhados e deixados secar e posteriormente tomados os valores de máximo e mínimo, repetiu-se o processo quatro vezes para cada sensor. Avalia-se que apesar de os valores de largura de pulso diferirem de 64,77% entre **CapLTx#3** e **CapLTx#4**, apresentaram boa repetibilidade e após normalização tiveram respostas bastante similares. Conclui-se então que a normalização é suficiente para a calibração do SCMF proposto.

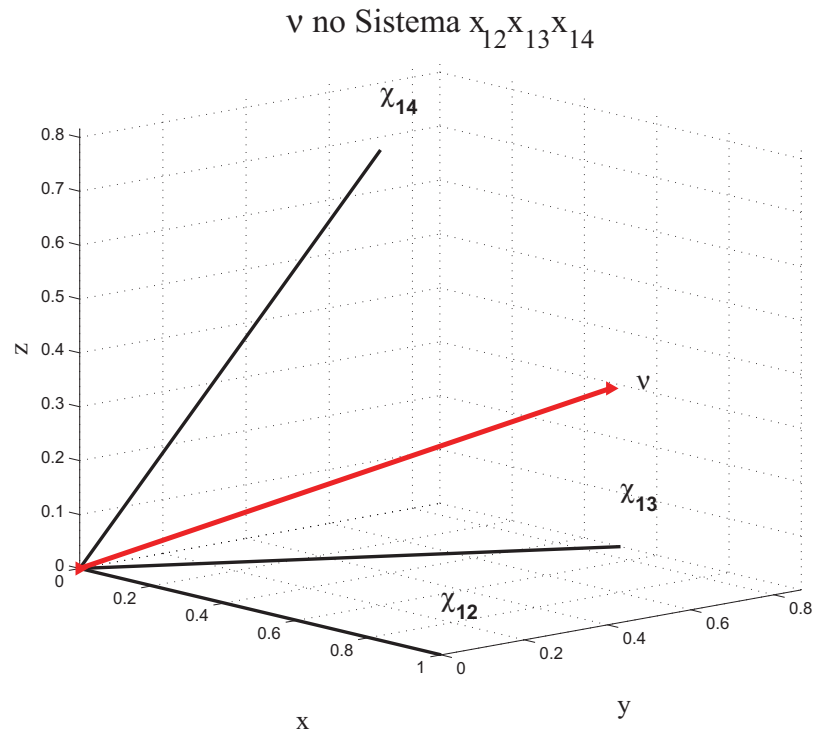
4.2 Anemômetro 3D

Nesta seção, o anemômetro proposto é simulado tomando-se um e quatro sistemas em \mathbb{R}^3 e levantam-se os valores de erro. Podem se observar nesta também os sinais tomados de pontos específicos no circuito de controle e de instrumentação do anemômetro. São expressos valores de gama dinâmica (DR) e relação Sinal Ruído (SNR) ded ensaios realizados para vários tempos de *pausa* para a multiplexação entre Tx e Rx. Tem-se, também, dados de variações aleatórias de sentido e amplitude da velocidade do vento em um túnel de vento aberto. Este mesmo ambiente foi utilizado para obter-se os dados de correlação entre a velocidade obtida com anemômetro de conchas (\mathbb{R}^2) e um anemômetro 1D que utiliza o método de instrumentação proposto.

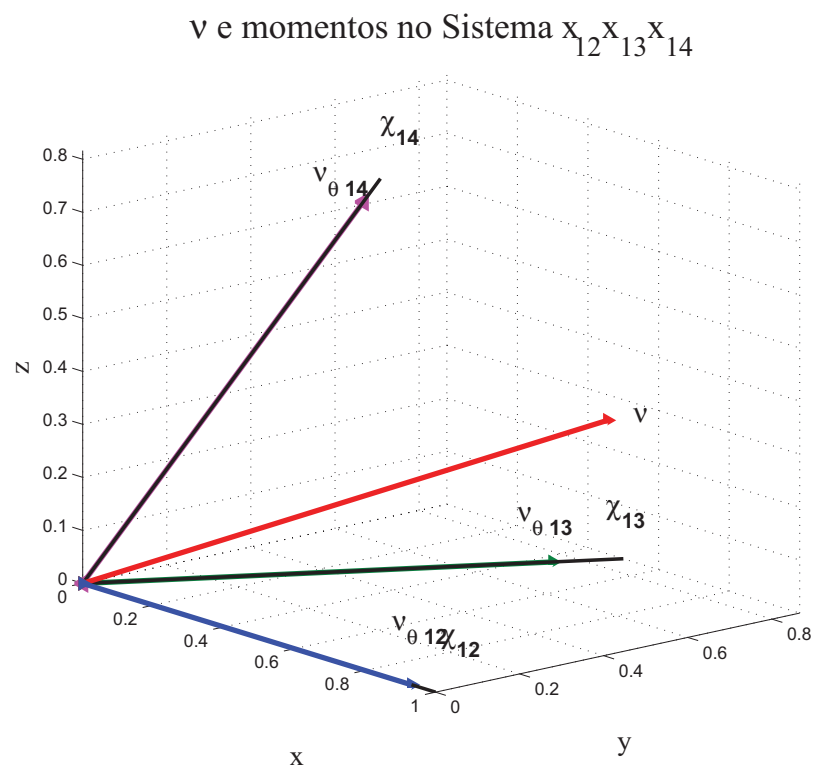
4.2.1 Simulação do Anemômetro 3D

Na figura 4.7(a) pode se observar os versores $\hat{\chi}_{12}$, $\hat{\chi}_{13}$ e $\hat{\chi}_{14}$, orientados, e um vetor aleatório \vec{v} . Na mesma página, na figura 4.7(b), podem ser observados os momentos do vetor \vec{v} sobre $\hat{\chi}_{12}$, $\hat{\chi}_{13}$ e $\hat{\chi}_{14}$. Estes momentos são a simulação de dados obtidos por um dos sistemas do anemômetro com origem em T_1 após instrumentação, ou seja, a primeira linha da matriz \mathbf{V} .

Depois de tratamento matemático, conforme o descrito na seção 3.2, com programa-texto em MATLAB (anexo B), obtêm-se as componentes no sistema não-ortogonal \mathbf{S}_1 . Pela soma



(a) \vec{v} e o sistema de eixos $x_{12}x_{13}x_{14}$;



(b) \vec{v} e seus momentos sobre $\hat{\chi}_{12}$, $\hat{\chi}_{13}$ e $\hat{\chi}_{14}$;

Figura 4.7 – Processos para simulação do anemômetro 3D proposto.

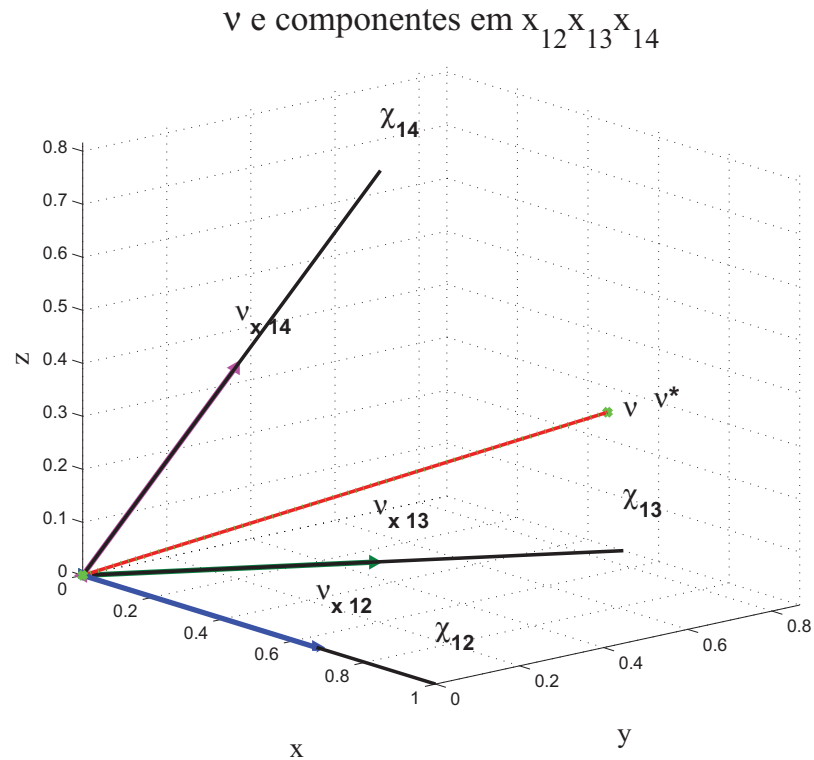


Figura 4.8 – Vetor \vec{v}^* , recuperado à partir dos momentos.

das componentes recupera-se o vetor \vec{v} partindo-se de seus momentos sobre $\hat{\chi}_{12}$, $\hat{\chi}_{13}$ e $\hat{\chi}_{14}$, respectivamente, ν_{x12} , ν_{x13} e ν_{x14} (figura 4.8) como proposto inicialmente.

Primeiramente, procedeu-se a recuperação de um vetor aleatório \vec{v}^* a partir de seus momentos no sistema não-ortogonal para 10^5 amostras aleatórias. Segundo o trecho a seguir, do programa-texto em MATLAB, foi calculado o vetor de erro quadrático médio, *sqmERR*, para as 10^5 amostras.

```

...
amostras=100000;
for I=1:amostras,
...
...
erro=nu-vx123;
sqmERR=sqmERR+(erro.*erro)

end
sqmERR=sqmERR/2*amostras
sqmERR =

1.0e-030 *

0.0140
0.0197

```

0.2083

Logo, para 1×10^5 amostras os valores de \vec{v} são obtidos com um erro quadrático médio de

$$sqmERR = \begin{pmatrix} \bar{\epsilon}_x^2 \\ \bar{\epsilon}_y^2 \\ \bar{\epsilon}_z^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,40 \times 10^{-32} \\ 1,95 \times 10^{-32} \\ 1,557 \times 10^{-31} \end{pmatrix},$$

onde $\bar{\epsilon}_x^2$, $\bar{\epsilon}_y^2$ e $\bar{\epsilon}_z^2$ são, respectivamente, os erros quadráticos médios sobre os eixos \mathbf{x} , \mathbf{y} e \mathbf{z} .

Estes valores tão baixos de erro indicam que não existe erro intrínseco ao processo de tratamento dos dados, restando apenas o erro devido ao processo de cálculo numérico.

4.2.2 Simulação de Um Sistema \mathbb{R}^3

Para simular-se a operação do anemômetro 3D proposto, primeiramente estabelece-se um sistema, com seus versores, os momentos de \vec{v} , resultantes, etc. Posteriormente simula-se o sistema completo, ou seja, utiliza-se todas as linhas da matriz \mathbf{T} .

Neste processo, primeiramente determinam-se os versores $\hat{\chi}_{ij}$, orientados conforme a tabela 4.4 e coincidentes com as arestas do tetraedro regular com origem no vértice do transdutor T_1 , tal qual estão posicionados no protótipo. Posteriormente, gera-se um vetor aleatório \vec{v} e obtêm-se os momentos do vetor \vec{v} sobre $\hat{\chi}_{ij}$, por meio de produto interno dos mesmos.

Tabela 4.4 – Versores no anemômetro 3D para quatro sistemas \mathbb{R}^3 .

vetor	=	módulo	$\angle \vartheta$	$\angle \zeta$
$\hat{\chi}_{12}$	=	1	$\angle 0$	$\angle 0$
$\hat{\chi}_{13}$	=	1	$\angle \pi/4$	$\angle \pi/4$
$\hat{\chi}_{14}$	=	1	$\angle 7\pi/4$	$\angle \pi/4$

Depois do tratamento matemático descrito na seção 3.2, conseguido com o auxílio do programa-texto em MATLAB conforme anexo B, recupera-se o vetor inicial, módulo e orientação ⁶.

Buscando-se analisar a inserção de erro nas medidas procedeu-se a variação de ϑ e ζ . Sendo a variação, $\Delta\vartheta = \pm 5\%$, obtêm-se novos valores de erro quadrático médio os quais podem ser observados na tabela 4.5. Nela, têm-se os valores de erro quadrático médio de 10^5 amostras para cada passo da variação da orientação azimutal dos versores. Pode-se observar que a variação da orientação interfere diferentemente para os casos de um sistema e quatro sistemas.

Assim como para ϑ , variou-se o valor de ζ na mesma proporção, $\Delta\zeta = \pm 5\%$, os resultados da simulação e cálculo do erro referente à variação de ζ podem ser observados na tabela 4.6.

⁶ $\vec{v} = \rho \angle \vartheta \angle \zeta$, ρ = módulo, ϑ = azimute e ζ = zênite.

Tabela 4.5 – Valores de erro quadrático médio para variação de $\Delta\vartheta = \pm 5\%$ para um sistema \mathbb{R}^3 .

$\vartheta(\text{rad})$	$\bar{\epsilon}_{S1}^2 =$	$\langle \mathbf{a}_x, \mathbf{a}_y, \mathbf{a}_z \rangle$		$\bar{\epsilon}_{S4}^2 =$	$\langle \mathbf{a}_x, \mathbf{a}_y, \mathbf{a}_z \rangle$	
0,8247	$\langle 0,0000$	$0,2421 \times 10^{-3}$	$0,1336 \times 10^{-3}$	$\langle 0,1353 \times 10^{-3}$	$0,0635 \times 10^{-3}$	$0,0000 \rangle$
0,8168	$\langle 0,0000$	$0,1595 \times 10^{-3}$	$0,0855 \times 10^{-3}$	$\langle 0,0848 \times 10^{-3}$	$0,0402 \times 10^{-3}$	$0,0000 \rangle$
0,8090	$\langle 0,0000$	$0,0906 \times 10^{-3}$	$0,0477 \times 10^{-3}$	$\langle 0,0474 \times 10^{-3}$	$0,0227 \times 10^{-3}$	$0,0000 \rangle$
0,8011	$\langle 0,0000$	$0,0406 \times 10^{-3}$	$0,0208 \times 10^{-3}$	$\langle 0,0210 \times 10^{-3}$	$0,0102 \times 10^{-3}$	$0,0000 \rangle$
0,7933	$\langle 0,0000$	$0,0101 \times 10^{-3}$	$0,0052 \times 10^{-3}$	$\langle 0,0053 \times 10^{-3}$	$0,0026 \times 10^{-3}$	$0,0000 \rangle$
0,7854	$\langle 0,0000$	0,0000	0,0000	$\langle 0,0000$	0,0000	$0,0000 \rangle$
0,7775	$\langle 0,0000$	$0,0102 \times 10^{-3}$	$0,0050 \times 10^{-3}$	$\langle 0,0051 \times 10^{-3}$	$0,0026 \times 10^{-3}$	$0,0000 \rangle$
0,7697	$\langle 0,0000$	$0,0417 \times 10^{-3}$	$0,0205 \times 10^{-3}$	$\langle 0,0201 \times 10^{-3}$	$0,0105 \times 10^{-3}$	$0,0000 \rangle$
0,7618	$\langle 0,0000$	$0,0948 \times 10^{-3}$	$0,0448 \times 10^{-3}$	$\langle 0,0453 \times 10^{-3}$	$0,0236 \times 10^{-3}$	$0,0000 \rangle$
0,7540	$\langle 0,0000$	$0,1681 \times 10^{-3}$	$0,0783 \times 10^{-3}$	$\langle 0,0803 \times 10^{-3}$	$0,0428 \times 10^{-3}$	$0,0000 \rangle$
0,7461	$\langle 0,0000$	$0,2667 \times 10^{-3}$	$0,1235 \times 10^{-3}$	$\langle 0,1257 \times 10^{-3}$	$0,0679 \times 10^{-3}$	$0,0000 \rangle$

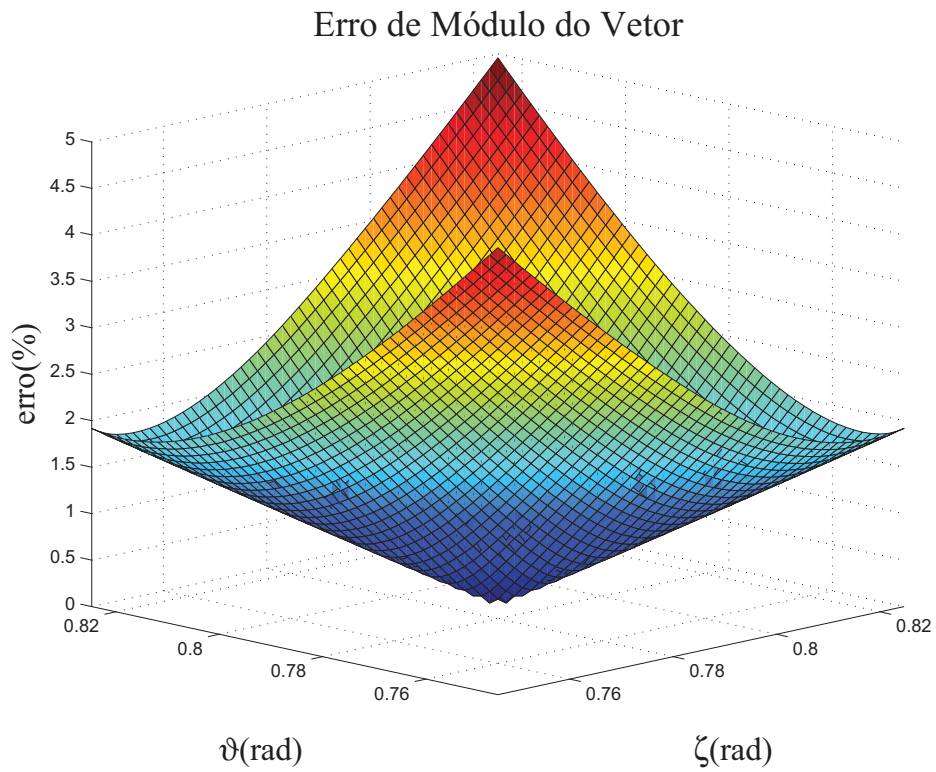
Tabela 4.6 – Valores de erro quadrático médio para variação de $\Delta\zeta = \pm 5\%$ para um sistema \mathbb{R}^3 .

$\zeta(\text{rad})$	$\bar{\epsilon}_{S1}^2 =$	$\langle \mathbf{a}_x, \mathbf{a}_y, \mathbf{a}_z \rangle$		$\bar{\epsilon}_{S4}^2 =$	$\langle \mathbf{a}_x, \mathbf{a}_y, \mathbf{a}_z \rangle$	
0,8247	$\langle 0,0000$	$2,4878 \times 10^{-4}$	$1,2037 \times 10^{-4}$	$\langle 0,1228 \times 10^{-3}$	$0,1240 \times 10^{-3}$	$0,5386 \times 10^{-3} \rangle$
0,8168	$\langle 0,0000$	$1,6094 \times 10^{-4}$	$0,7529 \times 10^{-4}$	$\langle 0,0800 \times 10^{-3}$	$0,0789 \times 10^{-3}$	$0,3414 \times 10^{-3} \rangle$
0,8090	$\langle 0,0000$	$0,9094 \times 10^{-4}$	$0,4142 \times 10^{-4}$	$\langle 0,0444 \times 10^{-3}$	$0,0456 \times 10^{-3}$	$0,1903 \times 10^{-3} \rangle$
0,8011	$\langle 0,0000$	$0,4050 \times 10^{-4}$	$0,1877 \times 10^{-4}$	$\langle 0,0204 \times 10^{-3}$	$0,0200 \times 10^{-3}$	$0,0832 \times 10^{-3} \rangle$
0,7933	$\langle 0,0000$	$0,1019 \times 10^{-4}$	$0,0463 \times 10^{-4}$	$\langle 0,0051 \times 10^{-3}$	$0,0050 \times 10^{-3}$	$0,0207 \times 10^{-3} \rangle$
0,7854	$\langle 0,0000$	0,0000	0,0000	$\langle 0,0000$	0,0000	$0,0000 \rangle$
0,7775	$\langle 0,0000$	$0,1022 \times 10^{-4}$	$0,0440 \times 10^{-4}$	$\langle 0,0051 \times 10^{-3}$	$0,0052 \times 10^{-3}$	$0,0206 \times 10^{-3} \rangle$
0,7697	$\langle 0,0000$	$0,4178 \times 10^{-4}$	$0,1770 \times 10^{-4}$	$\langle 0,0209 \times 10^{-3}$	$0,0206 \times 10^{-3}$	$0,0822 \times 10^{-3} \rangle$
0,7618	$\langle 0,0000$	$0,9394 \times 10^{-4}$	$0,3941 \times 10^{-4}$	$\langle 0,0471 \times 10^{-3}$	$0,0477 \times 10^{-3}$	$0,1809 \times 10^{-3} \rangle$
0,7540	$\langle 0,0000$	$1,7186 \times 10^{-4}$	$0,6946 \times 10^{-4}$	$\langle 0,0842 \times 10^{-3}$	$0,0842 \times 10^{-3}$	$0,3181 \times 10^{-3} \rangle$
0,7461	$\langle 0,0000$	$2,6308 \times 10^{-4}$	$1,0664 \times 10^{-4}$	$\langle 0,1342 \times 10^{-3}$	$0,1351 \times 10^{-3}$	$0,4917 \times 10^{-3} \rangle$

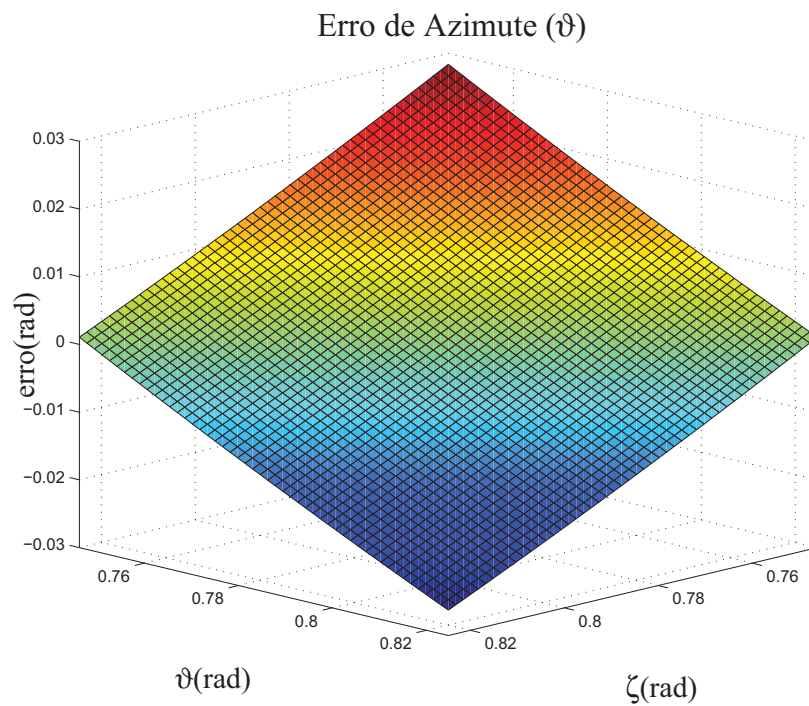
A exemplo do que acontece com a variação de ϑ , para a cada passo da variação de ζ têm-se 10^5 amostras. Assim sendo, têm-se valores de erro quadrático médio para um e quatro sistemas \mathbb{R}^3 . Em ambos os casos, ou seja para a variação de ϑ e de ζ , obtiveram-se variações diferentes para o caso de um e de quatro sistemas.

Como os erros de orientação podem ocorrer simultaneamente, procedeu-se à simulação da variação simultânea de ϑ e de ζ , desta forma, obteve-se a superfície de erro para os casos de erros de ϑ e ζ . Estas superfícies podem ser observadas para o caso de um sistema \mathbb{R}^3 nas figuras 4.9(a), 4.9(b), 4.10(a) e 4.10(b). Nelas observa-se o erro de módulo percentual, o erro azimutal e zenital.

Na figura 4.9(a) observa-se o comportamento do erro de módulo proporcional a $\vec{\nu}$ para um sistema \mathbb{R}^3 . Para a variação do ângulo de azimute e de zênite dos versores, nota-se que o erro de módulo percentual é sensível às variações, tanto de ϑ , como de ζ . Nota-se também, que tomando-se ϑ_{max} e ζ_{max} , e ϑ_{min} e ζ_{min} , têm-se os piores casos, com os erros de módulo alcançando aproximadamente 5%. Caso tenha-se a seguinte combinação dos ângulos, ϑ_{max} e ζ_{min} , e ϑ_{min} e ζ_{max} , o valor de erro percentual é da ordem de 2%.ando-se ϑ_{max} e ζ_{max} , e ϑ_{min} e ζ_{min} , têm-se os piores casos, com os erros de módulo alcançando aproximadamente 5%. Caso tenha-se a seguinte combinação dos ângulos, ϑ_{max} e ζ_{min} , e ϑ_{min} e ζ_{max} , o valor



(a) Variação do módulo de \vec{v}^* em função da variação da orientação dos versores;



(b) Variação do azimute de \vec{v}^* ;

Figura 4.9 – Superfície de erro referente à variação percentual do módulo e azimute de \vec{v}^* em função da orientação dos versores.

de erro percentual é da ordem de 2%.

Tomando-se a figura 4.9(b), observa-se a variação da orientação azimutal de $\vec{\nu}^*$ em função da variação da orientação dos versores para um sistema \mathbb{R}^3 . Dela, pode-se concluir que a orientação azimutal de $\vec{\nu}$ é afetada, tanto pela variação do azimute, como do zênite dos versores. Da mesma figura, pode-se inferir também, que para uma variação de 0,078 *rad* em ϑ e em ζ , o erro de azimute varia de aproximadamente 0,06 *rad*. Observando-se conjuntamente as superfícies de erro das figuras 4.9(b) e 4.9(a), tem-se que ao variar ϑ e ζ no mesmo sentido têm-se os maiores valores de erro, tanto de orientação azimutal, como de módulo. Entretanto, variando-se inversamente ϑ e ζ têm-se os menores valores de erro, tanto de orientação como de módulo.

Observando-se as figuras 4.10(a) e 4.10(b) pode-se observar a variação da orientação zenital de $\vec{\nu}^*$. O erro da orientação de zênite varia de forma bastante não-linear, e seu pior caso ocorre para a máximo valor de ϑ e mínimo de ζ .

4.2.3 Simulação de Quatro Sistemas \mathbb{R}^3

A utilização dos quatro sistemas é uma extrapolação do que é exposto para um sistema \mathbb{R}^3 na seção 4.2.2. Na simulação pode-se observar alguns trechos notáveis como: geração do vetor, obtenção dos momentos, resolução de um sistema, rotação dos sistemas e média.

Após a geração do vetor aleatório $\vec{\nu}$ obtêm-se os momentos sobre os versores, cuja orientação é descrita na tabela 4.7. Cada sistema é tratado individualmente, como na seção 4.2.2 e posteriormente rotacionado. Obtidos os quatro sistemas realiza-se a média dos valores.

Tabela 4.7 – Versores no anemômetro 3D para quatro sistemas \mathbb{R}^3 .

vetor	=	módulo $\angle \vartheta \angle \zeta$
$\hat{\chi}_{12}$	=	$1 \angle 0 \angle 0$
$\hat{\chi}_{13}$	=	$1 \angle \pi/4 \angle \pi/4$
$\hat{\chi}_{14}$	=	$1 \angle 7\pi/4 \angle \pi/4$
$\hat{\chi}_{23}$	=	$1 \angle 3\pi/4 \angle \pi/4$
$\hat{\chi}_{24}$	=	$1 \angle 5\pi/4 \angle \pi/4$
$\hat{\chi}_{34}$	=	$1 \angle \pi/2 \angle 0$

Todos os sistemas foram tratados como se tivessem a mesma orientação descrita na seção 3.2.1 e posteriormente foram rotacionados. Para se orientar os sistemas, rotacionou-se o sistema \mathbf{S}_1 até que o seu eixo y_{S1} , alinhe-se com o horizonte e seu eixo z_{S1} aponte para o zênite. Os demais sistemas foram rotacionados até coincidirem com \mathbf{S}_1 , conforme as matrizes de rotação descritas na seção 3.2.3.

Com a intenção de se avaliar as possíveis vantagens de se utilizar os quatro sistemas para representar $\vec{\nu}^*$, procedeu-se a simulação de quatro sistemas. Assim como no caso da seção 4.2.2, procedeu-se variação no valor de ϑ e ζ em $\pm 5\%$. As superfícies de erro referentes às variações de ϑ e ζ podem ser observadas nas figuras 4.11, 4.12(a) e 4.12(b).

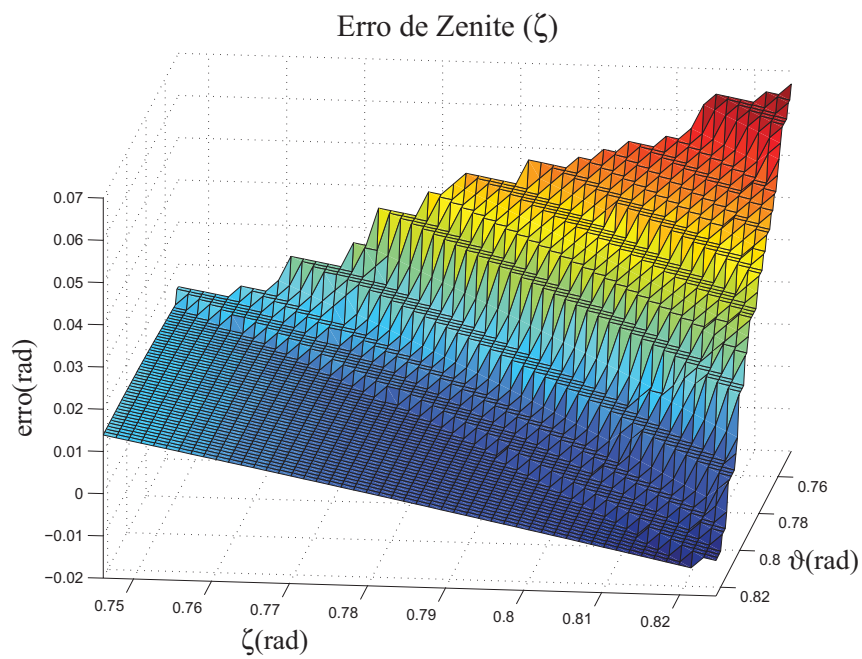
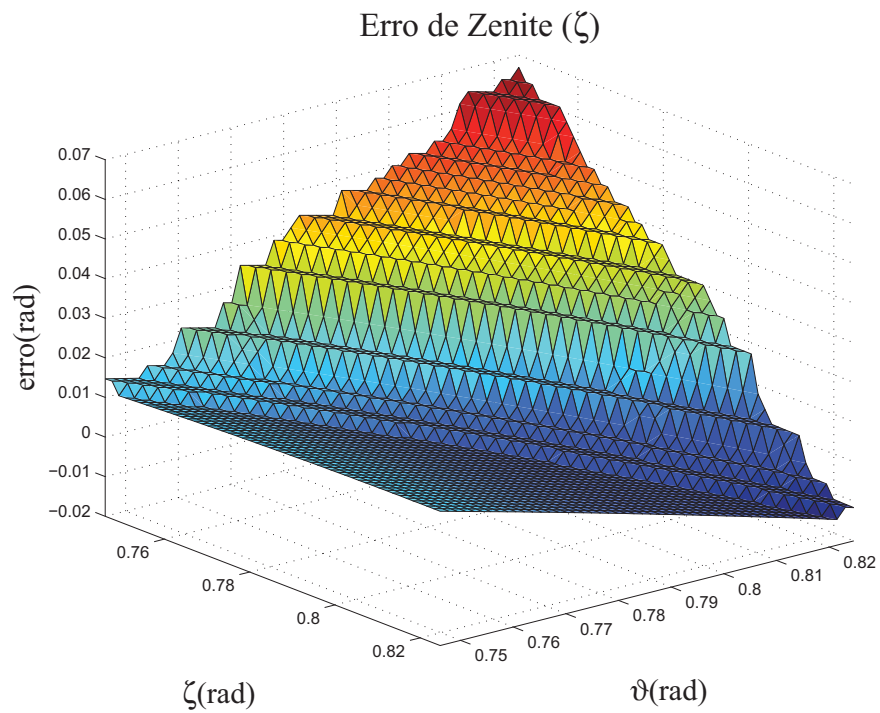


Figura 4.10 – Superfícies de erro de orientação zenital de \vec{v}^* em função da variação de ϑ e ζ .

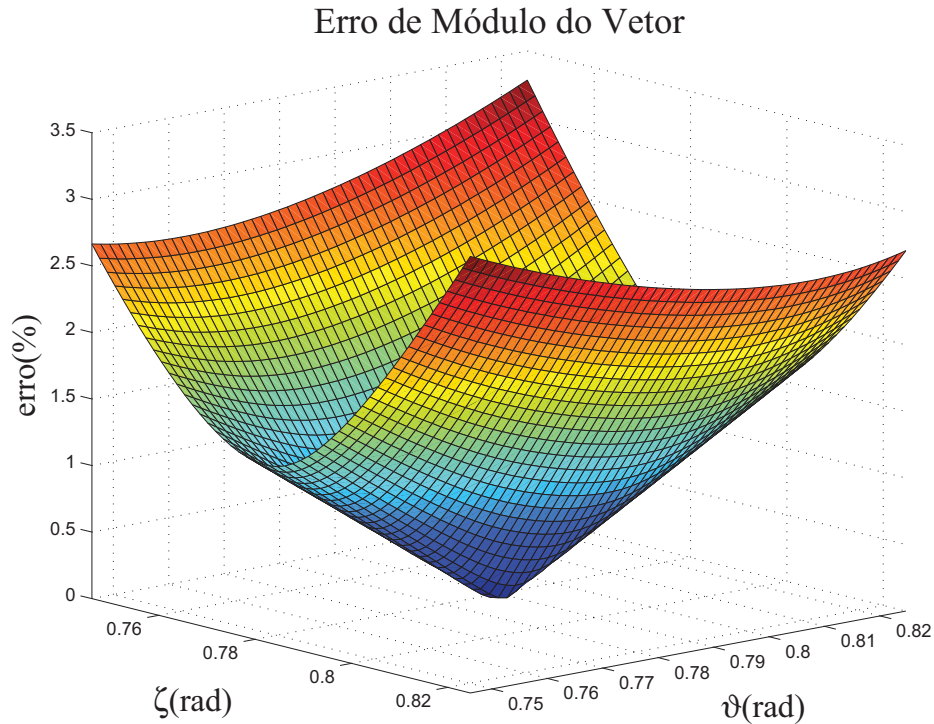


Figura 4.11 – Superfície de erro referente à variação percentual do módulo de \vec{v}^* em função de ϑ e de ζ para quatro sistemas \mathbb{R}^3 .

Por observação à figura 4.11, é possível constatar que a diferença entre os valores obtidos com as maiores variações de ϑ e ζ são menores que para o caso de \mathbf{S}_1 . Para a pior situação, o erro alcança valores de aproximadamente 3,3%. Este valor de erro, para as maiores variações de orientação, varia então de aproximadamente 2,6% a 3,3%. Entretanto, o menor valor de erro para uma maior variação de ϑ e ζ é obtida por \mathbf{S}_1 , aproximadamente 1,8%, para ϑ máximo e ζ mínimo e vice-versa.

Na figura 4.12(a) pode-se observar a variação da orientação azimutal de \vec{v}^* . Nela, é possível observar que a variação de ϑ de \vec{v}^* é muito mais sensível à variação do azimute dos versores do que à variação de ζ destes. Pode-se observar também que a variação do erro da orientação azimutal é muito menor para \mathbf{S}_4 do que para \mathbf{S}_1 .

Observando-se a figura 4.12(b) pode-se ter uma noção do comportamento do erro de orientação zenital de \vec{v}^* . Observa-se que o erro de orientação em ζ é bastante mais sensível às variações de ζ dos versores do que às de ϑ . Comparando-se com \mathbf{S}_1 , tem-se que para \mathbf{S}_4 consegue-se uma variação linear de ζ , e com uma amplitude bastante menor que para \mathbf{S}_1 .

Portanto, a utilização de quatro sistemas é interessante, no sentido de que diminui o erro de orientação e parte do erro de módulo de \vec{v}^* . Passa-se então a uma análise dos sinais no circuito de instrumentação.

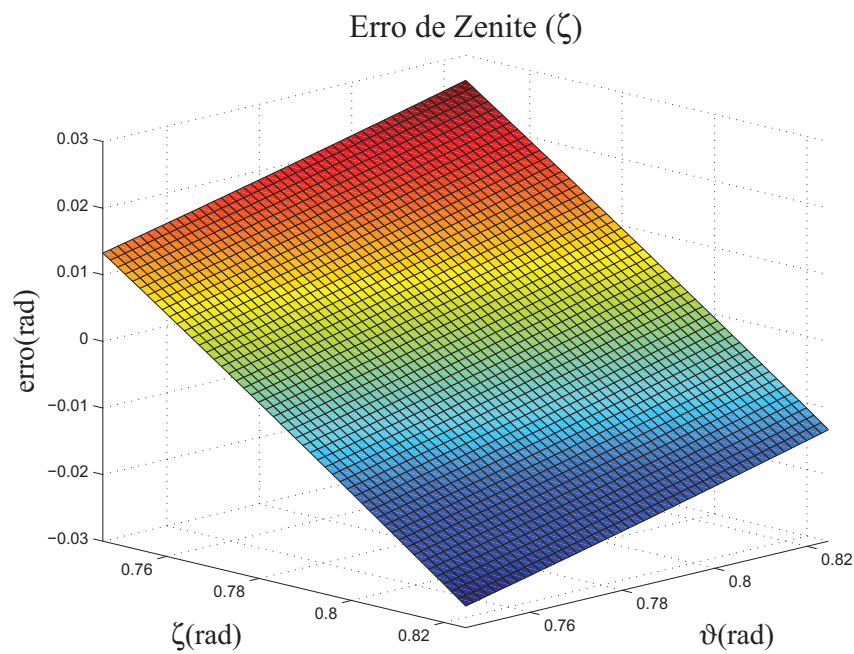
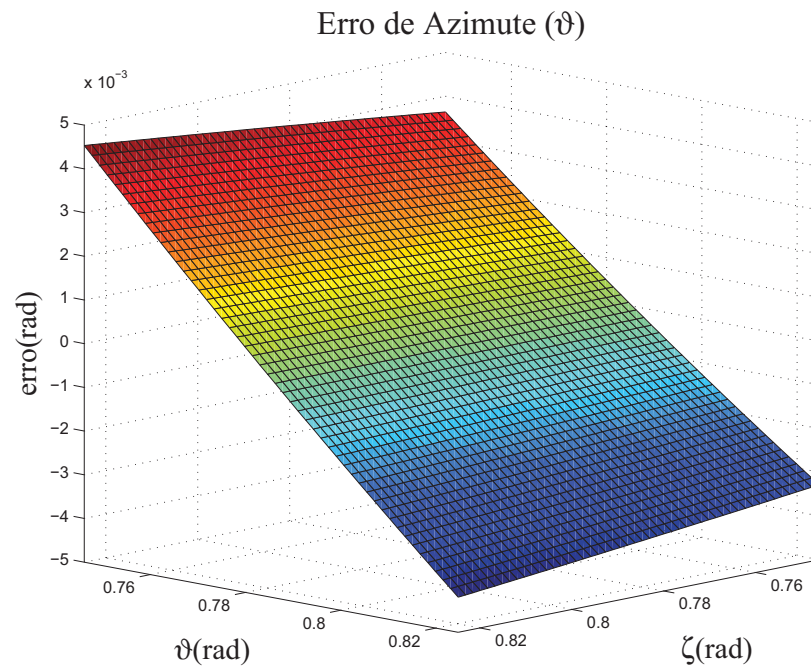


Figura 4.12 – Superfícies de erro de orientação de $\vec{\nu}^*$ em função da variação de ϑ e ζ para quatro sistemas \mathbb{R}^3 rotacionados.

4.2.4 Sinais no Circuito de Instrumentação

Montando-se o circuito de instrumentação do anemômetro a ultra-som da figura 3.12 da página 51 para dois transdutores, ou seja, montando-se metade deste circuito, obtiveram-se os sinais em pontos notáveis deste circuito. Os sinais foram obtidos para ambos *status* dos TUS.

Para um TUS/Tx tem-se os sinais característicos na figura 4.13. Pode-se encontrar os sinais de *clock* e na base do transistor da parte superior da meia-ponte do circuito de controle (figura 4.13(a)), o sinal em um dos terminais do TUS/Tx (figura 4.13(b)) e o sinal na saída da porta Xor (figura 4.13(c)).

O sinal da figura 4.13(b), em um dos terminais do TUS/Tx, é submetido à entrada do amplificador inversor, conforme pode ser observado possui componente DC e seu menor valor chega a aproximadamente 0,5 V. Sendo o ganho de tensão do amplificador inversor $A_v \approx -100$, a saída do amplificador inversor tende a $-V_{cc}$. O sinal de $-V_{cc}$ a que a entrada do comparador inversor é submetido, faz com que a saída do comparador inversor tenda a V_{cc} , desta forma, o Xor entre V_{cc} e \overline{clock} resulta em \overline{clock} , que pode ser observado na figura 4.13(c).

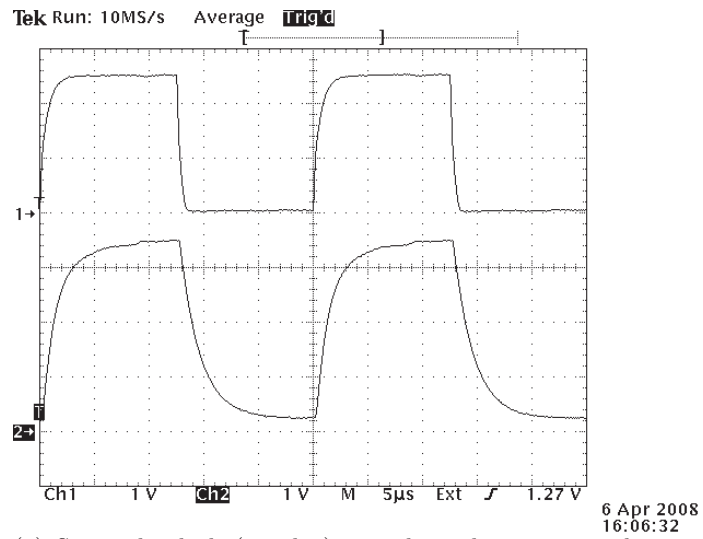
Os sinais característicos para um TUS/Rx podem ser observados na figura 4.14. No canal 1 da figura 4.14(a) pode ser observado o sinal recebido pelo TUS, e no canal 2, a saída do amplificador inversor. Já, na figura 4.14(b), observa-se o sinal na saída do comparador inversor (canal 1) e na saída do Xor (canal 2). Com a variação da largura do pulso do sinal na saída da porta Xor, que é proporcional ao deslocamento entre a fase do sinal de referência e o sinal do TUS/Rx, espera-se medir a velocidade do vento.

4.2.5 Resultados dos Ensaios

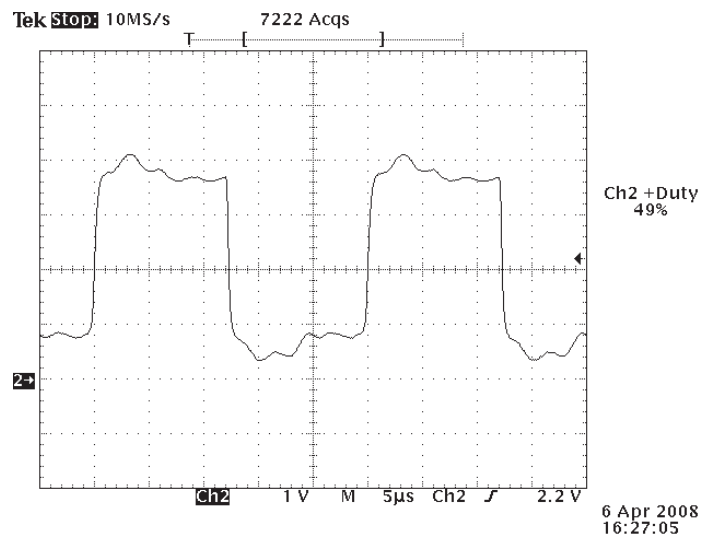
É utilizado um par transceptor (T_3 e T_4 do protótipo do anemômetro 3D), com a finalidade de se avaliar a viabilidade da instrumentação proposta, perfazendo um anemômetro 1D. Este anemômetro é instalado dentro de um tubo de PVC de 300 mm de diâmetro e 3 m de comprimento, aberto nas extremidades. O protótipo do anemômetro 3D é posicionado no interior do tubo de forma que o caminho entre T_3 e T_4 intercepte \vec{v} com um ângulo de ataque fixo e conhecido, θ . O ar é posto em movimento por um motor AC e por um motor DC, separadamente, acoplados a fontes de tensão variáveis.

Um primeiro ensaio tem por objetivo avaliar a forma de instrumentação proposta, assim como o tempo da pausa descrita no fluxograma da figura 3.14. Primeiramente ensaia-se em repouso, ou seja $\vec{v} = 0$, e varia-se o tempo de espera. Na sequência, avalia-se as grandezas referentes à incerteza e ao ruído associado ao processo.

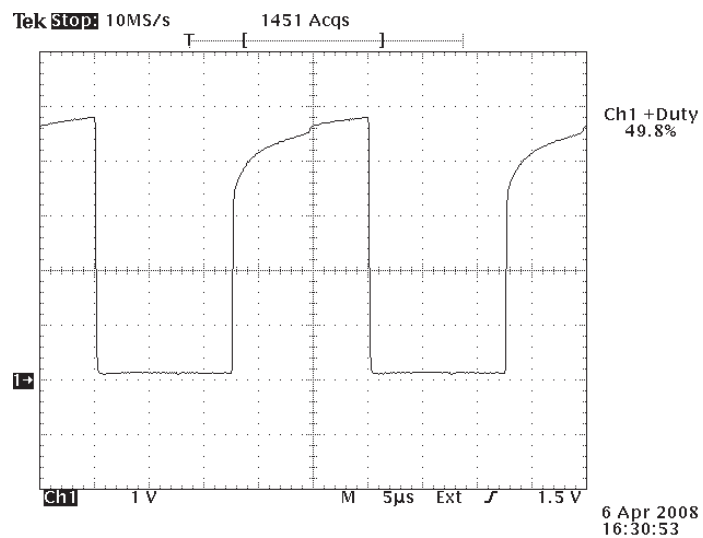
Uma segunda série de ensaios é realizada, esta tem a finalidade de se verificar a correlação da variação da grandeza instrumentada e o valor de \vec{v} . Sabendo-se a velocidade em \mathbb{R}^2 , medido



(a) Sinais de clock (canal 1) e na base do transistor da parte superior da meia-ponte;



(b) Sinal de excitação do TUS ;



(c) Sinal na saída do Xor.

Figura 4.13 – Sinais no circuito de instrumentação do anemômetro figura 3.12 para TUS/Tx

com um anemômetro convencional, e a orientação e sentido do movimento do ar dentro do tubo, e conhecido o valor de θ , têm-se os valores de $||\vec{v}||$. São ensaiados então, vários valores de \vec{v} durante aproximadamente 2 min e tomados os valores instantâneos do anemômetro 1D. Os dados de cada ensaio são armazenados em arquivos de texto, conforme descrito na tabela 3.5 e depois submetido a tratamento matemático conforme Anexo C.

Os dados dos ensaios em repouso do anemômetro 1D, obtido com o par transceptor T_3 e T_4 , variando-se o tempo de espera, segundo o que é descrito na seção 4.2.5, podem ser observados na tabela 4.8. Os sinais, para diferentes tempos de espera também podem ser vistos nas figuras 4.15, 4.16 e 4.17. Assumindo-se o valor do desvio padrão como o valor de amplitude do ruído, calculou-se o valor da gama dinâmica, DR, e da relação Sinal/Ruído, SNR, para a avaliar-se o melhor tempo de espera para a multiplexação.

Para cada um dos valores de pausa expresso na tabela 4.8 foram consideradas as seguintes possibilidades:

- a) DF, o valor diferencial da diferença de fase dado pelo programa-texto do Anexo C;
- b) MAF, o valor proporcionado pelo filtro de média móvel;
- c) Mediana, o valor da mediana segundo a segundo dos valores instrumentados pelo anemômetro 1D;
- d) $MAF_{mediana}$, o valor da média móvel realizada sobre os valores de mediana segundo a segundo⁷;

Segundo observação na tabela 4.8, dos valores de SNR e DR, conclui-se que a SNR melhora muito pouco depois que a espera atinge cerca de 50 ms, bem como a DR. Por este motivo arbitra-se como valor de pausa, na multiplexação Tx/Rx, o valor de 50 ms para o restante dos ensaios.

Considerando-se o restante do processo de instrumentação com tempo muito menor que 50 ms, e levando-se em conta que um ciclo de amostragem do anemômetro 3D passa pelos quatro transdutores, tem-se que o ciclo de amostragem levará aproximadamente 200 ms. Desta forma terá uma frequência de amostragem de aproximadamente 5 Hz, isto implica dizer, segundo o teorema de Nyquist, que o anemômetro 3D teria capacidade de representar variações na velocidade do vento de no máximo $\approx 2,5$ Hz.

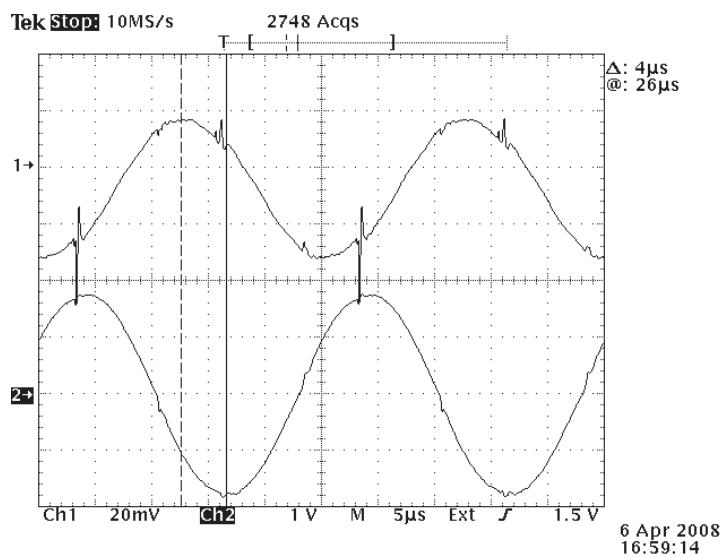
Variações de tempo de resposta dos circuitos de excitação, conforme relata (BRASSIER et al., 2001), e outras não linearidades, podem acrescentar erros às medidas, a exemplo do que pode ser observado na figura 4.18. Assim sendo, torna-se necessária a calibração de cada par transceptor e seu dado corrigido por um operador linear que corrija o erro descrito na

⁷ $MAF_{mediana}$, esta forma foi levada em conta para o caso de um anemômetro que faz várias medidas em um segundo, realiza a mediana e depois envia os dados para posterior processamento.

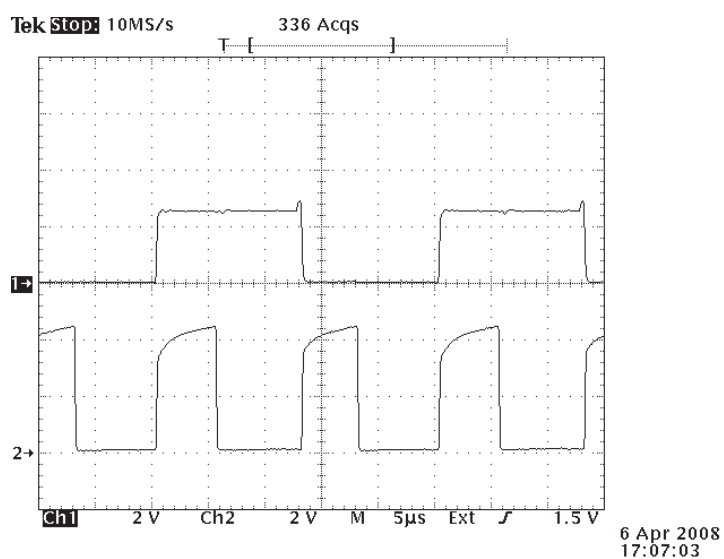
Tabela 4.8 – Dados dos ensaios com variação do tempo de espera para o início da instrumentação da largura de pulso

1 ms					
Dado	Desvio padrão(σ)	Média (μ)	Mediana	DR (dB)	SNR _{rep.} (dB)
DF	9,3626	$-2,1117 \times 10^{-6}$	$-2,1500 \times 10^{-6}$	52,3062	16,2671
MAF	$1,0202 \times 10^{-7}$	$-2,1128 \times 10^{-6}$	$-2,1038 \times 10^{-6}$	96,6400	60,6112
Mediana	$1,1941 \times 10^{-7}$	$-2,1534 \times 10^{-6}$	$-2,1500 \times 10^{-6}$	93,4930	57,8449
MAF _{mediana}	$7,3893 \times 10^{-8}$	$-2,1539 \times 10^{-6}$	$-2,1420 \times 10^{-6}$	103,0916	67,4483
5 ms					
DF	$5,4725 \times 10^{-7}$	$-2,2771 \times 10^{-6}$	$-2,2500 \times 10^{-6}$	63,0457	28,5147
MAF	$8,6534 \times 10^{-8}$	$-2,2761 \times 10^{-6}$	$-2,2703 \times 10^{-6}$	99,9332	65,3936
Mediana	$1,3275 \times 10^{-7}$	$-2,2633 \times 10^{-6}$	$-2,2500 \times 10^{-6}$	91,3740	56,7215
MAF _{mediana}	$9,0700 \times 10^{-8}$	$-2,2633 \times 10^{-6}$	$-2,2643 \times 10^{-6}$	98,9930	64,3408
10 ms					
DF	$4,4259 \times 10^{-7}$	$-2,1608 \times 10^{-6}$	$-2,1500 \times 10^{-6}$	67,2909	31,7112
MAF	$9,6458 \times 10^{-8}$	$-2,1612 \times 10^{-6}$	$-2,1791 \times 10^{-6}$	97,7619	62,1867
Mediana	$1,2769 \times 10^{-7}$	$-2,1570 \times 10^{-6}$	$-2,1500 \times 10^{-6}$	92,1520	56,5378
MAF _{mediana}	$8,6118 \times 10^{-8}$	$-2,1569 \times 10^{-6}$	$-2,1666 \times 10^{-6}$	100,0296	64,4143
20 ms					
DF	$3,3086 \times 10^{-7}$	$-2,2972 \times 10^{-6}$	$-2,3000 \times 10^{-6}$	73,1101	38,7551
MAF	$3,6892 \times 10^{-8}$	$-2,2978 \times 10^{-6}$	$-2,2907 \times 10^{-6}$	116,9844	82,6346
Mediana	$1,0540 \times 10^{-7}$	$-2,2808 \times 10^{-6}$	$-2,3000 \times 10^{-6}$	95,9881	61,4898
MAF _{mediana}	$4,1616 \times 10^{-8}$	$-2,2809 \times 10^{-6}$	$-2,2808 \times 10^{-6}$	114,5742	80,0766
50 ms					
DF	$1,9290 \times 10^{-7}$	$-2,1731 \times 10^{-6}$	$-2,2000 \times 10^{-6}$	83,9006	48,4352
MAF	$3,4153 \times 10^{-8}$	$-2,1733 \times 10^{-6}$	$-2,1720 \times 10^{-6}$	118,5271	83,0633
Mediana	$1,1245 \times 10^{-7}$	$-2,1764 \times 10^{-6}$	$-2,1750 \times 10^{-6}$	94,6935	59,2584
MAF _{mediana}	$4,7364 \times 10^{-8}$	$-2,1771 \times 10^{-6}$	$-2,1736 \times 10^{-6}$	111,9867	76,5581
100 ms					
DF	$1,8249 \times 10^{-7}$	$-2,1773 \times 10^{-6}$	$-2,2500 \times 10^{-6}$	85,0106	49,5833
MAF	$2,8091 \times 10^{-8}$	$-2,1759 \times 10^{-6}$	$-2,1731 \times 10^{-6}$	122,4353	86,9950
Mediana	$1,5188 \times 10^{-7}$	$-2,1827 \times 10^{-6}$	$-2,2500 \times 10^{-6}$	88,6826	53,3051
MAF _{mediana}	$4,0685 \times 10^{-8}$	$-2,1765 \times 10^{-6}$	$-2,1698 \times 10^{-6}$	115,0267	79,5922
200ms					
DF	$1,8771 \times 10^{-7}$	$-2,1661 \times 10^{-6}$	$-2,2500 \times 10^{-6}$	84,4464	48,9158
MAF	$8,0219 \times 10^{-9}$	$-2,1672 \times 10^{-6}$	$-2,1676 \times 10^{-6}$	147,5006	111,9808
Mediana	$1,5855 \times 10^{-7}$	$-2,1654 \times 10^{-6}$	$-2,1750 \times 10^{-6}$	87,8229	52,2861
MAF _{mediana}	$1,5196 \times 10^{-8}$	$-2,1672 \times 10^{-6}$	$-2,1654 \times 10^{-6}$	134,7234	99,2033
500ms					
DF	$1,8373 \times 10^{-7}$	$-2,1934 \times 10^{-6}$	$-2,1000 \times 10^{-6}$	84,8748	49,5952
MAF	$1,0877 \times 10^{-8}$	$-2,1893 \times 10^{-6}$	$-2,1929 \times 10^{-6}$	141,4106	106,0935
Mediana	$1,8373 \times 10^{-7}$	$-2,1934 \times 10^{-6}$	$-2,1000 \times 10^{-6}$	84,8748	49,5952
MAF _{mediana}	$1,0915 \times 10^{-8}$	$-2,1894 \times 10^{-6}$	$-2,1929 \times 10^{-6}$	141,3416	106,0250

equação (3.24) ($\delta_{ik} = \epsilon'_{ik} + k_{DF}(\nu_{\theta ik} - \nu_{\theta ki})$). O coeficiente linear ϵ'_{ij} pode ser obtido do valor do ensaio em repouso, já o coeficiente angular, sabendo-se o valor de k_{DF} e obtendo-se o valor da diferença de fase para um dado valor conhecido de $\nu_{\theta ij}$, é obtido facilmente. Desta forma tem-se a calibração do anemômetro 3D. Sobre a repetibilidade, vale ressaltar que nos ensaios, cujos dados são expostos nesta seção, o circuito foi desligado e ligado várias vezes, sem no entanto apresentar variação significativa nos seus dados.

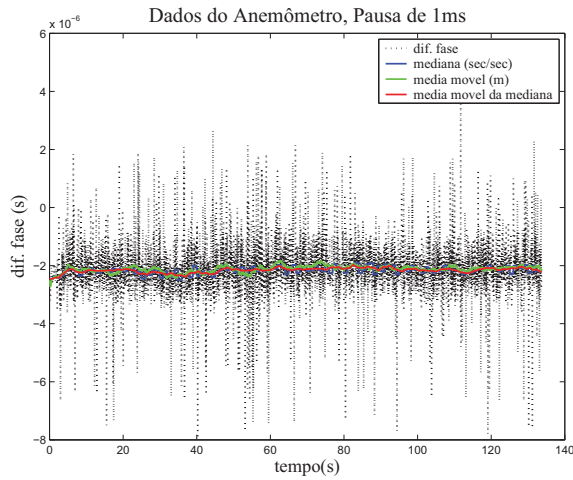


(a) Sinal recebido pelo TUS (canal 1), e sinal na saída do amplificador inversor (canal 2) ;

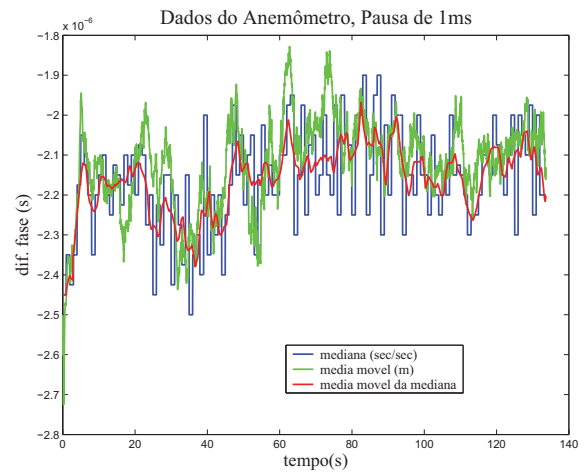


(b) Sinal na saída do comparador (canal 1) e sinal na saída do Xor (canal 2).

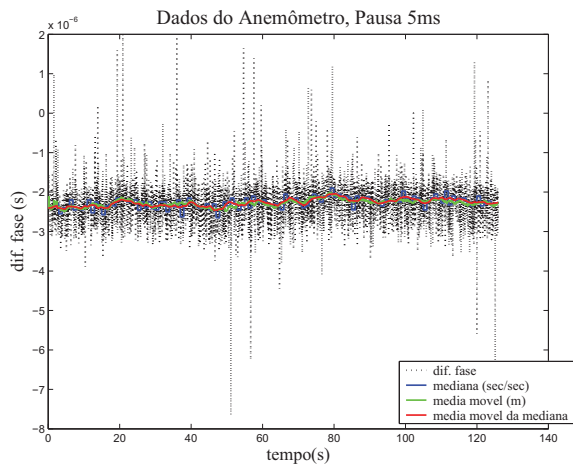
Figura 4.14 – Sinais no circuito de instrumentação do anemômetro da figura 3.12 para TUS/Rx.



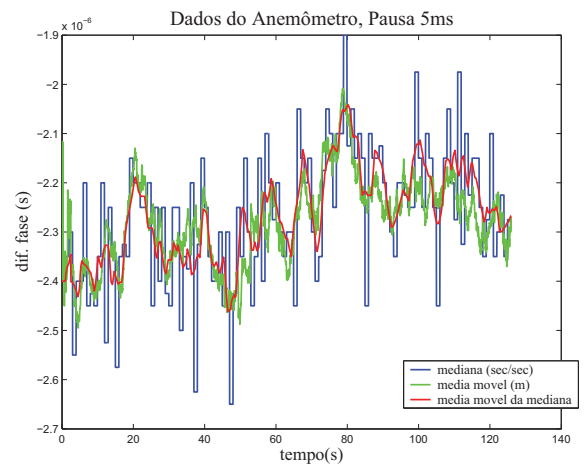
(a) Tempo de espera de 1ms;



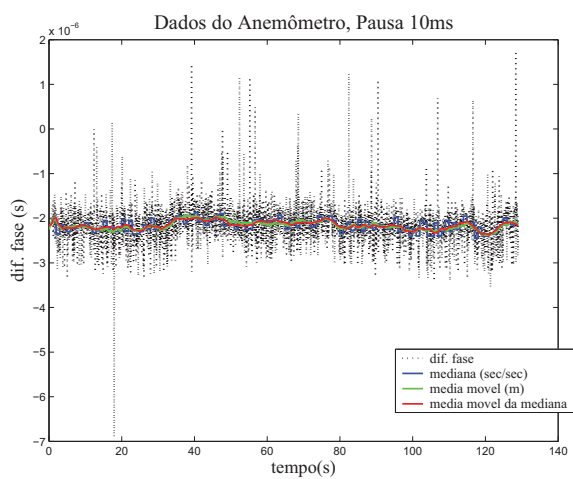
(b) Tempo de espera de 1ms;



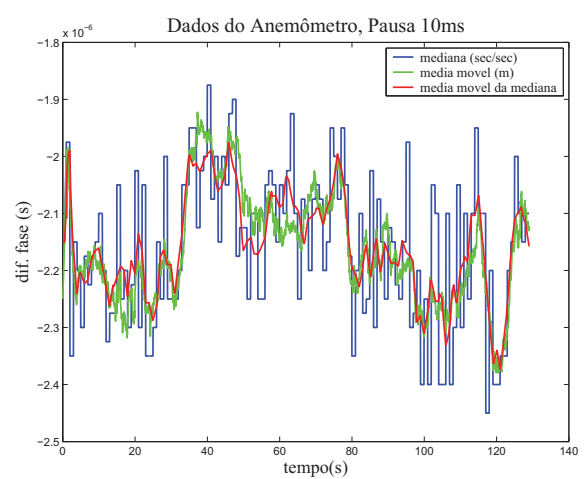
(c) Tempo de espera de 5ms;



(d) Tempo de espera de 5ms;

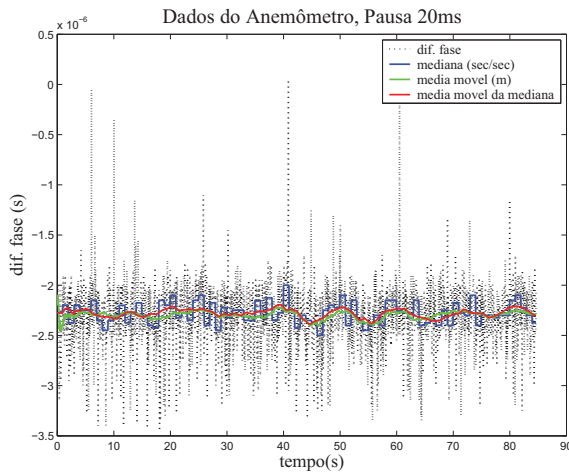


(e) Tempo de espera de 10ms;

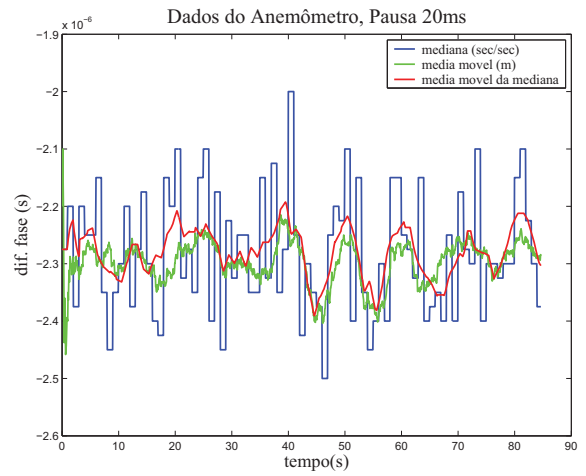


(f) Tempo de espera de 10ms;

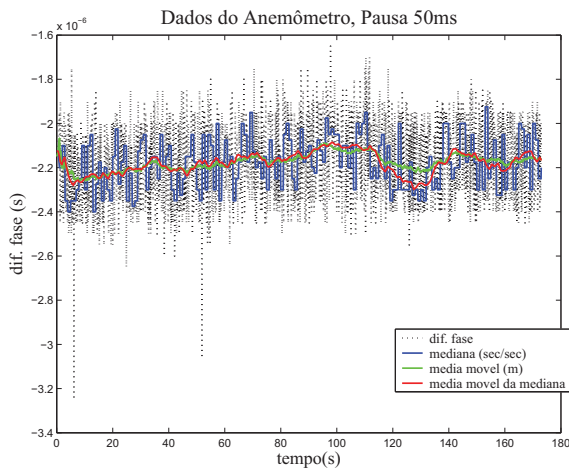
Figura 4.15 – Dados para $TUS=T_x/R_x$ e valores de diferença de fase para $\vec{v} = 0$, pausas de 1 a 10ms.



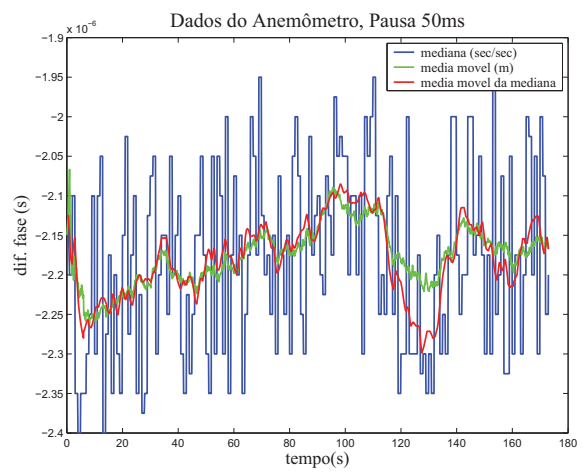
(a) Tempo de espera de 20ms;



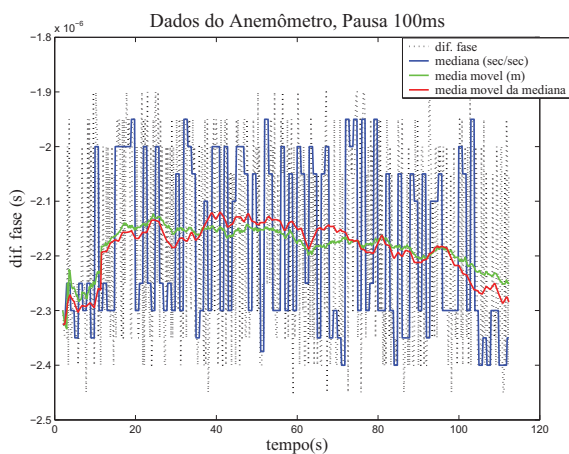
(b) Tempo de espera de 20ms;



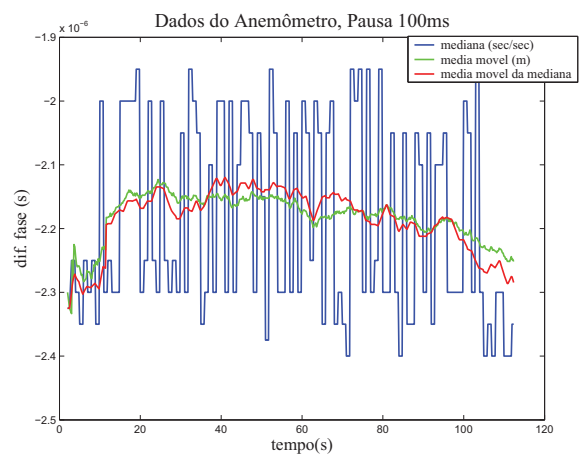
(c) Tempo de espera de 50ms;



(d) Tempo de espera de 50ms;

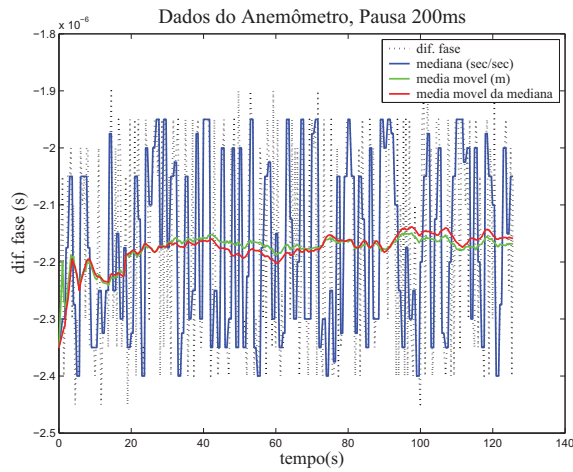


(e) Tempo de espera de 100ms;

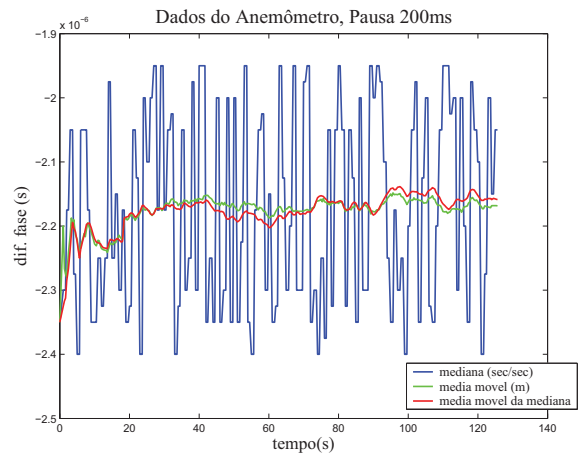


(f) Tempo de espera de 100ms;

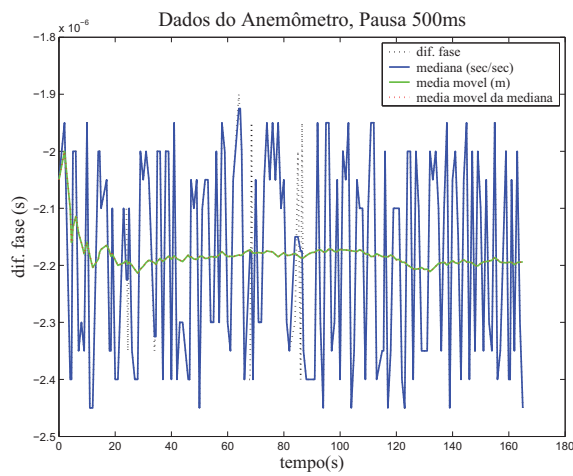
Figura 4.16 – Dados para $TUS=T_x/R_x$ e valores de diferença de fase para $\vec{v} = 0$, pausas de 20 a 100ms.



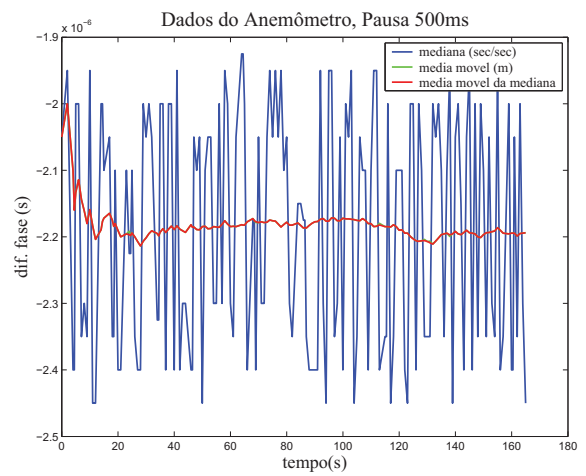
(a) Tempo de espera de 200ms;



(b) Tempo de espera de 200ms;

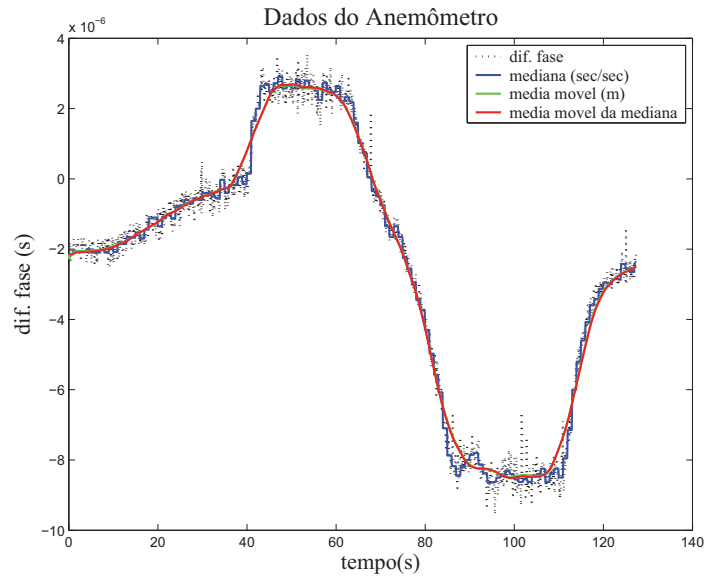


(c) Tempo de espera de 500ms;

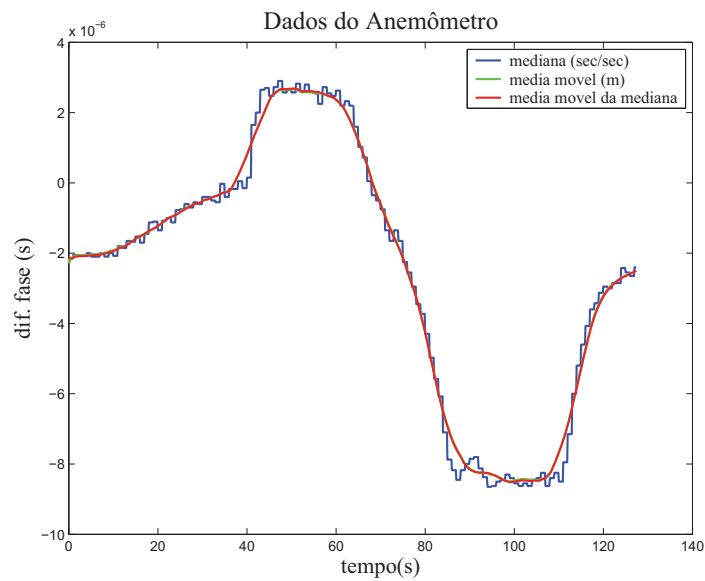


(d) Tempo de espera de 500ms;

Figura 4.17 – Dados para $TUS = T_x/R_x$ e valores de diferença de fase para $\vec{v} = 0$, pausas de 200 e 500ms.



(a) Leituras de variações aleatórias da velocidade do vento;



(b) Média móvel e mediana das leituras aleatórias da velocidade do vento.

Figura 4.18 – Leituras de variações aleatórias da velocidade do vento.

CONCLUSÕES

Este trabalho propõe tipos de sensores e arranjos de transdutores para utilização em um sistema de aquisição de dados agrometeorológicos robusto, eficiente e de acurácia compatível com as necessidades de monitoramento do agroclima. Tais sensores podem ser utilizados em sistemas de aquisição de dados agrometeorológicos, na forma de estações meteorológicas e de estações microclimáticas interligadas, podem ser uma ferramenta auxiliar muito útil para a agricultura de precisão e para o controle de alerta fito-sanitário. A utilização da solução proposta pode, por exemplo, colaborar fortemente para a diminuição das perdas na produção agrícola de grãos, como no caso da soja. Pode também colaborar para a racionalização da utilização e da aplicação de defensivos agrícolas, cujo excesso traz, tanto prejuízos econômicos, como ambientais.

Conforme o exposto, em uma infecção por fungos três das quatro fases de sua infecção ocorrem fora do hospedeiro. Isto implica grande influência do clima, sobretudo temperatura e a presença de água líquida sobre as plantas. A temperatura é importante porque regula a velocidade das reações químicas. A água líquida sobre a superfície das plantas tem fundamental importância, sobretudo na infecção por fungos, pois funciona como agente de transporte dos esporos e como meio para desenvolvimento do tubo germinativo do *Phakopsora pachyrhizi* e outros fungos. O vento, além de agente de dispersão dos esporos, possui importância capital no desenvolvimento da parte aérea das plantas. O vento possui ainda características 3D, não exploradas pelos anemômetros convencionais, os quais carregam informações sobre a convecção, por exemplo.

Os sensores mais utilizados comercialmente, do tipo resistivos, não representam grandezas graduais de molhamento, porque, na prática, não satisfazem a condição proposta na equação (3.8). O sensor capacitivo, ao contrário, é mais eficiente em representar quantidades graduais do molhamento foliar, bem como possui uma menor susceptibilidade a ruídos. O sensor resistivo, por sua vez, é mais sensível à contaminação. ZAMBROZI (2005) cita o problema da contaminação em um sensor de umidade relativa que opera de forma muito semelhante

ao sensor resistivo. Esta contaminação altera a condutividade do sensor alterando assim sua curva de resposta.

Ainda sobre os sensores de molhamento, observou-se que a cobertura com tinta latex, tanto no sensores capacitivos, como nos resistivos, faz com que se forme uma lâmina d'água uniforme sobre o sensor. Isto torna a secagem mais rápida, ao passo que nos sensores preparados com tinta esmalte e nos sensores sem cobertura são formadas gotas d'água que possuem uma superfície muito menor para um mesmo volume de água. Este fato proporciona uma maior evaporação nos sensores recobertos com tinta a base de água do que nos sensores recobertos com tinta esmalte. Consequentemente, o tempo de secagem é muito maior e, segundo SENTELHAS et al. (2004a), discrepante do tempo de secagem das folhas.

A instrumentação proposta para os sensores comerciais, na tentativa de se linearizar a medição do molhamento, faz com que eles se tornem mais sensíveis a ruídos. Outra desvantagem deste tipo de sensor é que ele deve ser banhado a ouro, para protegê-lo de corrosão provocada por intempéries, envelhecimento e ou por substâncias reagentes que possam ser aspergidas sobre os sensores, o que encarece o processo de fabricação, se comparado com os sensores feitos de trilhas de cobre convencionais. Já os capacitivos, além de apresentarem proporcionalidade com o molhamento, ao receberem pintura para a remoção da componente resistiva, ficam protegidos deste tipo de situação.

Conclui-se portanto que o sensor de molhamento foliar capacitivo possui um comportamento bastante linear, ao passo que o sensor resistivo de molhamento foliar é mais semelhante ao tipo *on/off*. Esta condição faz com que o sensor capacitivo recoberto com latex seja o mais indicado para instrumentar o molhamento foliar, isto devido à sua resposta (linear) aliada ao tempo de secagem, que é compatível com o descrito por SENTELHAS et al. (2004a).

A informação de velocidade e direção do vento proporcionada pelo anemômetro a ultra-som, com o arranjo 3D proposto, é de utilidade para a tomada de decisões em vários aspectos dos procedimentos de manejo em uma dada cultura. Isto porque, juntamente com as condições de umidade e temperatura, as condições de vento são fundamentais para se avaliar o melhor momento de se realizar aplicações de herbicidas, fungicidas e irrigação, por exemplo. Um anemômetro 3D fornece informações sobre as condições verticais do vento, as quais são fundamentais para a tomada de decisão quanto à pulverização de defensivos, também serve de base para se avaliar a necessidade da utilização de quebra-ventos ou demais medidas profiláticas (PEREIRA et al., 2002).

O anemômetro a ultra-som possui várias facilidades operacionais sobre os anemômetros convencionais. Dentre as facilidades, pode-se destacar: a menor necessidade de manutenção periódica, a inexistência de partes mecânicas móveis e a possibilidade de substituir-se o anemômetro convencional e a biruta simultaneamente. Do ponto de vista da instrumentação, o anemômetro e a biruta convencionais possuem uma imprecisão proporcionada pela inércia inicial, um valor de disparo.

A excitação mais indicada para o sistema proposto é a excitação por trem de pulsos, gerada digitalmente. Assim, proporciona-se uma maior estabilidade à frequência, versatilidade na configuração dos transdutores (Tx/Rx) e economia de energia, o que afeta diretamente a portabilidade e aplicabilidade do sistema, sobretudo em estações microclimáticas.

A instrumentação da velocidade de fluidos pelo efeito Doppler é bastante exata, possui uma ampla faixa de resposta e, além disso, possui proporção direta entre deslocamento de frequência e a velocidade do fluido. Contudo, necessita que haja partículas em suspensão no fluido para uma melhor gama dinâmica. Sendo assim, a forma de instrumentação mais recomendada é a forma de instrumentação por *tempo de trânsito*.

A instrumentação por Diferença de tempo, DT, baseia-se na comparação entre: uma dada tensão de referência e a amplitude da envoltória do pulso de ultra-som. Contudo, esta amplitude sofre influência de alguns fatores intrínsecos ao sistema. É sabido que o pulso sofre uma atenuação proporcional à distância percorrida pelo mesmo. Sabe-se também que a distância percorrida pelo pulso varia¹. Somado a isto, sabe-se que o sinal que chegará ao receptor não será irradiado do lóbulo central de irradiação do transdutor transmissor. Todos estes fatores proporcionam um desvanecimento do pulso de ultra-som e fazem com que a amplitude da envoltória seja bastante variável. Portanto, diferentes pontos da envoltória podem atingir a tensão de referência na comparação, inserindo um erro conceitual neste processo de instrumentação.

A atenuação citada acima também ocorre no processo de instrumentação por diferença de fase, DF. Contudo, insere uma incerteza muito menor no processo. Isto porque a incerteza ocorre em uma faixa de valores de tempo muito menores, pois a diferença de fase opera a frequência natural do transdutor. Outro fator que minimiza a interferência é a condição de inclinação (derivada instantânea V/s) da variação de tensão do sinal. No caso do método da diferença de fase, a comparação ocorre no momento de maior variação temporal da tensão no sensor, condição que não é garantida no método de diferença de tempo, logo a incerteza é menor na DF.

O método da correlação não é usual diante das necessidades do sistema proposto. Para a operação pelo método da correlação cria-se uma grande demanda de memória e altas taxas de amostragem (da ordem de $10 \times \omega_n$), o que, no caso dos transdutores utilizados, seria da ordem de 4×10^5 amostras/s, demandando, além de um grande espaço de memória, uma alta capacidade de amostragem e um alto custo computacional já mencionado.

Uma vantagem operacional da calibração das distâncias dos transdutores no anemômetro proposto é a possibilidade de se ajustar a distância de $n\lambda$. Confeccionado em maquinário de exatidão de $\pm 0,01$ mm, o suporte do protótipo possui boa exatidão no tamanho de suas arestas e nos seus ângulos. Contudo, pode-se obter um ajuste fino da distância entre os transdutores, pelo comprimento de onda da frequência natural dos transdutores. Isto se

¹A variação da distância se dá de acordo com o resultado da soma vetorial da velocidade do som e do vento

torna possível excitando-se um dos transdutores e verificando-se as diferenças entre as fases dos demais transdutores receptores e o transdutor emissor, e repetindo-se este procedimento para cada um dos vértices do tetraedro regular. Neste procedimento pode-se calibrar a distância entre os transdutores em um anemômetro comercial. Contudo no arranjo proposto calibram-se as distâncias e ajustam-se os ângulos simultaneamente, com exatidão superior à dos sensores comerciais.

Este arranjo traz várias vantagens sobre o arranjo 3D comercial, a primeira é que utiliza apenas quatro transdutores, enquanto o arranjo comercial utiliza seis. A segunda vantagem está na redundância, o arranjo proposto proporciona seis eixos, enquanto o arranjo comercial proporciona apenas três.

Em ambos os casos a distância pode ser ajustada em função do comprimento de onda, contudo, no arranjo proposto tem-se a vantagem de o ajuste da distância implicar ajustar-se também os ângulos. O ajuste pode ser feito simplesmente emitindo-se uma onda senoidal em um dos transdutores e observando-se as formas de onda nos demais transdutores. Assim, ajusta-se a distância entre os mesmos em função do comprimento de onda, a qual deve ser conhecida. Repetindo-se o processo para cada um dos quatro transdutores, obter-se-á a distância desejada, bem como os ângulos, e com pequena variação.

Uma vez atingidos alguns objetivos propostos neste trabalho, propõem-se alguns estudos sequenciais a este, os quais podem sucedê-lo, complementando-o e contribuindo para que este sistema seja realmente viável, cumprindo-se a finalidade proposta, que é servir de ferramenta para a agricultura de precisão, ajudando a melhorar a produtividade agrícola e proteger o meio-ambiente.

5.1 Trabalhos Futuros

São propostos, futuramente, estudos de campo para avaliar-se a operacionalidade e funcionalidade do sistema proposto. Isto poderia quantificar a melhoria no processo de tomada de decisão em um sistema de alerta fito-sanitário, e indicar qual a viabilidade operacional e econômica da implementação deste sistema comercialmente.

O erro obtido no anemômetro para quatro sistemas pode ser minimizado utilizando-se filtragem adaptativa, sobretudo princípios de Kalman para otimizar a Gama Dinâmica (DR) e a Relação Sinal Ruído (SNR). Pode-se avaliar a implementação de um algoritmo dedicado a definir qual(is) o(s) melhor(es) conjunto(s) de dados (\mathbf{S}_1 ou \mathbf{S}_2 ou \mathbf{S}_3 ou \mathbf{S}_4), minimizando-se ainda mais o erro.

Como trabalho futuro, sugere-se a implementação do Anemômetro 3D descrito e proposto em placa de circuito impresso, empregando-se técnicas de fabricação para a redução de ruídos como: plano de terra, conectores blindados (BNC). Sequencialmente sugere-se ensaios em

campo do anemômetro proposto, comparativamente com outros anemômetros ultrasônicos 3D.

Ao contrário do sensor resistivo comercialmente empregado, o sensor capacitivo abre espaço para mais pesquisas a respeito da correlação entre a infestação, por ferrugem asiática por exemplo, e a intensidade do molhamento. Isto evidencia a necessidade de mais testes, em campo, dos sensores de molhamento (SCMF). Tal qual é feito por SENTELHAS (2004), sugere-se verificar a correlação das medidas realizadas com os SCMF e o molhamento predito por grandezas agrometeorológicas².

²Cálculo do ponto de orvalho

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AIUM (1992). Acoustic output measurement and labeling standard for diagnostic ultrasound equipment. Relatório técnico, American Institute of Ultrasound in Medicine.
- BOLDRINI, J., COSTA, S., FIGUEIREDO, V., e WETZLER, H. (1980). *Álgebra Linear*. Harper & Row do Brasil, São Paulo:, 3rd edição.
- BRASSIER, P., HOSTEN, B., e VULOVIC, F. (2001). High-frequency transducers and correlation method to enhance ultrasonic gas flow metering. *Flow Measurement and Instrumentation*, pp. 201–211.
- CANTERI, M., GODOY, C., PONTE, M., FERNANDES, J., e PAVAN, W. (2004). Aplicações da computação na fitopatologia. *Revisão Anual de Patologia de Plantas*, 12:526–531.
- CHOI, S., YOON, Y., , e ALLEN, M. (2004). A tuneable capacitor using a immiscible bifluidic dielectric. *IEEE Microwave Symposium Digest*, 2:873–876.
- CSI (2006). Model 237 leaf wetness sensor. CS 2/06, CAMPBELL SCIENTIFIC INC.
- GILESPIE, T. e DUAN, R. (1987). A comparison of cylindrical and flat plate sensors. *Agricultural and Meteorology*, 40:61–70.
- GILLESPIE, T. e KIDD, G. (1978). Sensing duration of leaf moisture retention using electrical impedance grids. *Can. J. Plant Sci.*, 58:179–187.
- HEINRICH, R., MÁGORI, V., e TRÄNKLER, H.-R. (2002). Correlated microwave-ultrasonic multi-sensor for reliable measurements of velocity and range. *IEEE Instrumentation and Measurement*, pp. 21–23.
- JOHANSSON, J., GUSTAFSSON, M., e DELSING, J. (2006). Ultra-low power transmit/-receive asic for atery operated ultrasound measurement systems. *Sensors and Actuators*, pp. 371–328.
- LAU, Y., GLEASON, M., ZRIBA, N., TAYLOR, S., e HINZ, P. (2000). Effects of coating, deployment angle, and compass orientation on performance of electronic wetness sensors during dew periods. *Plant Disease*, 84:192–197.
- MARGRAVE, F., HIGAS, K., BRADLEY, D., e BARROWCLIFFE, P. (1999). The use of neural networks in ultrasonic flaw detection. *Measurement*, 25:343–354.
- MARIOLI, D., NARDUZZI, C., OFFELLI, C., PETRI, D., SARDINI, E., e TARONI, A. (1992). Digital time-of-flight measurement for ultrasonic sensors. *IEEE Transactions on*

- Instrumentation and Measurement*, 41:93–97.
- NAKAI, T., van der MOLEN, M., GASH, J., e KODAMA, Y. (2006). Correction of sonic anemometer angle of attack errors. *Agricultural and Forest Meteorology*, 136:19–30.
- NELSON, M., ORUM, T., J. GARCIA, R., e NADEEM, A. (1999). Applications of geographic information systems and geostatistics in plant disease epidemiology and management. *Plant Disease*, 4(83):526–531.
- NEPOMUCENO, L. X. (1968). *Acústica Técnica*. ETEGIL Editora Técnico-gráfica Industrial, São Paulo:, 1st edição.
- PEREIRA, A., ANGELOCCI, L., e SENTELHAS, P. (2002). *AGROMETEOROLOGIA: Fundamentos e Aplicações Práticas*. Livaria e Editora Agropecuária, Guaíba:, 1st edição.
- SEDRA, A. e SMITH, K. C. (2004). *Microeletronic Circuits*, volume International Student Edition. Oxford University Press, Inc., New York:, 5th edição.
- SENTELHAS, P. (2004). *Duração do período de Molhamento Foliar: Aspectos Operacionais da sua Medida, Variabilidade Espacial em Diferentes Culturas e sua Estimativa a Partir do Modelo de Penman-Monteith*. Tese de Doutorado, Escola Superior de Agricultura “Luiz de Queiroz”, Piracicaba. SP.
- SENTELHAS, P., GILLESPIE, T., GLEASON, M., MONTEIRO, J., e HELLAND, S. (2004a). Operational exposure of leaf wetness sensors. *Agricultural and Forest Meteorology*, 126:59–72.
- SENTELHAS, P., MONTEIRO, J., e GILLESPIE, T. (2004b). Electronic leaf wetness duration sensor: why it should be painted. *International Journal of Biometeorology*, 48:202–205.
- SKWAKREK, V., WINDORFER, H., e HANS, V. (2000). Measuring pulsating flow width ultrasound. *Measurement*, 29:225–236.
- WILSON, T., BLAND, W., e NORMAN, J. (1999). Measurement and simulation of dew accumulation and drying in a potato canopy. *Agricultural and Forest Meteorology*, 93:111–119.
- ZAMBROZI, J. P. (2005). Sensor de umidade microeletrônico baseado em capacitor com dielétrico higroscópico. Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas. SP.

 APÊNDICE A

TRATAMENTO DOS DADOS DOS SMF

O algoritmo a seguir foi implementado para o tratamento matemático dos dados dos ensaios com os SRMF e os SCMF, colhidos com a ajuda do LabView.

```

function [x,y]=molhamento(tst);

[row,col]=size(tst)
%%//implementacao do filtro de media movel//
m=11; %%//tamanho da janela do filtro
janela=0;
eme=ceil(m/2);

for i=1:1:row,
    janela=janela+tst(i,:);
    if i<=m
        tratado(i,:)=janela/i;
    elseif (m<i)&(i<=(row-eme))
        tratado(i-eme,:)=janela/m;
        janela=janela-tst(i-m,:);
    elseif i>(row-eme)
        tratado([i-eme:row],:)=tst([i-eme:row],:);
    end
end

%%% normalizacao dos dados dos sensores %%%
for i=1:col,
    minimo=min(tratado([1:row],i));
    trat_norm(:,i)=tratado(:,i)-minimo;
    maximo=max(trat_norm(:,i));
    trat_norm(:,i)=trat_norm(:,i)./maximo;
end

%%% plot dos sensores resistivos normalizados sem titulo,

figure(1);
h=plot(tempo([50:200:row]),trat_norm([50:200:row],1),'k*-',tempo([50:200:row]),

```

```

trat_norm([50:200:row],2), 'kv-',tempo([50:200:row]), trat_norm([50:200:row],7),
'k^-',tempo([50:200:row]), trat_norm([50:200:row],8), 'ks-',tempo([50:200:row]),
trat_norm([50:200:row],9), 'ko-',tempo([50:200:row]), trat_norm([50:200:row],10),
'kp-');
set(h, 'LineWidth', [2]);
h=legend('sensor_#1', 'sensor_#2', 'sensor_#7', 'sensor_#8', 'sensor_237_#1',
'sensor_237_#2', -1);
set(h, 'FontName', 'Times', 'FontSize', 12)
title('Sensores_Resistivos_Normalizados', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 18);
xlabel('tempo(s)', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 16);
ylabel('molhamento', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 16);
fn = 'resistivos_normalizados';
print(gcf, '-depsec', fn);
pause();

```

%% plot dos sensores capacitivos normalizados sem titulo ,

```

figure(2);
h=plot(tempo([50:200:row]), trat_norm([50:200:row],3), 'kd-',tempo([50:200:row]),
trat_norm([50:200:row],4), 'ko-',tempo([50:200:row]), trat_norm([50:200:row],5),
'kp-',tempo([50:200:row]), trat_norm([50:200:row],6), 'k*-');
set(h, 'LineWidth', [2]);
h=legend('sensor_#3', 'sensor_#4', 'sensor_#5', 'sensor_#6');
set(h, 'FontName', 'Times', 'FontSize', 12)
title('Sensores_Capacitivos_Normalizados', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 18);
xlabel('tempo(s)', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 16);
ylabel('molhamento', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 16);
fn = 'capacitivos_normalizados';
print(gcf, '-depsec', fn);
pause();

```

tem=row/3;

%% plot dos sensores cobertos com latex sem titulo

```

figure(3);
h=plot(tempo([20:50:tem]), trat_norm([20:50:tem],3), 'kd-',tempo([20:50:tem]),
trat_norm([20:50:tem],4), 'ko-',tempo([20:050:tem]), trat_norm([20:50:tem],7),
'k^-',tempo([20:50:tem]), trat_norm([20:50:tem],8), 'ks-');
set(h, 'LineWidth', [2]);
h=legend('sensor_#3', 'sensor_#4', 'sensor_#7', 'sensor_#8', 3);
set(h, 'FontName', 'Times', 'FontSize', 12)
title('Sensores_Recobertos_com_Latex', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 18);
xlabel('tempo(s)', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 16);
ylabel('molhamento', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 16);
fn = 'sensores_latex_st';
print(gcf, '-depsec', fn);
pause();

```

%% plot dos sensores sem cobertura de latex

```
figure (6);  
h=plot (tempo ([50:200:row]), trat_norm ([50:200:row],1), 'ko-', tempo ([50:200:row]),  
trat_norm ([50:200:row],2), 'ks-', tempo ([50:200:row]), trat_norm ([50:200:row],5),  
'kx-', tempo ([50:200:row]), trat_norm ([50:200:row],6), 'kd-');  
set (h, 'LineWidth', [2]);  
h=legend ('sensor_#1', 'sensor_#2', 'sensor_#5', 'sensor_#6', 0);  
set (h, 'FontName', 'Times', 'FontSize', 12)  
title ('Sensores sem Latex', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 18);  
xlabel ('tempo (s)', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 16);  
ylabel ('molhamento', 'FontName', 'Times', 'FontSize', 16);  
fn = 'sensores_s_latex_st';  
print (gcf, '-depsec', fn);  
pause ();  
  
endfunction
```

APÊNDICE B

SIMULAÇÃO DO ANEMÔMETRO 3D

Segue-se o algoritmo em MATLAB para a simulação da obtenção do vetor \vec{v} a partir de seus momentos sobre um trio de eixos não ortogonais e cálculo do erro quadrático médio.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Determinacao de variaveis %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%representacao a <vatheta <zeta
clear all;
matriz_erro=11;
amostras=10000;           %numero de amostras
N=2;                      %numeros de elementos a imprimir no plot3()

%alpha °=60 angulo entre as arestas
alpha=pi/3;

%phi=asin(sqrt(3)) angulo entre face e aresta oposta
phi=asin(sqrt(3)/3);

%ang. entre o X-14 e sua projecao no plano X-12 0 X-13
gamma=(pi/2)-phi;

% Para calculo de erros
cte_erro=linspace(1.05,.95, matriz_erro);
erro=0;
sqm_err=zeros(3, matriz_erro);

G=inv([1 cos(gamma); cos(gamma) 1]); %para calculo da elevacao
A=inv([1 cos(alpha) ; cos(alpha) 1]); %para calculo das componentes 2D
U=inv([1 cos(alpha); sin(alpha) 0]);

%versor auxiliar
V_aux=([cos(alpha/2) sin(alpha/2)]);

```

```

%variacao de zeta para calculo de erro
zeta=pi/4;
vec_zeta=cte_erro*pi/4;

%variacao de alpha para calculo de erro
vartheta=pi/4;
vec_vartheta=cte_erro*pi/4;

%%% Matriz de rotacao do sistema S1 - para
%%% \chi_{12} = x(rotacionado)
% Xi_1=2*pi-gamma;
% var_theta1=0;
% psi_1=0;
Rs1=([1 0 0; 0 cos(gamma) -sin(gamma); 0 sin(gamma) cos(gamma)]);

%%% Matriz de rotacao do sistema S2 - para
%%% \chi_{23} = x(rotacionado)
% Xi_2=gamma;
% var_theta2=0;
% psi_2=pi;
Rs2=([-1 0 0; 0 -cos(gamma) sin(gamma); 0 sin(gamma) cos(gamma)]);

%%% Matriz de rotacao do sistema S3 - para
%%% \chi_{31} = x(rotacionado)
% Xi_3=pi;
% var_theta3=2*pi-gamma;
% psi_3=3*pi/2 ;
Rs3=([0 -cos(gamma) sin(gamma); -1 0 0; 0 -sin(gamma) -cos(gamma)]);

%%% Matriz de rotacao do sistema S4 - para
%%% \chi_{24} = x(rotacionado)
% Xi_4=0;
% var_theta4=pi-gamma;
% psi_4=3*pi/2;
Rs4=([ 0 cos(gamma) -sin(gamma); 1 0 0; 0 -sin(gamma) -cos(gamma)]);

% for K=1:matriz_erro ,
%     %variacao de vartheta;
%     vartheta=vec_vartheta(K);

for K=1:matriz_erro ,
%variacao de phi
zeta=vec_zeta(K);
for I=1:amostras ,

%%% Geracao de um vetor \nu pseudo-aleatorio
%%%
%
vx=linspace(0,rand,N); % componente em 'x'

```

```

vy=linspace(0,rand,N);      % componente em 'y'
vz=linspace(0,rand,N);      % componente em 'z'
nu=[vx(N);vy(N);vz(N)];    % vetor aleatorio
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%   Determinacao dos versores do sistema nao ortogonal
%   com a mesma orientacao do prototipo do sensor
%   primeira linha da matriz de tempos de transito
%   V1=(0 chi_12 chi_13 chi_14)
%       versor \ chi_{12}
x12x=linspace(0,1,N);
x12y=zeros(N);
x12z=zeros(N);
chi_12=[x12x(N),x12y(N),x12z(N)];

%       versor \ chi_{13}
x13x=linspace(0,cos(vartheta)*sin(zeta),N);
x13y=linspace(0,sin(vartheta)*sin(zeta),N);
x13z=linspace(0,cos(zeta),N);
chi_13=[x13x(N),x13y(N),x13z(N)];

%       versor \ chi_{14}
x14x=linspace(0,cos(-vartheta)*sin(zeta),N);
x14y=linspace(0,sin(-vartheta)*sin(zeta),N);
x14z=linspace(0,cos(zeta),N);
chi_14=[x14x(N),x14y(N),x14z(N)];

%   segunda linha da matriz de tempos de transito
%   V2=(chi_21 0 chi_23 chi_24)
%       versor \ chi_{23}
x23x=linspace(0,cos(pi-vartheta)*sin(zeta),N);
x23y=linspace(0,sin(pi-vartheta)*sin(zeta),N);
x23z=linspace(0,cos(zeta),N);
chi_23=[x23x(N),x23y(N),x23z(N)];

%       versor \ chi_{24}
x24x=linspace(0,sin(zeta)*cos(pi+vartheta),N);
x24y=linspace(0,sin(zeta)*sin(pi+vartheta),N);
x24z=linspace(0,cos(zeta),N);
chi_24=[x24x(N),x24y(N),x24z(N)];

%   terceira linha da matriz de tempos de transito
%   V3=(chi_31 chi_32 0 chi_34)
%       versor \ chi_{34}
x34x=linspace(0,cos(5*pi/4+vartheta),N);
x34y=linspace(0,sin(5*pi/4+vartheta),N);
x34z=zeros(N);
chi_34=[x34x(N),x34y(N),x34z(N)];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%   Calculo dos momentos
%   valores que serao adquiridos pelos transdutores de ultrason
%   de forma diferencial sobre cada um dos caminhos entre os TUS
a12=chi_12*nu;  a13=chi_13*nu;  a14=chi_14*nu;

```



```

vy34=zeros(N);
vz34=zeros(N);
v34=( [vx34(N); vy34(N); vz34(N)] );
v_theta_34=(a34/sqrt(a34^2))*sqrt(v34'*v34);           %sentido e amplitude
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
vetor V_theta_24 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
vx31=linspace(0,a13*cos(alpha),N);
vy31=linspace(0,a13*sin(alpha),N);
vz31=zeros(N);
v31=( [vx31(N); vy31(N); vz31(N)] );
v_theta_31=(-1*a13/sqrt(a13^2))*sqrt(v31'*v31);       %sentido e amplitude
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
vetor V_theta_34 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
vx32=linspace(0,a23*sin(phi)*cos(alpha/2),N);
vy32=linspace(0,a23*sin(phi)*sin(alpha/2),N);
vz32=linspace(0,a23*cos(phi),N);
v32=( [vx32(N); vy32(N); vz32(N)] );
v_theta_32=(-1*a23/sqrt(a23^2))*sqrt(v32'*v32);     %sentido e amplitude

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% sistema S4 - ortogonaliza
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
vetor V_theta_43 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
vx43=linspace(0,-1*a34,N);
vy43=zeros(N);
vz43=zeros(N);
v43=( [vx43(N); vy43(N); vz43(N)] );
v_theta_43=(-1*a34/sqrt(a34^2))*sqrt(v43'*v43);     %sentido e amplitude
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
vetor V_theta_42 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
vx42=linspace(0,-1*a24*cos(alpha),N);
vy42=linspace(0,-1*a24*sin(alpha),N);
vz42=zeros(N);
v42=( [vx42(N); vy42(N); vz42(N)] );
v_theta_42=(-1*a24/sqrt(a24^2))*sqrt(v42'*v42);     %sentido e amplitude
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
vetor V_theta_41 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
vx41=linspace(0,-1*a14*sin(phi)*cos(alpha/2),N);
vy41=linspace(0,-1*a14*sin(phi)*sin(alpha/2),N);
vz41=linspace(0,-1*a14*cos(phi),N);
v41=( [vx41(N); vy41(N); vz41(N)] );
v_theta_41=(-1*a14/sqrt(a14^2))*sqrt(v41'*v41);     %sentido e amplitude

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Calculo %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Sistema 1
% Calcula as componentes em 2D
V_x=A*( [v_theta_12; v_theta_13] );
V_2D=( [V_x(1)+V_x(2)*cos(alpha); sin(alpha)*V_x(2)] );
V_2Dproj=V_aux*V_2D;
V_auxx=G*( [v_theta_14; V_2Dproj] );
Vx3=V_auxx(1);
V_2Dreal=V_auxx(2);

%vetor vx14
vxss3=linspace(0,Vx3*sin(phi)*cos(alpha/2),N);

```

```

vyss3=linspace(0,Vx3*sin(phi)*sin(alpha/2),N);
vzss3=linspace(0,Vx3*cos(phi),N);

%vetor soma correta
sumxx=linspace(0,V_x(1)+cos(alpha)*V_x(2),N);
sumyy=linspace(0,sin(alpha)*V_x(2),N);
sumzz=linspace(0,Vx3*cos(phi),N);
vx123=( [sumxx(N);sumyy(N);sumzz(N)] );

% ç Rotaao do sistema S1

vx123R=Rs1*vx123;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Calculo %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Sistema 2

% Calcula as componentes em 2D
V_x=A*( [v_theta_21;v_theta_24] );
vxss2=linspace(0,cos(alpha)*V_x(2),N);
vyss2=linspace(0,sin(alpha)*V_x(2),N);
vzss2=linspace(0,0,N);

V_2D=( [V_x(1)+V_x(2)*cos(alpha);sin(alpha)*V_x(2)] );
V_2Dproj=V_aux*V_2D;
V_auxx=G*( [v_theta_23;V_2Dproj] );
Vx3=V_auxx(1);
V_2Dreal=V_auxx(2);

%vetor soma correta
sumxx=linspace(0,V_x(1)+cos(alpha)*V_x(2),N);
sumyy=linspace(0,sin(alpha)*V_x(2),N);
sumzz=linspace(0,Vx3*cos(phi),N);
vx234=( [sumxx(N);sumyy(N);sumzz(N)] );
vx234R=Rs2*vx234;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Calculo %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Sistema 3

% Calcula as componentes em 2D
V_x=A*( [v_theta_34;v_theta_31] );

V_2D=( [V_x(1)+V_x(2)*cos(alpha);sin(alpha)*V_x(2)] );
V_2Dproj=V_aux*V_2D;
V_auxx=G*( [v_theta_32;V_2Dproj] );
Vx3=V_auxx(1);
V_2Dreal=V_auxx(2);

%vetor soma correta

```

 APÊNDICE C

TRATAMENTO DOS DADOS DO ANEMÔMETRO 1D

O programa-texto em Matlab a seguir foi utilizado para se obter valores de velocidade a partir dos dados do anemômetro 1D ensaiado.

```

function [a,m]=dados_anemometro(txt,M)
% load(' -ascii ', 'arquivo.txt ');
%
% txt=arquivo;
%
% determinar o tamanho da janela (m)
m=M;
tst=txt(:,[1,2,3]);
tempo=txt(:,[4,5,6]);
[row,col]=size(tst);
tempo_r=zeros(row,1);
% converte o tempo hh:mm:ss em segundos
for i=row:-1:1,
    tempo_r(i)=(tempo(i,:) - tempo(1,:))*[3600;60;1];
end

clear vec_tau;
vec_tau=zeros(floor(row/2),1);
clear temp_r;
temp_r=zeros(floor(row/2),1);

% calcula o tempo diferencial
for i=1:1:row,
    if tst(i,1)==1
        aux1=tst(i,3);
    else
        aux2=tst(i,2);
        vec(i)=aux1-aux2;
    end
  
```

```

end

% ordena e corrige as dimensoes do vetor de tempo diferencial e o tempo do evento
for i=2:2:row
    vec_tau(i/2)=vec(i);
    temp_r(i/2)=tempo_r(i);
end

% calcula a mediana segundo a segundo
% e escalona o tempo em ms
vec_med=vec_tau;
n=0;
for i=2:1:floor(row/2)
    if temp_r(i-1)==temp_r(i)
        n=n+1;
    elseif n~=0
        aux=median(vec_med([i-n-1:i-1]));
        aux_v=aux*ones(n+1,1);
        vec_med([i-n-1:i-1])=aux_v;
        temp_r([i-n-1:i])=linspace(temp_r([i-n-1]),temp_r(i),(n+2));
        n=0;
    end
end

end

%%%% M A F %%%
% filtro de media movel sobre vec_tau
% m= tamanho da janela de soma circular
janela=0; %inicia janela de soma circular
clear tratado;
for i=1:1:floor(row/2),
    janela=janela+vec_tau(i);
    if i<m
        tratado(i)=janela/i;
    elseif (m<=i)&(i<=floor(row/2)-floor(m/2))
        tratado(i-floor(m/2))=janela/m;
        janela=janela-vec_tau(i-m+1);
    elseif i==(floor(row/2)-floor(m/2)+1)
        tratado([i-floor(m/2)+1:floor(row/2)])=vec_tau([i-floor(m/2)+1:floor(row/2)]);
    end
end

end

% filtro de media movel sobre vec_med
% m=51; %tamanho da janela
janela=0;
clear tratado_med;
for K=1:floor(row/2),
    janela=janela+vec_med(K);
    if K<m
        tratado_med(K)=janela/K;
    elseif (m<=K)&(K<=floor(row/2)-floor(m/2))
        tratado_med(K-floor(m/2))=janela/m;
    end
end

```

```

        janela=janela-vec_med(K-m+1);
    elseif K>(floor(row/2)-floor(m/2)+1)
        tratado_med([(K-floor(m/2)+1):floor(row/2)])=vec_med([(K-floor(m/2)+1):
        floor(row/2)]);
    end
end
end

figure(1)
h=plot(temp_r([1:floor(row/2)-m]),vec_tau([1:floor(row/2)-m]),'k:',
temp_r([1:floor(row/2)-m]),vec_med([1:floor(row/2)-m]),'b',
temp_r([1:floor(row/2)-m]),tratado([1:floor(row/2)-m]),'g',
temp_r([1:floor(row/2)-m]),tratado_med([1:floor(row/2)-m]),'r');
set(h,'LineWidth',[1.5])
h=legend('dif. fase','mediana(sec/sec)','media_movel(m)','media_movel_da_mediana');
set(h,'FontName','Times','FontSize',12)
title('Dados do Anemometro','FontName','Times','FontSize',18);
xlabel('tempo(s)','FontName','Times','FontSize',16);
ylabel('dif. fase(s)','FontName','Times','FontSize',16);
fn = 'dados_anemometro1';
print(gcf,'-depsec',fn);

```

```

figure(2)
h=plot(temp_r([1:floor(row/2)-m]),vec_med([1:floor(row/2)-m]),'b',
temp_r([1:floor(row/2)-m]),tratado([1:floor(row/2)-m]),'g',
temp_r([1:floor(row/2)-m]),tratado_med([1:floor(row/2)-m]),'r');
set(h,'LineWidth',[1.5])
h=legend('mediana(sec/sec)','media_movel(m)','media_movel_da_mediana');
set(h,'FontName','Times','FontSize',12)
title('Dados do Anemometro','FontName','Times','FontSize',18);
xlabel('tempo(s)','FontName','Times','FontSize',16);
ylabel('dif. fase(s)','FontName','Times','FontSize',16);
fn = 'dados_anemometro2';
print(gcf,'-depsec',fn);

```

% Dados para a confecção de tabelas com os valores de média,

% desvio padrão, SNR e DR

```
DFs=std(vec_tau(m:floor((row/2)-m)))
```

```
DF=mean(vec_tau(m:floor((row/2)-m)))
```

```
median(vec_tau(m:floor((row/2)-m)))
```

```
20*log(12.8e-6/DFs)
```

```
20*log(abs(DF)/DFs)
```

```
MAFs=std(tratado(m:floor((row/2)-m)))
```

```
MAF=mean(tratado(m:floor((row/2)-m)))
```

```
median(tratado(m:floor((row/2)-m)))
```

```
20*log(12.8e-6/MAFs)
```

```
20*log(abs(MAF)/MAFs)
```

```
MEDIANAs=std(vec_med(m:floor((row/2)-m)))
```

```
MEDIANA=mean(vec_med(m: floor((row/2)-m)))
```

```
median(vec_med(m: floor((row/2)-m)))
```

```
20*log(12.8e-6/MEDIANAs)
```

```
20*log(abs(MEDIANA)/MEDIANAs)
```

```
MAF_MEDIANAs=std(tratado_med(m: floor((row/2)-m)))
```

```
MAF_MEDIANA=mean(tratado_med(m: floor((row/2)-m)))
```

```
median(tratado_med(m: floor((row/2)-m)))
```

```
20*log(12.8e-6/MAF_MEDIANAs)
```

```
20*log(abs(MAF_MEDIANA)/MAF_MEDIANAs)
```

APÊNDICE D

PERDAS NA PRODUÇÃO BRASILEIRA DE GRÃOS PROVOCADAS PELA FERRUGEM ASIÁTICA

As perdas em grãos provocadas pela ferrugem asiática da soja somaram aproximadamente 4,5% da safra brasileira de soja em 2006/07, o que equivale a 2,67 milhões de toneladas de grãos ou U\$ 615,7 milhões, considerando o preço médio de U\$ 230,6 a tonelada de soja. Somando-se o custo da operação de controle, cuja média nacional ficou em 2,3 aplicações por hectare, o que representa US\$1,58 bilhão, o custo total da ferrugem asiática na safra 2006/07 é de U\$ 2,19 bilhões.

Os números finais dos prejuízos provocados pela ferrugem na safra 2006/07 foram divulgados em artigo elaborado por pesquisadores da Embrapa Soja. Segundo Cláudia Godoy, fitopatologista da Embrapa Soja, existe uma tendência de estabilização dos prejuízos provocados pela ferrugem, que na safra passada foi estimado em U\$2,12 bilhões. Segundo ela: “Apesar de a safra brasileira ter sido maior este ano, técnicos de diferentes regiões ainda relatam perdas causadas pela ferrugem. Ao longo dos anos, temos percebido que essas perdas estão ocorrendo em menor escala e de forma localizada, refletindo problemas na tecnologia de aplicação dos fungicidas, atraso nas aplicações devido às condições climáticas desfavoráveis e ao uso de doses de fungicida abaixo das recomendadas”.

Segundo Godoy, por mais eficientes que sejam os produtos usados no controle das doenças da soja, ainda existem alguns pontos críticos, como o momento ideal para início da aplicação, o que pode comprometer os resultados. “Além disso, muitas vezes o agricultor está preparado para combater a doença, mas as condições climáticas não permitem que se faça a aplicação”. Os cálculos elaborados pela Embrapa foram baseados em um levantamento realizado junto às cooperativas, universidades, fundações de pesquisa, órgãos de assistência técnica e extensão rural de diferentes estados produtores e nos dados apresentados pela Companhia Nacional de Abastecimento (Conab).

Em 2007, as entidades que integram o Consórcio Antiferrugem registraram a ocorrência de 2980 focos de ferrugem em todo o território brasileiro. Na safra 2005/06, foram 1359 registros. “Esse aumento se deve à maior eficiência da rede de laboratórios na alimentação das informações”, explica a pesquisadora Claudine Santos Seixas, da Embrapa Soja. Este ano, a Bahia foi o estado campeão no registro das ocorrências, com 846 focos, seguido de Mato Grosso do Sul (666), Paraná (662) e Rio Grande do Sul (425). Segundo Seixas “Embora se saiba da ocorrência generalizada da doença em Mato Grosso, o número de focos não retrata a realidade em função do menor número de instituições de pesquisa naquele estado, que são as responsáveis pelo cadastro das informações no site”.

Fonte: Sistema de Alerta da Embrapa de 15 de maio de 2007, Redação: Carina Gomes (MTB 3914/PR), no site:http://www.cnpso.embrapa.br/alerta/ver_alerta.php?cod_pagina_sa=175&cultura=1, pesquisado por Rodger V. Pereira em julho de 2007.