



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

Dissertação de Mestrado

**Incerteza na Medição de Velocidade de
Fluido Usando Anemômetro com um Único
Sensor Aquecido**

Dennis Viana Santana

Campina Grande – PB
Dezembro de 2010

Incerteza na Medição de Velocidade de Fluido Usando Anemômetro com um Único Sensor Aquecido

Dennis Viana Santana

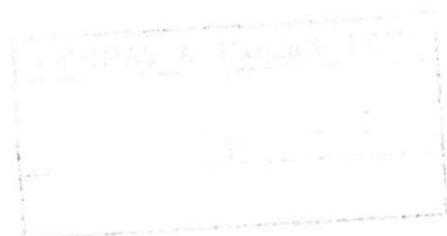
Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Raimundo C. S. Freire, Dr. – UFCG
Orientador

Amauri Oliveira, Dr. – UFBA
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil
Dezembro de 2010





FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCC

S232i Santana, Dennis Viana.

Incerteza na medição de velocidade de fluido usando anemômetro com um único sensor aquecido / Dennis Viana Santana. — Campina Grande, 2010.

51 f.: il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Orientadores: Prof^o. Dr^o. Raimundo C.S. Freire, Prof^o. Dr^o. Amauri Oliveira.

Referências.

1. Filtros Elétricos. 2. Anemômetro. 3. Velocidade de Fluido. 4. Sensor Termoresistivo. I. Título.

CDU 621.372.852.1(043)

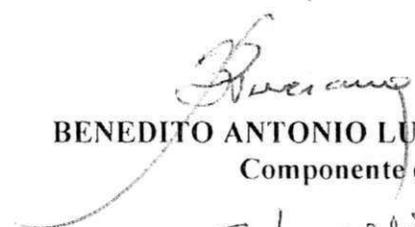
**INCERTEZA NA MEDIÇÃO DE VELOCIDADE DE FLUIDO USANDO
ANEMÔMETRO COM UM ÚNICO SENSOR AQUECIDO**

DENNIS VIANA SANTANA

Dissertação Aprovada em 17.12.2010


RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG
Orientador

AMAURI OLIVEIRA, D.Sc., UFBA
Orientador (Ausência Justificativa)


BENEDITO ANTONIO LUCIANO, D.Sc., UFCG
Componente da Banca


EMMANUEL DUPOUY, Dr., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
DEZEMBRO - 2010

Dedicatória

A Deus, por ter uma forte presença em minha vida.

Aos meus pais, Romeu Batista Santana e Gladselma Viana Santana, por terem se sacrificado tanto para que eu tivesse uma boa formação profissional e sempre me apoiaram nos momentos mais difíceis e decisivos da minha vida.

À minha esposa, Danyelle Mousinho Medeiros Santana, por ter me apoiado e por ter sido minha companheira de alta luz.

À minha filha, Julia Mousinho Medeiros Santana, o melhor presente que eu já recebi de Deus.

Às minhas irmãs, Livia, Aline e Liane Viana Santana, pelo apoio emocional.

Agradecimentos

Aos meus orientadores, professores Raimundo Carlos Silvério Freire e Amauri Oliveira, pela presteza e pelas inúmeras contribuições para realização deste trabalho.

Ao engenheiro Vitor Pinheiro Ferreira, pelas discussões e contribuições enriquecedoras que ajudaram no desenvolvimento deste trabalho.

À minha esposa, a engenheira Danyelle M. M. Santana pelas discussões e pelo auxílio no desenvolvimento desta obra.

Ao Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial – SENAI pelo apoio financeiro.

Aos colegas Karolie Nobre, Fabrício Simões, Marília Andrade, Fúlvio Serpentine, Greta Fernandes, Frederico Cesário, Alessandro V. Fontes, Marina Altidis, Milton Bastos e Anderson V. Fontes pelas mais diversas contribuições.

Resumo

No anemômetro a fio quente convencional, o sensor aquecido sofre influências tanto da velocidade quanto da temperatura do fluido. Por este motivo, se faz necessária a utilização de um circuito auxiliar para medição da temperatura do fluido chamado de circuito de compensação. O anemômetro a fio quente com sensor único utiliza o chaveamento de resistores para compensar a temperatura do fluido, apresentando como vantagem a utilização de apenas um sensor, porém apresenta incerteza na medição de velocidade variável do fluido. O presente trabalho propõe um modelo matemático do CTA com sensor único e uma solução capaz de minimizar o erro na estimativa de velocidades variáveis.

Palavras-Chave: Anemômetro, Sensor termoresistivo; filtros elétricos e medição de velocidade.

Abstract

In a conventional hot wire anemometer, the heated sensor is influenced both by the speed and the temperature of the fluid. For this reason, it is necessary to use an auxiliary circuit to measure the fluid temperature, so called compensation circuit. The single sensor hot wire anemometer switches the resistors to compensate the fluid temperature. Although this configuration has the advantage of using a single sensor, it has as a disadvantage the uncertainty in the measurement of variable fluid speeds. This paper proposes a mathematical model of the CTA with a single sensor and a solution that minimizes the error in the estimation of variable speeds.

Keywords: anemometer, thermoresistive sensor, filters and electrical speed measurement.

Sumário

Agradecimentos.....	iv
Resumo	v
Abstract.....	vi
Sumário.....	vii
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas.....	x
Lista de Símbolos	xi
CAPÍTULO 1	1
1 INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 2	6
2 REVISÃO DE CONCEITOS.....	6
2.1 Sensores Termo-Resistivos.....	6
2.2 Transferência Térmica entre o Sensor e o Fluido.....	8
CAPÍTULO 3	11
3 CTA com Sensor Único	11
3.1 Cálculo da Velocidade Estimada.....	12
3.3 Simulações	16
CAPÍTULO 4	18
4 Incerteza na Estimação de Velocidade do Fluido Usando CTA com Sensor Único.....	18
4.1 Análise do Erro Relativo na Estimativa de Velocidade	18
4.2 Projeto do Filtro Passa-Baixas	21
4.3 Comparação Gráfica do Sinal Estimado Antes e Após a Filtragem.....	24
CAPÍTULO 5	29
5 Conclusão	29
5.1 Sugestão para Trabalhos Futuros	30
REFERÊNCIAS	31
6 Apêndice – A.....	37

7	Apêndice – B	38
8	Apêndice – D	43
9	Apêndice – E	45

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Anemômetro do tipo: a) conchas; b) tubo de Pitot e c) com sensor aquecido.	1
Figura 1.2 - Anemômetro a corrente constante (CCA).....	2
Figura 1.3 - Anemômetro a temperatura constante (CTA).....	2
Figura 1.4 - CTA com duas pontes para compensar temperatura do fluido.	3
Figura 1.5 - CTA com sensor único	4
Figura 1.6 - Resposta da estimação de velocidade em CTA com sensor único. FONTE: FERREIRA, 2002.....	5
Figura 2.1 Característica $R_s \times T_s$ de resistor metálico.	7
Figura 2.2 Curva de aquecimento, e resfriamento livre de um sensor termo-resistivo.....	8
Figura 2.3 – Modelo do CTA com AmpOp real.....	9
Figura 3.2.1 – Representação do sensor em diagrama de blocos.....	13
Figura 3.2.2 – Representação do AmpOp em diagrama de blocos.....	13
Figura 3.3 – Resposta do anemômetro a um degrau de velocidade: a) Degrau de 3 m/s para 5 m/s; b) variação na saída do circuito.....	14
Figura 3.4 – Curva de resposta do sensor ao chaveamento dos resistores.....	15
Figura 3.5 – Estimativa de velocidade para uma relação $\frac{f_s}{f_f} = 25$, sendo: a) $f_s = 1kHz$ e $f_f = 40Hz$; b) $f_s = 10kHz$ e $f_f = 400Hz$	16
Figura 3.6 – Erro em função da relação de frequências ($f_s f_f$): a) $f_s f_f = 25$; b) $f_s f_f = 20$; c) $f_s f_f = 10$. 17	
Figura 4.1 – Espectro do sinal estimado: a) $f_s = 1 kHz$ e $f_f = 20 Hz$; b) $f_s = 2 kHz$ e $f_f = 100 Hz$ e c) $f_s = 10 kHz$ e $f_f = 400 Hz$;	20
Figura 4.2– Especificações do filtro passa-baixas	21
Figura 4.3 – Sinal estimado a $f_s = 10 kHz$ e $f_f = 500 Hz$ após a filtragem.....	23
Figura 4.4 – Sinal estimado a $f_s = 1 kHz$ e $f_f = 20 Hz$ após a filtragem	23
Figura 4.5 – Sinal estimado com $f_s = 1 kHz$ e $f_f = 20 Hz$: a) Antes do filtro e b) Após a filtragem.....	25
Figura 4.6 – Sinal estimado com $f_s = 2 kHz$ e $f_f = 80 Hz$: a) Antes do filtro e b) Após a filtragem.....	26
Figura 4.7 – Sinal estimado com $f_s = 10 kHz$ e $f_f = 500 Hz$: a) Antes do filtro e b) Após a filtragem.	28

Lista de Tabelas

Quadro 3.1.1 – Parâmetros utilizados na simulação do CTA	14
Tabela 4.1.1 – Erros em função da relação (f_{sff}).....	19
Tabela 4.2.1 – Erros em função da relação (f_{sff}) após a filtragem	22
Tabela 4.2.2 – Erros em função da atenuação do filtro (A_{min})	24

Lista de Símbolos

- a - Constante da lei de King
- α - Fator de variação da velocidade do fluido entre duas amostras consecutivas
- b - Constante da lei de King
- β - Coeficiente de temperatura do sensor
- β_f - Coeficiente de temperatura do sensor R_f
- c - Calor específico do sensor
- d - Diâmetro do sensor
- e^+ - Entrada não-inversora do amplificador operacional
- e^- - Entrada inversora do amplificador operacional
- f_c - Frequência de corte do amplificador operacional
- G - Ganho de malha aberta do amplificador operacional
- h - Coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor
- I_s - Corrente pelo sensor
- l - Comprimento do sensor
- m - Massa do sensor
- Ma - Número de *Mach*
- n - Constante da lei de King
- Nu - Número de Nusselt
- ρ - Densidade do meio
- P_e - Potência elétrica dissipada pelo sensor
- P_{ex} - Potência elétrica dissipada pelo sensor para a temperatura T_{sx}
- P_{ey} - Potência elétrica dissipada pelo sensor para a temperatura T_{sy}

- Re - Número de Reynolds
- R_o - Resistência elétrica do sensor na temperatura T_o
- R_f - Resistência elétrica do sensor na temperatura T_f
- R_{of} - Resistência elétrica do sensor R_f na temperatura T_o
- R_i - Resistência elétrica que define a temperatura de operação do sensor T_s
- R_x - Resistência elétrica que define a temperatura de operação do sensor T_{sx}
- R_y - Resistência elétrica que define a temperatura de operação do sensor T_{sy}
- R_s - Resistência elétrica do sensor na temperatura T_s
- S - Área do sensor
- t - Tempo
- τ - Constante de tempo do amplificador operacional
- T_f - Temperatura do fluido
- T_s - Temperatura do sensor
- T_{sx} - Temperatura do sensor determinada pelo resistor R_x
- T_{sy} - Temperatura do sensor determinada pelo resistor R_y
- μ - Viscosidade do meio
- V_o - Tensão na saída do amplificador operacional
- V_{os} - Tensão de desvio na entrada do amplificador operacional
- V_s - Tensão sobre o sensor
- V_{sx} - Tensão sobre o sensor para a temperatura T_{sx}
- V_{sy} - Tensão sobre o sensor para a temperatura T_{sy}
- V_{ox} - Tensão na saída do amplificador operacional para a temperatura T_{sx}
- V_{oy} - Tensão na saída do amplificador operacional para a temperatura T_{sy}
- \mathcal{G} - Velocidade do fluido

CAPÍTULO 1

1 INTRODUÇÃO

A medição de velocidade de fluidos tem despertado a atenção de muitos pesquisadores devido à diversidade de aplicações, sejam elas para fins industriais, comerciais ou de eficiência energética. O instrumento utilizado na medição de velocidade de fluidos é chamado de anemômetro.

Dentre os diversos tipos de anemômetros existentes podem-se destacar os três mais utilizados (Figura 1.1): o de conchas, o tubo de Pitot e o com sensor aquecido.

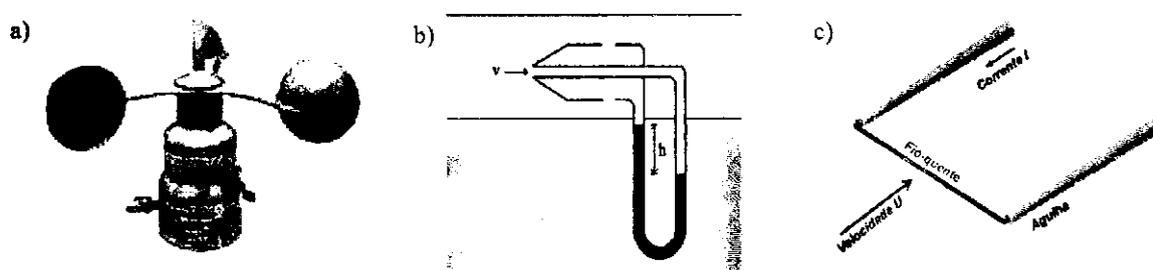


Figura 1.1 - Anemômetro do tipo: a) conchas; b) tubo de Pitot e c) com sensor aquecido.

O primeiro (figura 1.1.a) é rotativo e só consegue medir a velocidade de uma corrente de escoamento de fluido apenas para um mesmo sentido. O sensor representado na figura 1.1.b (tubo de Pitot) também é utilizado para medir uma dada corrente de escoamento, porém mede a velocidade em função da pressão dinâmica.

O anemômetro a fio quente (figura 1.1.c) é um método de medição pouco intrusivo (devido às pequenas dimensões do elemento sensor), além de possuir uma boa resposta em frequência (chegando a quilo Hertz) que o torna capaz de medir velocidades em fluidos turbulentos. Este tipo de instrumento tem seu funcionamento baseado na transferência de calor entre o sensor e o fluido no qual ele está imerso, esta troca de calor depende da diferença de temperatura entre o sensor e o fluido e da velocidade do fluido em relação ao sensor.

De acordo com a primeira lei da termodinâmica, a potência elétrica entregue ao sensor (P_e) é igual à potência térmica transferida do sensor para o fluido, ou seja:

$$P_e = Sh(T_s - T_f) + mc \frac{dT_s}{dt}. \quad (1.1)$$

Na qual, S representa a área de contato entre o sensor e o fluido, h é o coeficiente de transferência térmica, T_s é a temperatura do sensor, T_f a temperatura do fluido, m a massa do sensor e c é o calor específico.

O anemômetro a fio quente possui três modos básicos de operação e que se distinguem especificamente pelo método de controle da corrente: anemômetro a corrente constante (CCA), a tensão constante (VCA) a temperatura constante (CTA).

No anemômetro a corrente constante (figura 1.2) a corrente é mantida constante e a temperatura do sensor varia com a velocidade do fluido. Como a inércia térmica do fio tende a se opor à variação de temperatura, a resposta temporal do sensor CCA passa a ser muito lenta em relação às flutuações turbulentas.

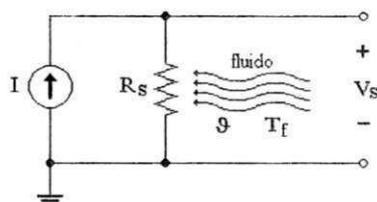


Figura 1.2 - Anemômetro a corrente constante (CCA).

Já no CTA (figura 1.3) a temperatura do sensor é mantida constante por meio da realimentação do circuito, ou seja, se o sensor R_s sofrer um aumento de temperatura, a tensão V_s também aumentará fazendo com que o circuito diminua a tensão de saída, compensando assim, o aumento de temperatura.

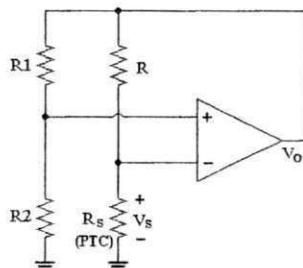


Figura 1.3 - Anemômetro a temperatura constante (CTA).

O circuito tradicional do CTA (figura 1.3) possui um sensor termo-resistivo do tipo PTC (*Positive Temperature Coefficient*) que trabalha aquecido pela corrente de realimentação, por um amplificador operacional que tem como função balancear a ponte, por dois resistores (R_1 e R_2) que estabelecem o ponto de equilíbrio para a ponte e por um resistor R que regula a corrente no sensor.

Considerando o circuito em regime permanente (desprezando a inércia térmica) pode-se escrever a equação 1.1 da seguinte forma:

$$P_e = S \cdot h \cdot (T_s - T_f). \quad (1.2)$$

Em que o coeficiente de transferência térmica pode ser expresso por: $h = a + b\vartheta^n$ (1.3), de acordo com a expressão de King.

Na qual a e b são constantes de calibração e ϑ é a velocidade do fluido, ou seja, conhecendo a potência P_e e a temperatura T_f pode-se determinar a velocidade do fluido. Sendo assim, para determinar a velocidade do fluido é necessária a utilização de um circuito auxiliar para compensar a temperatura do fluido (circuito de compensação).

Em seu estudo (SAKAO, 1973) utilizou duas pontes para compensar a temperatura do fluido (figura 1.4). Porém ele considerou que os dois sensores R_{sx} e R_{sy} eram idênticos e eram submetidos à mesma velocidade e temperatura do fluido.

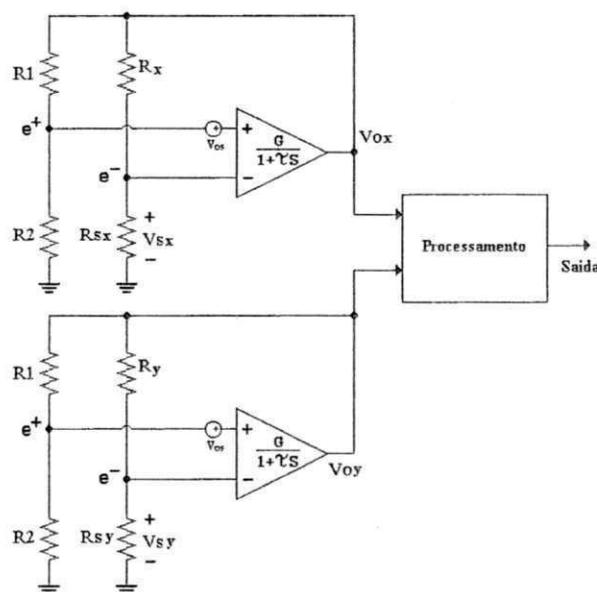


Figura 1.4 - CTA com duas pontes para compensar temperatura do fluido.

Nas estruturas tradicionais de anemômetros a sensor aquecido com compensação da temperatura do fluido, dois sensores são utilizados, um aquecido e o outro não. O sensor aquecido, responde à velocidade e à temperatura do fluido. O sensor não aquecido é utilizado especificamente para medir a temperatura do fluido (T_f).

Um problema associado às estruturas que utilizam dois sensores é a proximidade dos mesmos. Para fluidos com gradiente de temperatura elevado, a distância física entre os sensores pode comprometer a exatidão da compensação, uma vez que os sensores estariam em temperaturas diferentes.

Por outro lado, considerando a estrutura proposta por (SAKAO, 1973) em que os sensores são do mesmo tipo, a aproximação entre eles pode contribuir para a troca de calor entre os mesmos, o que seria interpretado como uma variação na temperatura do fluido.

O CTA com sensor único (Figura 1.5) compensa a variação da temperatura do fluido por meio do chaveamento de resistores em ponte de Wheatstone. Isso é abordado no capítulo 2 (Revisão de Conceitos) desse trabalho.

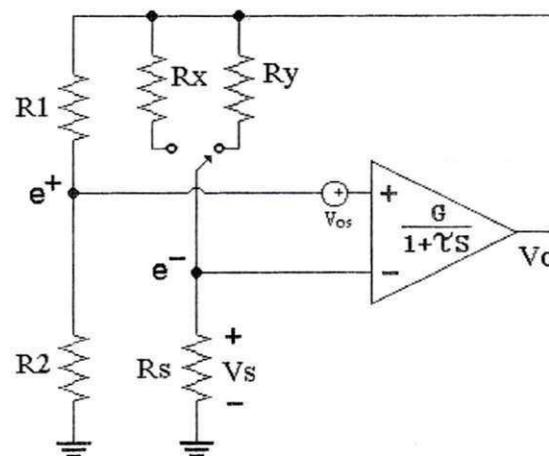


Figura 1.5 - CTA com sensor único

O circuito da figura 1.5 alterna a temperatura de operação do sensor (R_s) entre dois valores (T_{sx} e T_{sy}) determinados pelos resistores R_x e R_y . Essa configuração é semelhante à da figura 1.4, exceto pelo fato de que as temperaturas T_{sx} , T_{sy} e a velocidade do fluido são obtidas em instantes diferentes, devido ao chaveamento (FERREIRA, 2002).

O circuito da figura 1.5 foi simulado levando-se em consideração as equações dinâmicas do sistema (sensor e circuito) e constatou-se mediante a estimação da velocidade que o erro alternava (em alta frequência) entre valores positivos e negativos (Figura 1.6). Com isso pode-se esperar que a utilização de um filtro passa-baixas possa reduzir o erro do valor estimado de velocidade.

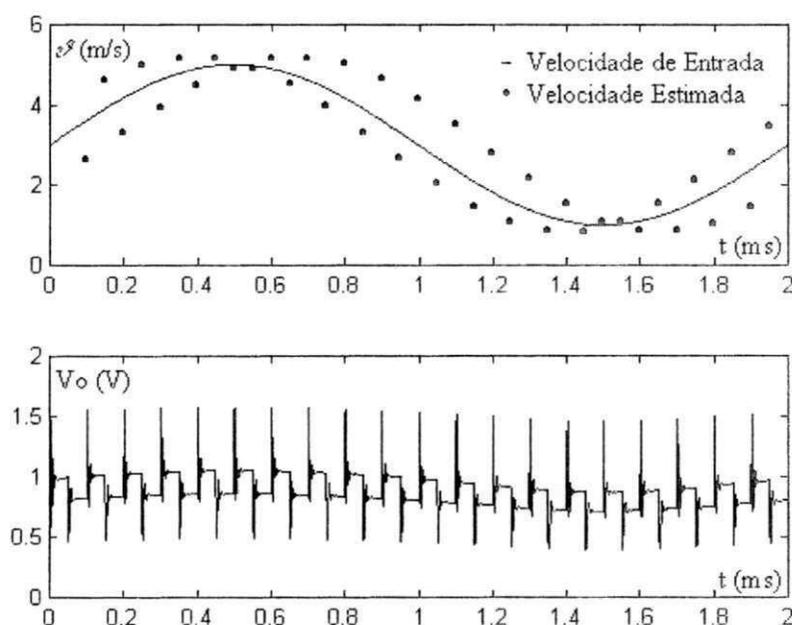


Figura 1.6 - Resposta da estimação de velocidade em CTA com sensor único. FONTE: FERREIRA, 2002.

A principal motivação deste trabalho é entender e minimizar as incertezas na estimativa de velocidade em um anemômetro a sensor aquecido com chaveamento de resistores em ponte de Wheatstone para que este circuito possa ser utilizado em pesquisas nas áreas de escoamento de fluidos turbulentos, já que este circuito é bem mais simples que os utilizados em anemometria a fio quente tradicional.

Este trabalho também tem por objetivos mostrar que a incerteza na estimativa de velocidade é função da relação entre as frequências do fluido e de chaveamento; evidenciar que o erro de estimativa é introduzido por sinais de alta frequência devido ao chaveamento de resistores e projetar um filtro passa-baixas para atenuar as componentes de alta frequência a fim de reduzir o erro na estimativa.

CAPÍTULO 2

2 REVISÃO DE CONCEITOS

2.1 Sensores Termo-Resistivos

Os sensores termo-resistivos aqui abordados são dos tipos NTC (*Negative Temperature Coefficient*) em que a resistência elétrica decresce com o aumento da temperatura e PTC (*Positive Temperature Coefficient*), em que sua resistência aumenta com a temperatura.

O comportamento dos sensores termo-resistivos é descrito por duas equações: uma expressa pela primeira lei da termodinâmica aplicada ao sensor e a outra relaciona a sua resistência elétrica com a temperatura, que é representada de maneira genérica por (OLIVEIRA, 1997):

$$R_s = F(T_s). \quad (2.1.1)$$

Em que R_s é a resistência elétrica do sensor e T_s é sua temperatura.

Considerando-se um sensor aquecido por efeito Joule e submetido às três formas de transmissão de calor conhecidas (condução, convecção e radiação), pode-se escrever a equação de balanço de trocas de potência (energia por unidade de tempo) entre o sensor e o meio por:

$$\alpha SH + P_e = hS(T_s - T_0) + mc \frac{dT_s}{dt}. \quad (2.1.2)$$

Em que:

αSH é a radiação absorvida pelo sensor, por unidade de tempo;

α é o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor;

H é a radiação incidente;

P_e é a potência elétrica dissipada;

$hS(T_s - T_0)$ é a potência térmica perdida do sensor para o meio ambiente;

h é o coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor;

S é a área da superfície do sensor;

T_s é a temperatura do sensor;

$mc \frac{dT_s}{dt}$ é a variação da energia interna do sensor por unidade de tempo;

m é a massa do sensor;

c é o calor específico do sensor.

Na equação (2.1.2), o produto hS pode ser definido como condutância térmica (G_{th}) e mc como capacitância térmica (C_{th}).

Para os sensores NTC a expressão mais usada para definir sua resistência em função da temperatura é dada por (OLIVEIRA, 1997):

$$R_s = Ae^{\frac{B}{T_s}}. \quad (2.1.2)$$

Em que A e B são constantes.

Para os sensores metálicos (de fio ou filme de platina, etc) e os do tipo PTC a variação da resistência com a temperatura é dada por:

$$R_s = R_0[1 + \beta(T_s - T_0)]. \quad (2.1.3)$$

Na qual R_s é a resistência do sensor, R_0 é a resistência na temperatura T_0 e β é o coeficiente de temperatura do sensor termo-resistivo.

A característica R_s versus T_s está representada na figura 2.1.1.

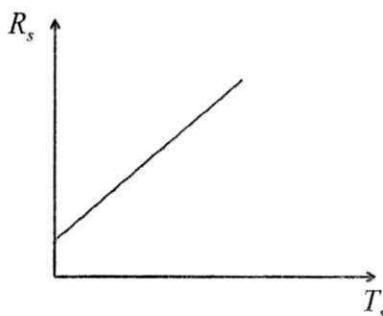


Figura 2.1 Característica $R_s \times T_s$ de resistor metálico.

Define-se como constante de tempo do sensor (τ_s), a relação entre mc e hS (constante de tempo da equação (2.1.2), ou seja:

$$\tau_s = \frac{mc}{hS}. \quad (2.1.3)$$

E considerando-se a curva de aquecimento, e resfriamento livre de um sensor termo-resistivo (Figura 2.1.2), a constante de tempo do sensor pode ser expressa por:

$$\tau_s = \frac{\Delta t}{\ln\left(\frac{T_{s1} - T_0}{T_{s2} - T_0}\right)} \quad (2.1.4)$$

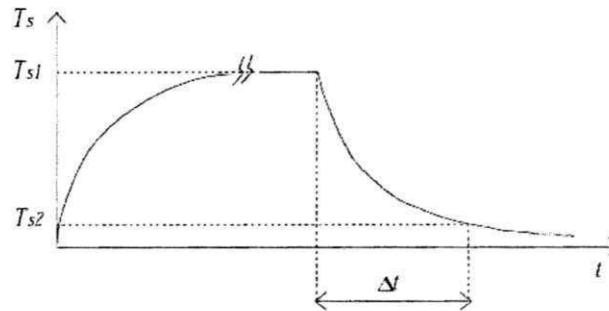


Figura 2.2 Curva de aquecimento, e resfriamento livre de um sensor termo-resistivo.

2.2 Transferência Térmica entre o Sensor e o Fluido

Na condição de equilíbrio termodinâmico, pode-se definir que a potência elétrica dissipada pelo elemento sensor é igual: à perda de calor por convecção; à perda de calor por condução; à perda por irradiação e ao acúmulo de calor no sensor.

Considerando um fio de diâmetro d e comprimento L , sendo $L > 200.d$, e desprezando as perdas por irradiação e por acúmulo de calor no fio, a equação de balanço de taxa de transferência de calor pode ser escrita como (FREYMUTH, 1969):

$$P_e = Sh(T_s - T_f) + mc \frac{dT_s}{dt} \quad (2.2.1)$$

Na qual P_e é a potência elétrica dissipada pelo sensor, h é o coeficiente de transferência térmica entre o sensor e o fluido, S é a área de contato entre o sensor e o fluido, T_s é a temperatura do sensor, T_f é a temperatura do fluido, m é a massa do sensor e c é o calor específico.

De acordo com a equação de King, tem-se que:

$$h = a + b\vartheta^n \quad (2.2.2)$$

Na qual a , b e n são as constantes da expressão de King e ϑ é a velocidade relativa entre o sensor e o fluido.

Num sensor termo-resistivo metálico do tipo PTC, a relação entre sua temperatura e sua resistência é dada por:

$$T_s = \frac{1}{\beta} \left(\frac{R_s}{R_0} - 1 \right). \quad (2.2.3)$$

Derivando-se a equação (2.2.3), tem-se:

$$\frac{dR_s}{dt} = \frac{1}{\beta R_0} \frac{dT_s}{dt}. \quad (2.2.4)$$

Na qual, T_s é a temperatura do sensor, β é o coeficiente de temperatura de sua resistência elétrica, R_s é a resistência do sensor e R_0 é a resistência do sensor para 0°C .

A expressão da potência elétrica P_e é dada por:

$$P_e = \frac{V_s^2}{R_s}. \quad (2.2.5)$$

Assim, combinando as equações (2.2.2), (2.2.4) e (2.2.5) a equação (2.2.1) pode ser reescrita como:

$$\frac{dR_s}{dt} = \frac{\beta R_0}{mc} \left[\frac{V_s^2}{R_s} - S(a + b\vartheta^n)(T_s - T_f) \right]. \quad (2.2.6)$$

Na expressão (2.2.6), a variação da resistência do sensor no tempo é função da velocidade e da temperatura do fluido.

2.3. Análise do Circuito

Para se fazer a análise do circuito elétrico do anemômetro (Figura 2.3.1), necessita-se modelar matematicamente o amplificador operacional (AmpOp), considerando-se sua resposta em frequência e sua tensão de desvio.

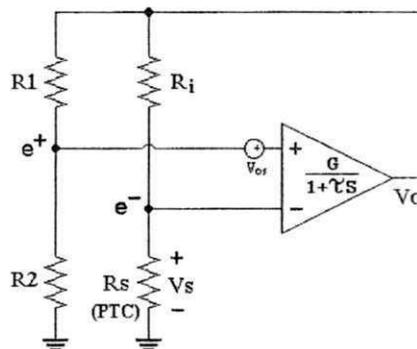


Figura 2.3 – Modelo do CTA com AmpOp real

Considerando o amplificador operacional da figura 2.3.1 pode-se escrever a seguinte equação:

$$V_o = (e^+ + V_{os} - e^-) \frac{G}{1 + \tau s}. \quad (2.3.1)$$

Na qual, V_o é a tensão de saída, e^+ é a entrada não-inversora, e^- é a entrada inversora, V_{os} é a tensão de desvio do operacional, G é o ganho do operacional em malha aberta e τ é a constante de tempo do operacional e pode ser obtido por:

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_c}. \quad (2.3.2)$$

Em que f_c é a frequência de corte do operacional.

A equação (2.3.1) representada no domínio do tempo pode ser escrita como:

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{G(kV_o - V_s + V_{os}) - V_o}{\tau}. \quad (2.3.3)$$

A equação (2.3.3) relaciona a variação da tensão de saída no tempo com a tensão do sensor V_s e a tensão de desvio do operacional V_{os} .

Portanto, as equações (2.2.6) e (2.3.3) podem ser utilizadas como modelo matemático do CTA, pois estas equações descrevem o comportamento dinâmico do circuito do anemômetro da figura 2.3.1.

CAPÍTULO 3

3 CTA com Sensor Único

A idéia de se fazer um circuito anemômetro com um único sensor aquecido surgiu da arquitetura proposta por (SAKAO, 1973), na qual a temperatura do fluido é compensada mediante a utilização de duas pontes conforme figura 3. Nesse circuito (figura 3a), cada sensor termo-resistivo (R_{Sx} e R_{Sy}) opera em uma temperatura que é determinada pelos resistores (R_x e R_y), respectivamente.

No CTA com sensor único (Figura 3b), o chaveamento dos resistores faz com que a temperatura de operação do sensor alterne entre dois valores (T_{Sx} e T_{Sy}), que são determinadas pelos resistores (R_x e R_y) respectivamente.

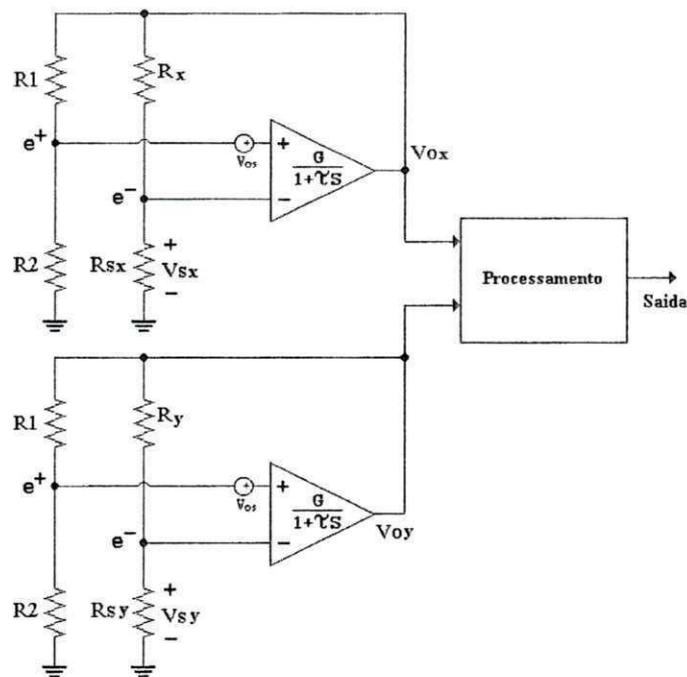


Figura 3.a- Anemômetro com duas pontes de Wheatstone.

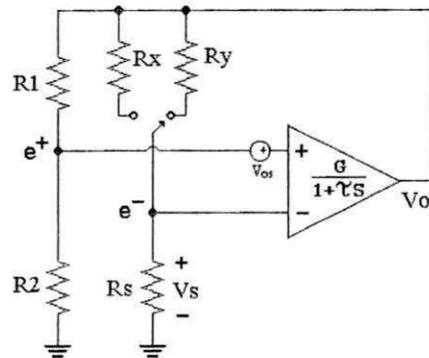


Figura 3.b - CTA com sensor único

3.1 Cálculo da Velocidade Estimada

A estimação de velocidade no CTA com sensor único é feita a partir do equilíbrio termodinâmico para cada temperatura de operação do sensor. Assim, se o resistor R_x é conectado em série com o sensor R_s , temos:

$$P_{ex} = S(a + b\vartheta^n)(T_{sx} - T_f). \quad (3.1.1)$$

E se o resistor R_y é conectado ao sensor, temos:

$$P_{ey} = S(a + b\vartheta^n)(T_{sy} - T_f). \quad (3.1.2)$$

Com as equações (3.1.1) e (3.1.2), pode-se determinar a expressão da velocidade estimada:

$$\vartheta = \left\{ \frac{1}{b} \left[\frac{P_{ex} - P_{ey}}{S(T_{sx} - T_{sy})} - a \right] \right\}^{\frac{1}{n}}. \quad (3.1.3)$$

Observa-se pela expressão (3.1.3) que o valor da velocidade estimada independe do valor de T_f .

As temperaturas de operações e as potências elétricas dissipadas pelos sensores podem ser obtidas a partir das equações (2.2.3) e (2.2.5), respectivamente. Assim,

$$T_{sx} = \frac{1}{\beta} \left(\frac{R_x V_{sx}}{R_0 (V_{ox} - V_{sx})} - 1 \right) \quad T_{sy} = \frac{1}{\beta} \left(\frac{R_y V_{sy}}{R_0 (V_{oy} - V_{sy})} - 1 \right) \quad (3.1.4)$$

e,

$$P_{ex} = \frac{V_{sx}(V_{ox} - V_{sx})}{R_x} \quad P_{ey} = \frac{V_{sy}(V_{oy} - V_{sy})}{R_y} \quad (3.1.5)$$

A partir da equação (3.1.3) pode-se observar que a velocidade estimada é função das tensões de saída, do sensor e do resistor chaveado.

3.2. Modelo Matemático em Diagrama de Blocos

Mediante o uso das equações (2.2.6) e (2.3.3) determinou-se o modelo do CTA com sensor único em diagrama de blocos conforme as figuras 3.2.1 e 3.2.2 respectivamente. Na figura 3.2.1 está representado o modelo (em blocos) do sensor termo-resistivo enquanto que o amplificador operacional encontra-se representado na figura 3.2.2.

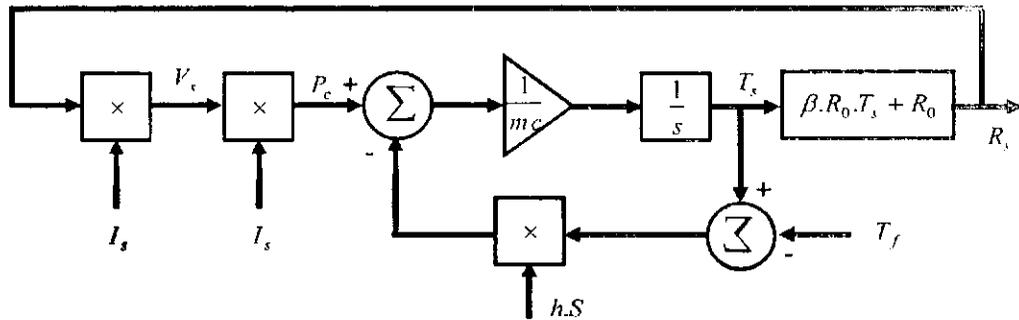


Figura 3.2.1 – Representação do sensor em diagrama de blocos.

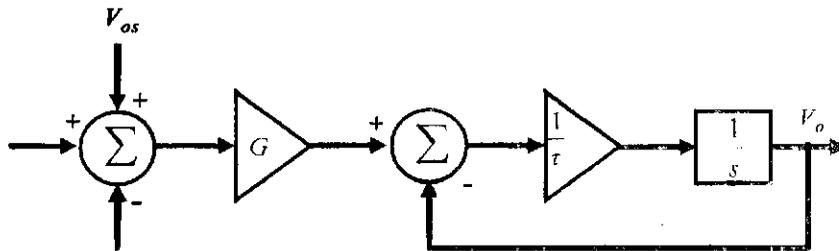


Figura 3.13.2 2 – Representação do AmpOp em diagrama de blocos

Com base nos diagramas de representação do modelo do CTA com um sensor (Figuras 3.2.1 e 3.2.2) o circuito foi simulado e obtiveram-se os valores das tensões na saída do operacional e no sensor (V_o e V_s respectivamente) para assim determinar o valor da velocidade estimada utilizando as equações (3.1.3), (3.1.4) e (3.1.5).

Para determinar a constante de tempo do CTA com sensor único, foi realizada uma simulação na qual o sensor foi submetido a um degrau de velocidade de fluido de 3 m/s para

5 m/s. Para isso considerou-se os parâmetros do sensor e do amplificador operacional constantes no quadro 3.2.1. O resultado da tensão de saída do circuito é apresentado na figura 3.2.3 (FERREIRA, 2002).

Quadro 3.1.1 – Parâmetros utilizados na simulação do CTA

Dados do Anemômetro a Fio Quente com um Sensor			
Grandeza	Unidade	Símbolo	Valor
Área do Sensor	m^2	S	$8,917 \times 10^{-8}$
Massa-Calor Específico do Sensor	$J^{\circ}C^{-1}$	m.c	$1,8 \times 10^{-9}$
Coefficiente de Temperatura do Sensor	$^{\circ}C^{-1}$	β	$1,72 \times 10^{-3}$
Resistência do Sensor à T_0	Ω	R_0	6,8041
Constante da Lei de King	$W/m^2^{\circ}C$	a	1375
Constante da Lei de King	$Ws^{0,5}/m^{2,5}^{\circ}C$	b	976
Constante da Lei de King	-	n	0,5
Diâmetro do sensor	m	d	0,00001
Comprimento do sensor	m	l	$2,6 \times 10^{-3}$
Ganho em Malha Aberta do Operacional	V/V	G	100000
Frequência de Corte do Operacional	Hz	fc	100
Tensão de desvio (OffSet) do Operacional	V	V_{os}	0,005

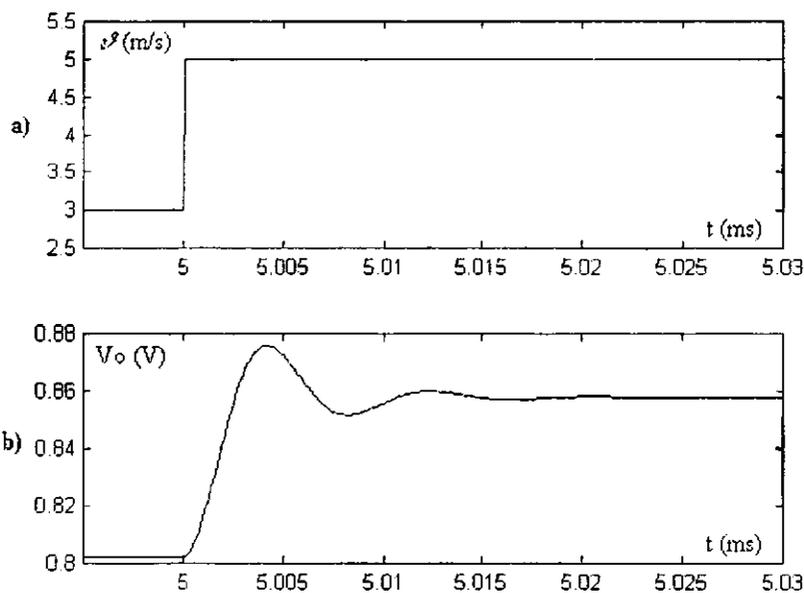


Figura 3.3 – Resposta do anemômetro a um degrau de velocidade: a) Degrau de 3 m/s para 5 m/s; b) variação na saída do circuito.

Na curva de resposta do CTA ao degrau de velocidade (Figura 3.2.3 b) observa-se que o tempo necessário para que o sistema atinja o estado estacionário é de $30 \mu s$. E

considerando-se que esse tempo é aproximadamente 5τ , conclui-se que $\tau = 6 \mu s$. Então, para um ciclo completo de chaveamento dos resistores, ou seja, de R_x para R_y e depois R_x novamente, o tempo necessário para isso é o dobro do obtido com um chaveamento, ou seja, $60 \mu s$. Por isso considerou-se um chaveamento de resistores com uma frequência máxima de 10 kHz.

A frequência de corte do circuito do CTA é dada por (FERREIRA, 2002):

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau}. \quad (3.2.1)$$

O conhecimento da resposta em frequência do CTA é muito importante para que as expressões utilizadas na estimação da velocidade sejam válidas, uma vez que essas expressões foram obtidas considerando-se o equilíbrio estático da ponte, ou seja, $\frac{dT_s}{dt} = 0$. Para satisfazer essa condição a variação máxima da velocidade do fluido deve ser menor que a frequência de corte do CTA.

Pode-se observar a partir da representação gráfica da tensão no sensor (Figura 3.2.4) que o chaveamento de resistores provoca uma instabilidade na tensão do sensor (V_s) e por este motivo as tensões V_o e V_s utilizadas na estimação de velocidade (equações 3.1.3, 3.1.4 e 3.1.5) são adquiridas após o transitório.

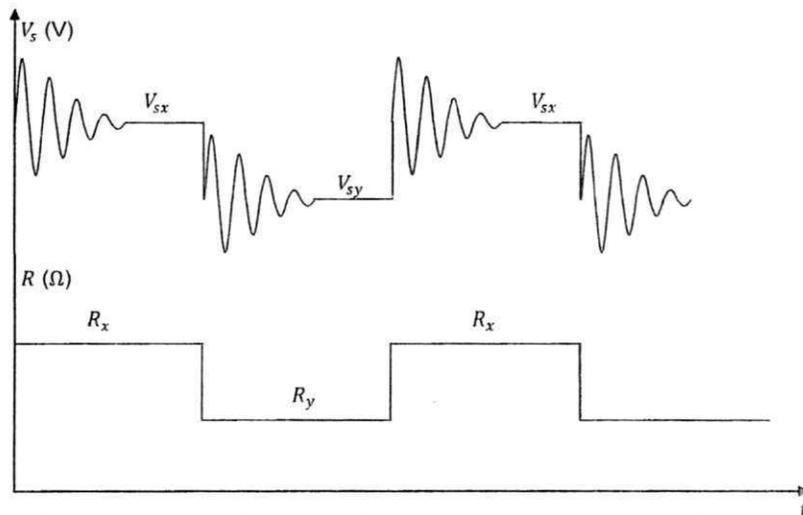


Figura 3.4 – Curva de resposta do sensor ao chaveamento dos resistores

3.3 Simulações

O sinal de velocidade foi estimado para várias frequências de chaveamento e de variação do fluido e, mediante o resultado da simulação pode-se perceber que para uma dada relação entre as frequências o CTA com um sensor produz estimativas idênticas. Considerando-se a figura 3.3.1, na qual a relação entre a frequência de chaveamento e a frequência de variação do fluido é igual a 25, pode-se observar essa semelhança entre as estimativas.

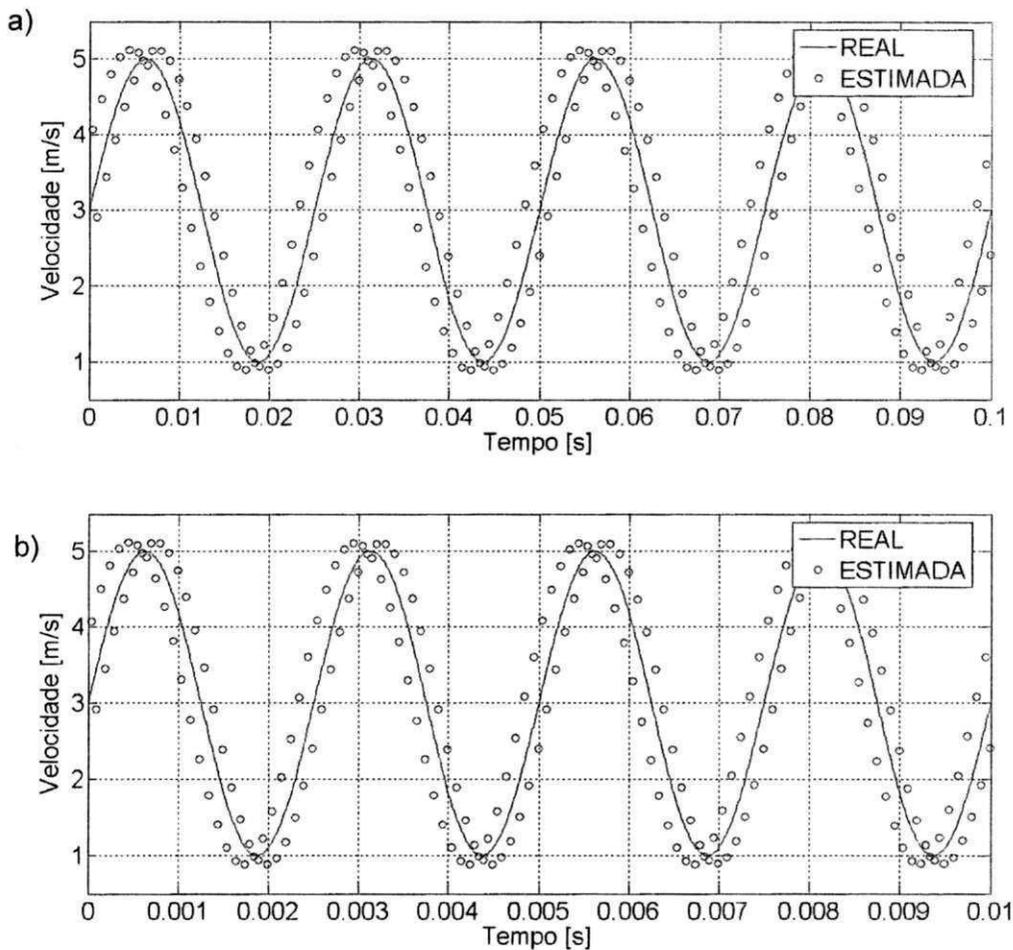


Figura 3.3.1 – Estimativa de velocidade para uma relação $\frac{f_s}{f_f} = 25$, sendo: a) $f_s = 1 \text{ kHz}$ e b) $f_s = 10 \text{ kHz}$

Outra característica importante a se observar na figura 3.3.1 é que o erro alterna entre valores positivos e negativos em torno da solução. Isso ocorre por causa do chaveamento de resistores que introduz um ruído de alta frequência no sinal estimado.

A partir da figura 3.3.2 pode-se observar o aumento do erro em função da diminuição da relação entre as frequências de chaveamento e do fluido.

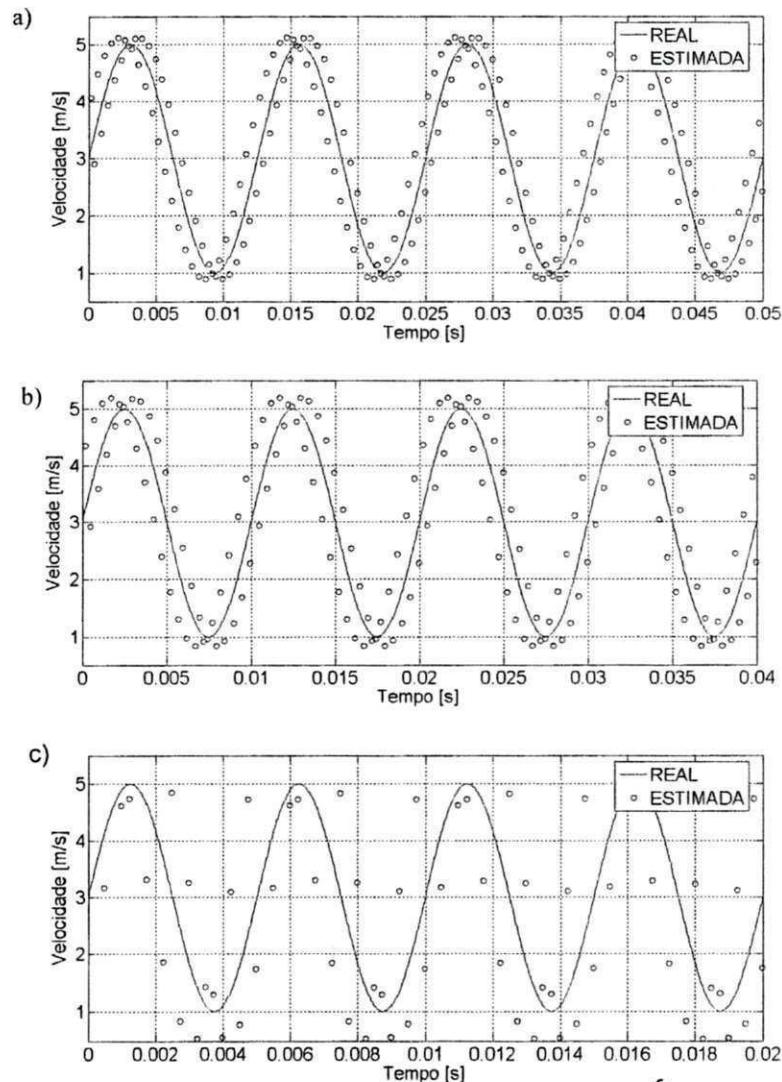


Figura 3.6 – Erro em função da relação de frequências ($\frac{f_s}{f_f}$): a)

$\frac{f_s}{f_f} = 25$; b) $\frac{f_s}{f_f} = 20$; c) $\frac{f_s}{f_f} = 10$.

CAPÍTULO 4

4 Incerteza na Estimação de Velocidade do Fluido Usando CTA com Sensor Único

No capítulo 3 observou-se um erro na estimativa de velocidade usando um CTA com sensor único, porém não se discutiu sua origem e nem se quantificou esse ruído. Apresenta-se neste capítulo uma investigação da incerteza na estimativa da velocidade em função da relação de frequências ($\frac{f_s}{f_f}$) e o projeto de um filtro passa-baixas com o objetivo de atenuar o ruído de altas frequências que causa o erro na estimativa de velocidades.

4.1 Análise do Erro Relativo na Estimativa de Velocidade

O erro relativo foi calculado considerando-se um sinal de velocidade de referência (ϑ_{real}), o valor de fundo de escala (ϑ_{fe}) e o sinal estimado (ϑ_e), ou seja:

$$\text{erro} = \frac{\vartheta_{real} - \vartheta_e}{\vartheta_{fe}} \quad (4.1.1)$$

Na simulação considerou-se $\vartheta_{real} = 3 + 2\text{sen}(2\pi f_f t)$ [m/s], na qual f_f é a frequência do fluido em Hertz e t é o tempo em segundos.

O valor médio do erro relativo ($\overline{\text{erro}}$) é calculado por:

$$\overline{\text{erro}} = \frac{1}{N_a} \sum_{i=1}^{N_a} \text{erro}_i \quad (4.1.2)$$

Na qual N_a é o número de amostras do sinal estimado.

O desvio padrão do erro relativo (σ_e) é dado por:

$$\sigma_e = \left[\frac{1}{N_a} \sum_{i=1}^{N_a} (\text{erro}_i - \overline{\text{erro}})^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.1.3)$$

Para se investigar a relação entre o erro e a relação entre as frequências de chaveamento e do fluido ($\frac{f_s}{f_f}$), utilizou-se a equação (4.1.3) para calcular o erro cometido para diversos valores de $\frac{f_s}{f_f}$ de acordo com o ilustrado na tabela 4.1.1.

CAPÍTULO 4 – INCERTEZA NA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE DO FLUIDO
USANDO CTA COM SENSOR ÚNICO

Tabela 4.1.1 – Erros em função da relação $\left(\frac{f_s}{f_f}\right)$

f_s	f_f	σ_e	erro _{MAX}
1 kHz	20 Hz	5,1%	6,96%
	40 Hz	8,1%	14,71%
	50 Hz	12,9%	18,41%
2 kHz	40 Hz	5,1%	6,96%
	80 Hz	8,1%	14,71%
	100 Hz	12,9%	18,41%
5 kHz	100 Hz	5,1%	6,96%
	200 Hz	8,1%	14,71%
	250 Hz	12,9%	18,41%

A partir dos resultados apresentados na tabela 4.1.1 pode-se observar que o erro se mantém constante para uma determinada relação $\left(\frac{f_s}{f_f}\right)$ e diminui com o aumento de $\left(\frac{f_s}{f_f}\right)$.

No capítulo 3 comentou-se que o erro cometido é ocasionado pelo chaveamento de resistores, assim visualizando o espectro do sinal estimado para algumas relações de frequências $\left(\frac{f_s}{f_f}\right)$ verifica-se que o sinal possui componentes de frequência em banda lateral dupla em torno da frequência de chaveamento (f_s). Pode-se observar este espectro da velocidade estimada a partir da figura 4.1.1, a qual possui três sinais com frequências de chaveamento e do fluido distintas.

CAPÍTULO 4 – INCERTEZA NA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE DO FLUIDO
USANDO CTA COM SENSOR ÚNICO

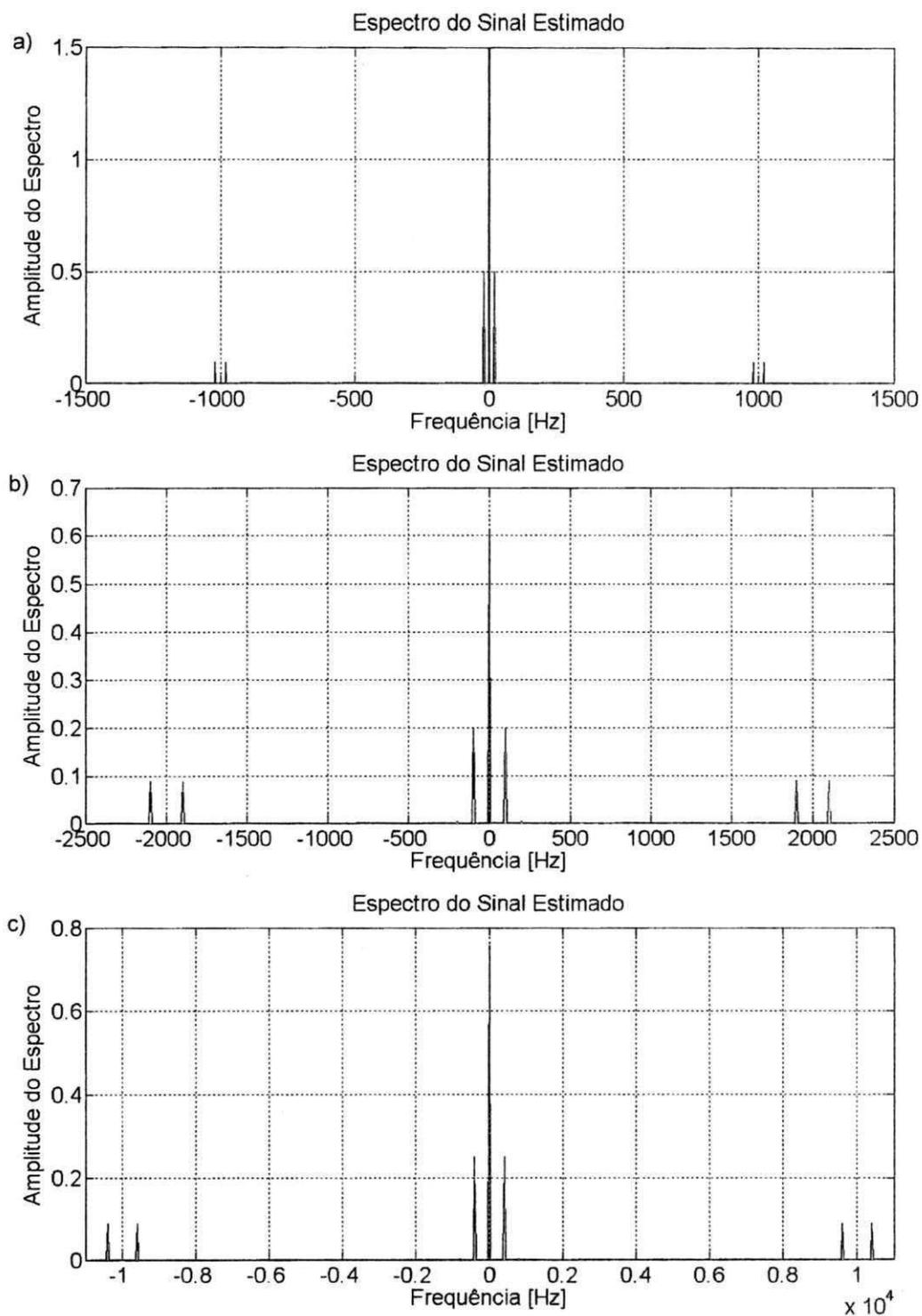


Figura 4.1 – Espectro do sinal estimado: a) $f_s = 1 \text{ kHz}$ e $f_f = 20 \text{ Hz}$; b) $f_s = 2 \text{ kHz}$ e $f_f = 100 \text{ Hz}$ e c) $f_s = 10 \text{ kHz}$ e $f_f = 400 \text{ Hz}$;

CAPÍTULO 4 – INCERTEZA NA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE DO FLUIDO USANDO CTA COM SENSOR ÚNICO

A partir dos resultados apresentados na figura 4.1.2 pode-se perceber, para os três casos, que o espectro possui uma componente de alta frequência que se soma ao sinal de velocidade real do fluido.

Então se espera que a inserção de um filtro passa-baixas possa atenuar os sinais de alta frequência, reduzindo assim a incerteza na medição de velocidade usando CTA com um único sensor.

4.2 Projeto do Filtro Passa-Baixas

O filtro passa-baixas é especificado a partir dos parâmetros apresentados na figura 4.2.1 (SEDRA, 2004).

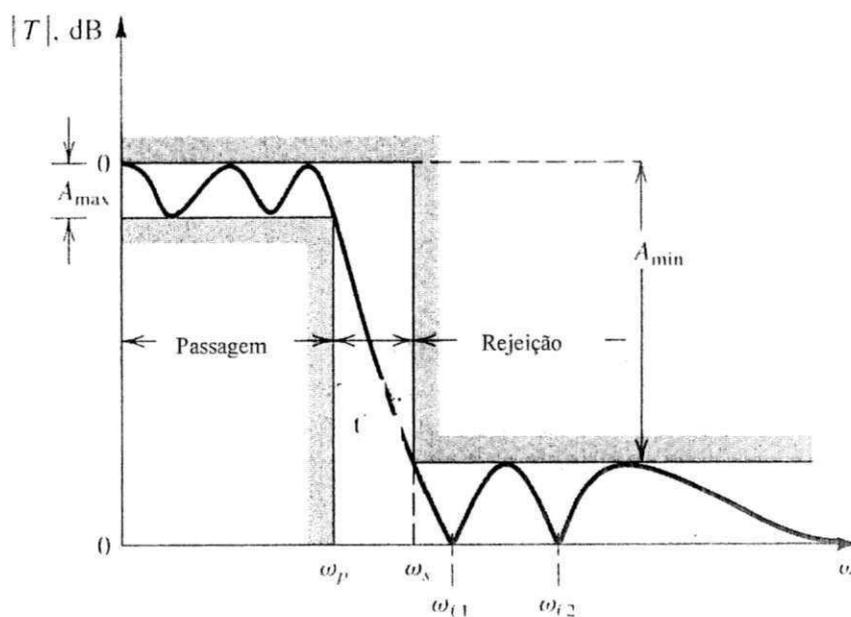


Figura 4.2– Especificações do filtro passa-baixas

Na qual A_{max} representa a máxima variação permitida na faixa de passagem, ω_p é a frequência limite da faixa de passagem, ω_s é a frequência de início para a faixa de bloqueio e A_{min} é a atenuação mínima desejável na faixa de bloqueio.

O filtro projetado foi do tipo Butterworth, cujo módulo da função de transferência é dado por:

CAPÍTULO 4 – INCERTEZA NA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE DO FLUIDO
USANDO CTA COM SENSOR ÚNICO

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n}}} \quad (4.2.1)$$

Na qual n é a ordem do filtro, ϵ é o parâmetro que determina a variação máxima na faixa de passagem e ω é a frequência angular do sinal.

Para projetar um filtro capaz de atenuar as altas frequências contidas no sinal estimado, considerou-se $\omega_p = \frac{f_s}{2}$, $\omega_s = f_s$, $A_{\max} = 3$ dB e $A_{\min} = 40$ dB. Desta forma, o ruído será atenuado para 1% do seu valor original e o erro na estimativa diminui consideravelmente.

A fim de comparar os resultados obtidos com a nova simulação (considerando o filtro), constrói-se a tabela 4.2.1 que contém os erros em função da relação de frequências após a filtragem do sinal.

Tabela 4.2.1 – Erros em função da relação $\left(\frac{f_s}{f_f}\right)$ após a filtragem

f_s	f_f	σ_e	erro _{MAX}	ordem do filtro
1 kHz	20 Hz	0,000056	0,00008	3
	40 Hz	0,0005	0,0008	4
	50 Hz	0,024	0,034	4
2 kHz	40 Hz	0,000056	0,00008	3
	80 Hz	0,0005	0,0008	4
	100 Hz	0,024	0,034	4
5 kHz	100 Hz	0,000056	0,00008	3
	200 Hz	0,0005	0,0008	4
	250 Hz	0,024	0,034	4

CAPÍTULO 4 – INCERTEZA NA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE DO FLUIDO USANDO CTA COM SENSOR ÚNICO

Pode-se observar a estimativa de velocidade após a filtragem a partir da figura 4.2.2, a qual possui um sinal de velocidade com frequência de 20Hz chaveado a 1 kHz.

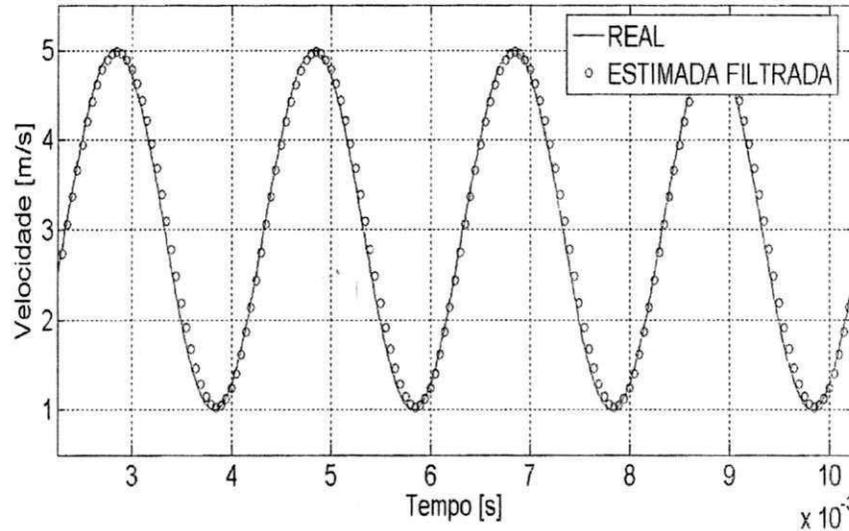


Figura 4.2.2 – Sinal estimado a $f_s = 1 \text{ kHz}$ e $f_f = 20 \text{ Hz}$ após a filtragem

Considerando-se um fluido turbulento cuja frequência máxima do sinal de velocidade é 500 Hz e o CTA com sensor único com um chaveamento de 10 kHz (Figura 4.2.3).

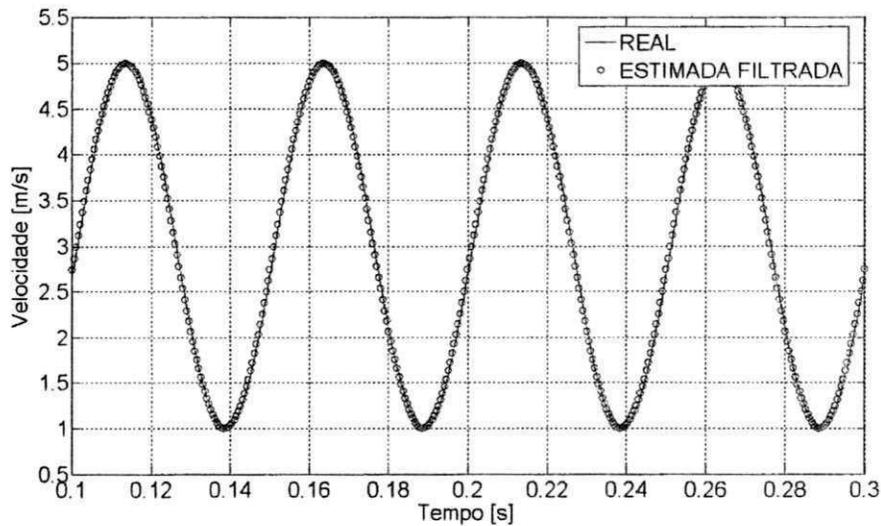


Figura 4.3 – Sinal estimado a $f_s = 10 \text{ kHz}$ e $f_f = 500 \text{ Hz}$ após a filtragem

CAPÍTULO 4 – INCERTEZA NA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE DO FLUIDO USANDO CTA COM SENSOR ÚNICO

Objetivando mostrar a influência do filtro passa-baixas no erro na estimativa de velocidade, considerou-se $w_p = 10000\pi$ [rad/s], $w_s = 20000\pi$ [rad/s] e um $A_{\max} = 3$ dB e alguns valores de A_{\min} para verificar a influência da atenuação no erro do sinal estimado e na ordem do filtro (tabela 4.2.2).

Tabela 4.2.2 – Erros em função da atenuação do filtro (A_{\min})

A_{\min} (dB)	ordem	σ_e	erro _{MAX}
10	2	0,0013	0,0019
20	4	0,00055	0,00078
30	5	0,00012	0,00018
40	7	0,00007	0,00010
50	9	0,00003	0,00005

Considerando-se os resultados contidos na tabela 4.2.2 pode-se inferir que quanto maior a ordem do filtro menor o erro relativo máximo do sinal estimado, porém deve-se projetar o filtro baseando-se na relação custo benefício. Um filtro de ordem muito elevada aumenta significativamente o custo computacional e o atraso na resposta do sinal estimado.

4.3 Comparação Gráfica do Sinal Estimado Antes e Após a Filtragem

Para apresentar os resultados da filtragem considerou-se os seguintes parâmetros do filtro: $w_p = \pi f_s$ [rad/s], $w_s = 2\pi f_s$ [rad/s], $A_{\max} = 3$ dB e $A_{\min} = 40$ dB, pois um erro máximo menor que 1% é um valor bastante razoável em medições de velocidades de fluidos turbulentos.

O comparativo entre os sinais estimados antes e depois do filtro para uma frequência de chaveamento de 1 kHz e uma relação $\frac{f_s}{f_f} = 50$ é apresentado na figura 4.3.1.

CAPÍTULO 4 – INCERTEZA NA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE DO FLUIDO USANDO CTA COM SENSOR ÚNICO

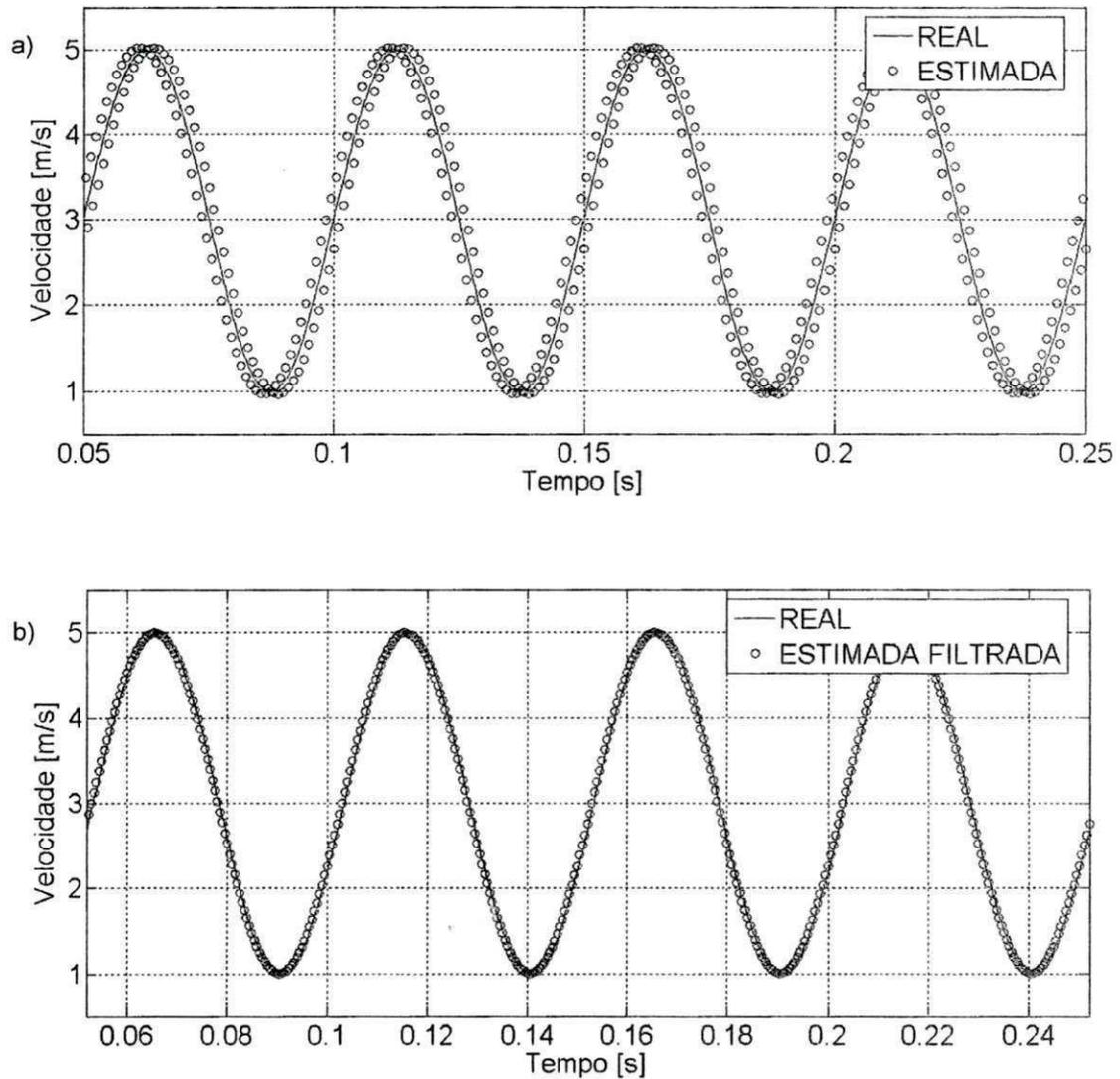


Figura 4.5 – Sinal estimado com $f_s = 1 \text{ kHz}$ e $f_f = 20 \text{ Hz}$: a) Antes do filtro e b) Após a filtragem.

CAPÍTULO 4 – INCERTEZA NA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE DO FLUIDO
USANDO CTA COM SENSOR ÚNICO

Na figura 4.3.2 é representado o sinal estimado em que $f_s = 2 \text{ kHz}$ e $f_f = 80 \text{ Hz}$ representando uma relação entre as frequências de 25:1.

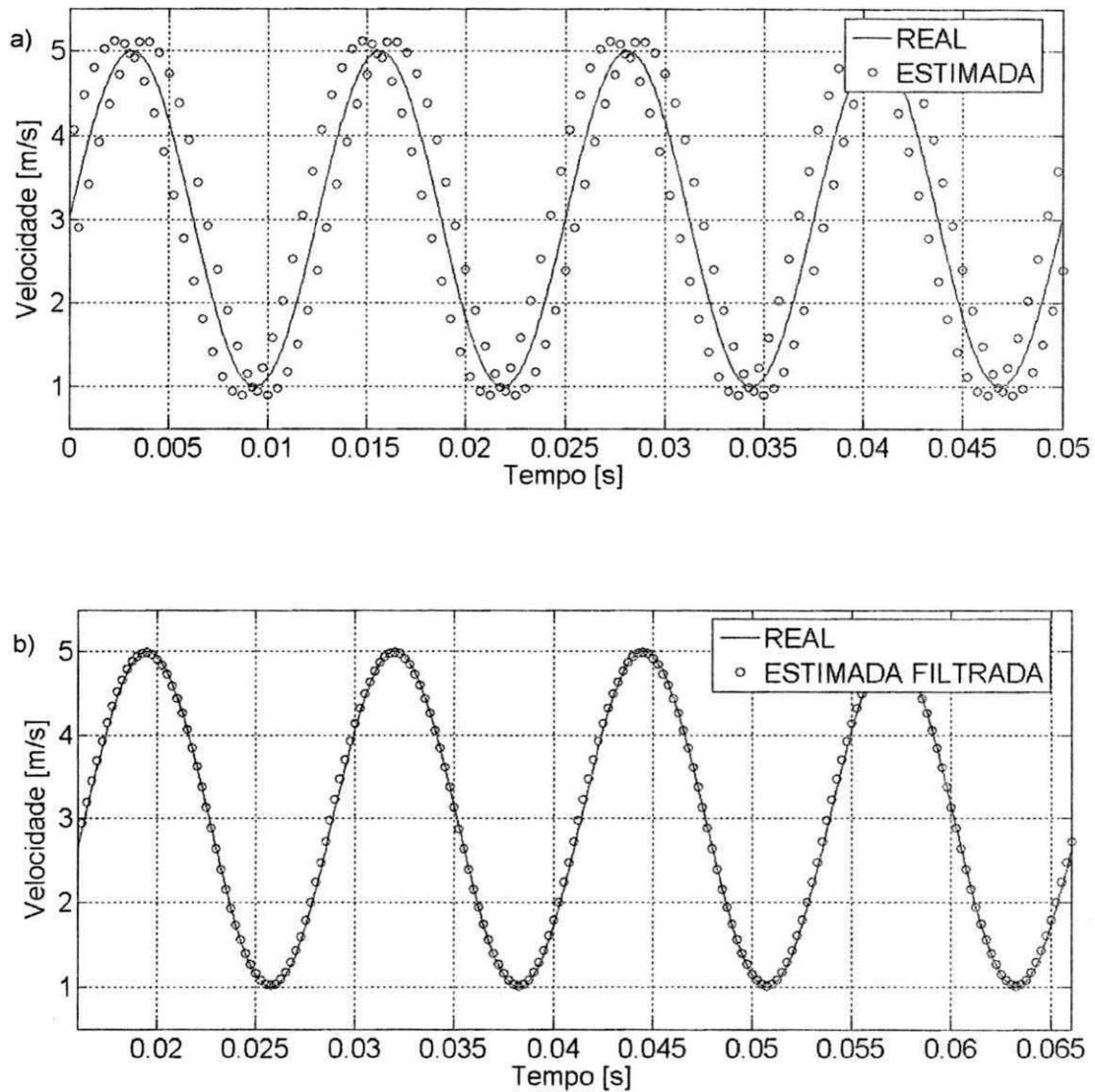


Figura 4.6 – Sinal estimado com $f_s = 2 \text{ kHz}$ e $f_f = 80 \text{ Hz}$: a) Antes do filtro e b) Após a filtragem.

CAPÍTULO 4 – INCERTEZA NA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE DO FLUIDO
USANDO CTA COM SENSOR ÚNICO

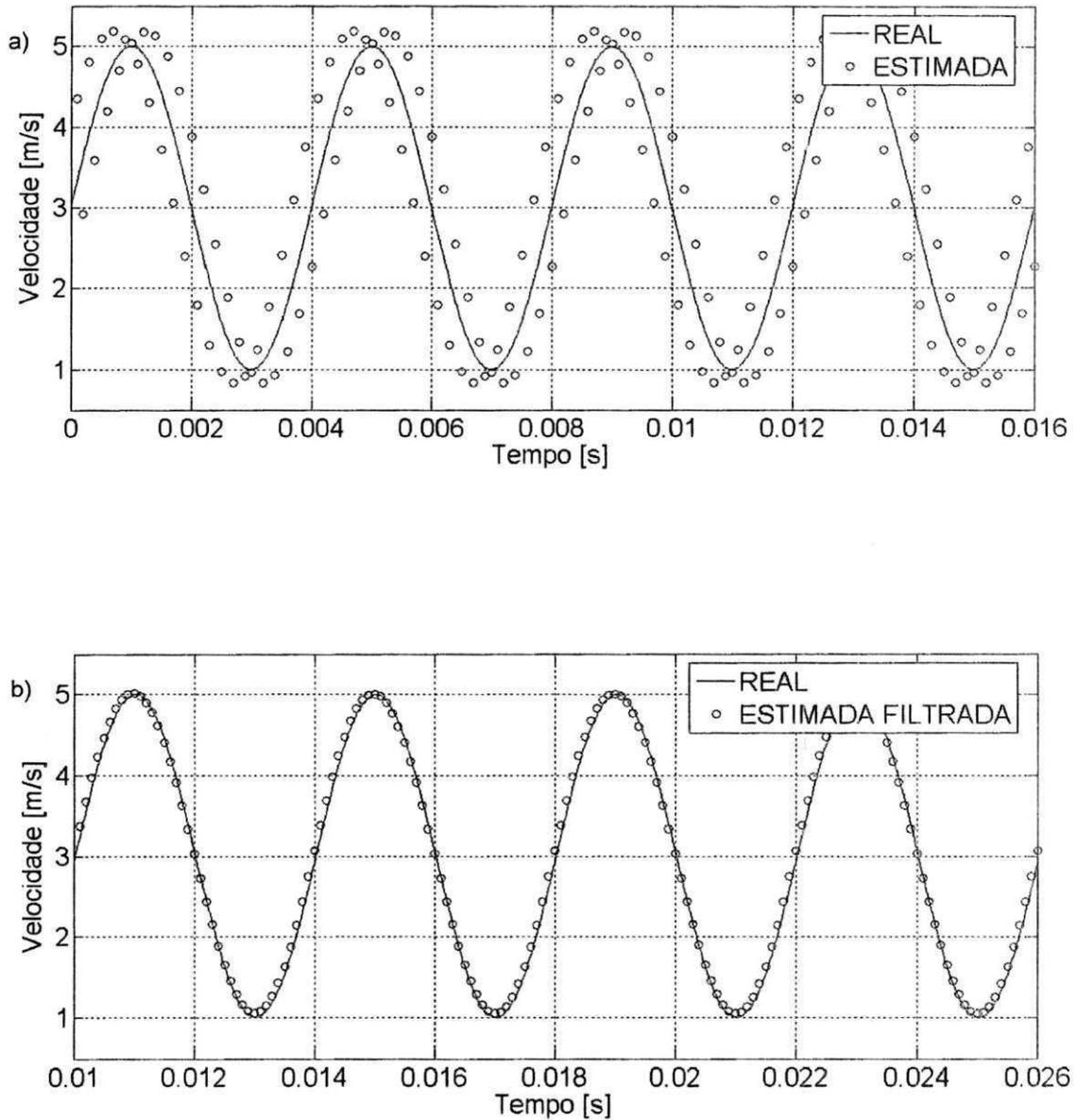


Figura 4.3.3 – Sinal estimado com $f_s = 5 \text{ kHz}$ e $f_f = 250 \text{ Hz}$: a) Antes do filtro e b) Após a filtragem.

CAPÍTULO 4 – INCERTEZA NA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE DO FLUIDO USANDO CTA COM SENSOR ÚNICO

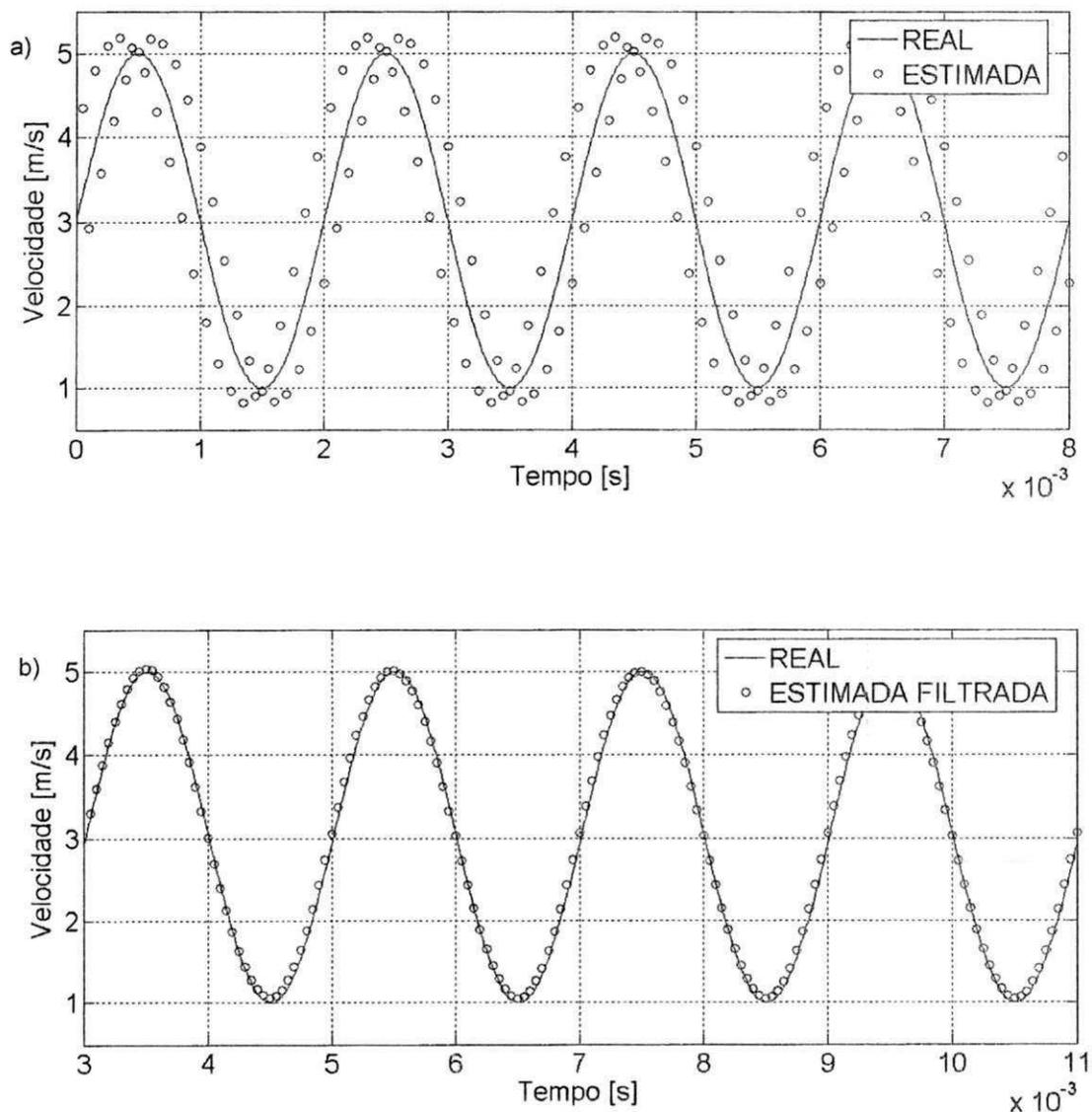


Figura 4.7 – Sinal estimado com $f_s = 10 \text{ kHz}$ e $f_f = 500 \text{ Hz}$: a) Antes do filtro e b) Após a filtragem.

Mediante o conteúdo exposto nos gráficos comparativo das figuras (4.3.1), (4.3.2) e (4.3.3), é notória a eficiência do CTA com sensor único, pois aplicando um simples filtro passa-baixas cujos parâmetros dependem da relação entre a frequência de chaveamento e do fluido consegue-se um resultado com erro relativo máximo menor que 1%, o que torna viável a utilização deste circuito para medição de velocidades em fluidos turbulentos.

CAPÍTULO 5

5 Conclusão

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho, estudou-se a anemometria a fio quente, suas equações e seu princípio de funcionamento. Verificou-se a necessidade de se compensar a temperatura do fluido fazendo uso de um sensor auxiliar denominado sensor de compensação.

Um problema associado ao uso do sensor de compensação é o fato de que esse sensor pode ser de um tipo diferente do sensor aquecido, e isso implica na utilização de circuitos condicionadores de sinais diferentes para os dois sensores, o que pode vir a comprometer a compensação uma vez que os tempos de resposta podem ser diferentes.

Outro problema associado ao uso do sensor de compensação é o fato de que a proximidade entre estes sensores (o aquecido e o de compensação) pode comprometer a exatidão da compensação, uma vez que o sensor aquecido transfere energia térmica para o sensor auxiliar.

A arquitetura que utiliza o chaveamento de resistores para compensar a temperatura do fluido apresenta erros na estimativa de velocidade do fluido devido ao chaveamento de resistores, que introduz um ruído de altas frequências no sinal estimado.

Mediante a análise espectral do sinal estimado é possível ratificar que o mesmo contém, além do sinal real, componentes de alta frequência que influenciam diretamente no erro da estimativa. Por isso, se faz necessária a utilização de um filtro passa-baixas para atenuar o ruído e reduzir significativamente a incerteza na medição de velocidade do fluido.

A partir dos resultados constantes neste trabalho, pode-se concluir que o anemômetro que utiliza um único sensor para compensar a temperatura do fluido constitui uma boa opção para a medição de velocidades variáveis.

Esta técnica dispensa o uso de um circuito auxiliar de medição de temperatura, mas exige a utilização de um filtro digital, o que não representa grandes problemas, já que o mesmo deve ser implementado via *software* reduzindo assim o custo total do circuito.

5.1 Sugestão para Trabalhos Futuros

Implementação prática do CTA com sensor único utilizando DSPs e FPGAs para comparar os resultados de desempenho.

REFERÊNCIAS

- CHEW, Y. T., KHOO, B. C., LIM, C. P. e TEO, C. J. (1998). *Dynamic Response of a Hot-Wire Anemometer. Part II: A Flush-Mounted Hot-Wire and Hot-Film Probes for Wall Shear Stress Measurements*, Measurement Science & Technology, Vol. 9, pp. 764-778.
- CHRISTMAN, P. J. e PODZIMEK, J. (1981). Hot-Wire Anemometer Behaviour in Low Velocity Air Flow, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 14, pp. 46-51.
- DAVIS, M. R. (1970). *The Dynamic Response of Constant Resistance Anemometers*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 3, pp. 15-20.
- DEEP, G. S., FREIRE, R. C. S., LOBO, P. C., ROCHA NETO, J. S. e LIMA, A. M. N. (1992). *Dynamic Response of a Thermoresistive Sensors*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 41, pp. 815-819.
- DOEBELIN, E. O. (1976). *Measurement System Application and Design*, cap.7. Mc Graw-Hill.
- FERREIRA, R. P. C. (1999). *Anemômetro a Fio Quente com Compensação da Temperatura do Fluido com Sensor Único*, Projeto e Pesquisa em Engenharia Elétrica, UFPb.
- FERREIRA, R. P. C., FREIRE, R. C. S., DEEP, G. S., ROCHA NETO, J. S. and OLIVEIRA, A. (2000). "Compensation of the Fluid Temperature Variation in a Hot-Wire Anemometer", IMTC2000 - Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 512-517.
- FERREIRA, R. P. C., FREIRE, R. C. S., DEEP, G. S., ROCHA NETO, J. S. and OLIVEIRA, A. (2000). "Anemômetro a Fio Quente Compensado em Temperatura com Sensor Único", CBA2000 – Congresso Brasileiro de Automática, pp. 1697-1702.
- FERREIRA, R. P. C., FREIRE, R. C. S., DEEP, G. S., ROCHA NETO, J. S. and OLIVEIRA, A. (2001). "Hot-Wire Anemometer With Temperature Compensation Using Only One

- Sensor*", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 50, no. 4, pp. 954-958.
- FERREIRA, R. P. C., FREIRE, R. C. S. and DEEP, G. S. (2002). "*Performance Evaluation of a Fluid Temperature Compensated Single Sensor Constant Temperature Anemometer*", IMTC2002 - Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 969-973.
- FERREIRA, V. P. (2008). Estudo do uso de Sensores de Temperatura na Medição e Controle de Vazão de Gases com Aplicação em HVAC, Dissertação de Mestrado, UFBA.
- FREIRE, R. C. S., DEEP, G. S. e OLIVEIRA, A. (1997). *Effect of Operational Amplifier Parameters on the Performance of Feedback Structures with Thermoresistive Sensor*, IMTC97 - Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 898-903.
- FREIRE, R. C. S., DEEP, G. S., LOBO, P. C., LIMA, A. M .N. e ROCHA NETO, J. S. (1998). *Dynamic Response of a Feedback Thermoresistive Electrical Substitution Pyranometer*, Journal of Solar Energy Engineering, Transactions of the ASME, Vol. 120, pp. 126-130.
- FREIRE, R. C. S. e DEEP, G. S. (1999). *Error in the Thermoresistive Sensor – Based Feedback Measurement Configuration Due to DC Amplifier Offset Voltage*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 48, pp. 50-54.
- FREYMUTH, P., (1967). *Feedback Control Theory for Constant-Temperature Hot-Wire Anemometer*, Review of Scientific Instruments, vol. 38, n° 5, pp. 677-681.
- FREYMUTH, P. (1969). *Compensation for the Thermal Lag of a Thin Wire Resistance Thermometer by Means of a Constant Temperature Hot-Wire Anemometer Calibrations*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 2, pp. 1001-1002.
- FREYMUTH, P. (1977a). *Frequency Response and Electronic Testing for Constant Temperature Hot-Wire Anemometers*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 10, pp. 705-710.

- FREYMUTH, P. (1977b). *Further Investigation of the Nonlinear Theory for Constant Temperature Hot-Wire Anemometers*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 10, pp. 710-713.
- FREYMUTH, P. (1997). *Interpretations in the Control Theory of Thermal Anemometer*, Measurement Science & Technology, Vol. 8, pp. 174-177.
- FREYMUTH, P. (1998). *On Higher Order Dynamics of Constant-Temperature Hot-Wire Anemometers*, Measurement Science & Technology, Vol. 9, pp. 534-535.
- FUJITA, H., OHHASHI, T., ASAKURA, M., YAMADA, M. e WATANABE, K. (1995). *A Thermistor Anemometer for Low-Flow-Rate Measurement*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 44, pp. 779-782.
- HINZE, J. O. (1975). *Turbulence*, 2 ed. Cap.2 - *Principles of Methods and Techniques in the Measurement of Turbulent Flows*. Mc Graw-Hill.
- ITSWEIRE, E. C. e HELLAND, K. N. (1983). *A High-Performance Low-Cost Constant Temperature Hot-Wire Anemometer*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 16, pp. 549-553.
- JIANG, F., TAI, Y., HO, C. M. e LI, W. J. (1994). *A Micromachined Polysilicon Hot-Wire Anemometer*, Solid-State Sensor and Actuator Workshop. pp. 264-267.
- JORGENSEN, F. E. (2002). *How to Measure Turbulence with Hot-Wire Anemometers – A Practical Guide*. Dantec Dynamics.
- KHOO, B. C., CHEW, Y. T. e LI, G. L. (1995). *A New Method by Which to Determine the Dynamic Response of Marginally Elevated Hot-Wire Anemometer Probes for Near-Wall Velocity and Wall Shear Stress Measurements*, Measurement Science & Technology, Vol. 6, pp. 1399-1406.

- KHOO, B. C., CHEW, Y. T., LIM, C. P. e TEO, C. J. (1998). *Dynamic Response of a Hot-Wire Anemometer. Part I: A Marginally Elevated Hot-Wire Probe for Near-Wall Velocity Measurements*, Measurement Science & Technology, Vol. 9, pp. 751-763.
- KOCH, F. A. e GARTSHORE, I. S. (1972). *Temperature Effects on Hot-Wire Anemometer Calibrations*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 5, pp. 58-61.
- LARSEN, N. T. (1976). "A New Self-Balancing DC-Substitution RF Power Meter", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 25, no. 4, pp. 343-347.
- LI, D. e GOW, K. S. (1995). *The Development of a Pulsed Multi-Element Hot-Wire Anemometer*, Measurement Science & Technology, Vol. 6, pp. 1175-1185.
- LOBO, P. C. (1966). *The Determination of Velocity Patterns in Engine Cylinders by Means of the Hot-Wire Anemometer*, PhD Thesis. King's College, London.
- LOMAS, C. G. (1986). *Fundamentals of Hot-Wire Anemometry*, Cambridge University Press.
- LU, S. S. (1979). *Dynamic Characteristics of a Simple Constant Temperature Hot-Wire Anemometer*, Review of Scientific Instruments, pp. 772-775.
- MILLER, I. S., SHAH, D. A. e ANTONIA, R. A. (1987). *A Constant Temperature Hot-Wire Anemometer*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 20, pp. 311-314.
- OKAMOTO, K., OHHASHI, T., ASAKURA, M. e WATANABE, K. (1994). *A Digital Anemometer*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 43, pp. 116-120.
- OLIVEIRA, A. (1995). *Anemômetro Digital*, Projeto de Pesquisa em Engenharia Elétrica, UFPb.
- OLIVEIRA, A., ROCHA NETO, J. S., DEEP, G. S. e FREIRE, R. C. S. (1996). *Thermoresistive Sensor Parameters from Its Static IxV Characteristics*, IMTC96 - Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 586-589.

- OLIVEIRA, A., FREIRE, R. C. S. e DEEP, G. S. (1997a). *Compensation of the Fluid Temperature Variation in a Hot-Wire Anemometer*, IMTC97 - Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 1377-1380.
- OLIVEIRA, A., LOBO, P. C., DEEP, G. S., FREIRE, R. C. S., ROCHA NETO, J. S., (1997b). *Frequency Domain Analysis of a Constant Temperature Radiation Meter*, ASME/97, Washington, USA, pp. 155-161.
- OLIVEIRA, A. (1997c). *Sensores Termo-resistivos em Configurações Realimentadas*, Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, UFPb.
- OLIVEIRA, A., LOBO, P. C., DEEP, G. S., FREIRE, R. C. S. e ROCHA NETO, J. S. (1999). *Frequency Domain Analysis of an Electrical Substitution Radiometer*, ASME/JSME/JSES International Solar Energy Conference, Vol. 121, pp. 110-115.
- LOUDHEUSDEN, B. W. (1997). *Effect of Operating Conditions on the Dynamic Response of Thermal Sensors With and Without Analog Feedback*, Sensors and Actuators, Elsevier Science Inc. Vol. 58, pp. 129-135.
- PAPANICOLAOU, P. N., PAPASPYROS, J. N. E., KASTRINAKIS, E. G. e NYCHAS, S. G. (1997). *A Fast Digital Technique for Calibration of Hot-Wire Over a Wide Temperature Range*, Measurement Science & Technology, Vol. 8, pp. 1363-1366.
- PERRY, A., MORRISON. G. L., (1971). *A Study of Constant-Temperature Hot_Wire Anemometer*, J. Fluid. Mech., Vol 47, part 3, pp 577-599.
- RASMUSSEN, A. e ZAGHLOUL, M. E., (1998). *In the Flow with MEMS*, Circuits and Devices, pp 12-25.
- ROCHA NETO, J. S. (1994). *Caracterização de Sensores Termo-resistivos*, Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, UFPb.

- SAKAO, F. (1973). *Constant Temperature Hot-Wires for Determining Velocity Fluctuations in an Air Flow Accompanied by Temperature Fluctuations*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 6, pp. 913-916.
- SANTANA, D.V., FREIRE, R.C.S., OLIVEIRA, A. e CATUNDA, S.Y.C. (2010). Análise da Incerteza na Medição de Velocidade Usando Anemômetro com Um Único Sensor Aquecido, CBA – Congresso Brasileiro de Automática, pp. 4987-4991.
- SARMA, G. R. (1993). *Analysis of a Constant Voltage Anemometer Circuit*, IMTC93 - Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 731-736.
- SAVOSTENKO, P. I. e SERBIN, S. P. (1989). *Hot-Wire Anemometer Invariant to Temperature of the Medium*, ASME/JSME/JSES International Solar Energy Conference, Vol. 121, pp. 1174-1179.
- SEDRA, A. S., SMITH, K. C., Microeletrônica, Editora: Pearson Education, São Paulo, 2004.
- SMITS, A. J., PERRY, A. E. e HOFFMANN, P. H. (1978). *The Response to Temperature Fluctuations of a Constant-Current Hot-Wire Anemometer*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 11, pp. 909-914.
- SMITS, A. J. e PERRY, A. E. (1981). *A Note on Hot-Wire Anemometer Measurements of Turbulence in the Presence of Temperature Fluctuations*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 14, pp. 311-312.
- TAKAGI, S. (1986). *A Hot-Wire Anemometer Compensated for Ambient Temperature Variations*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 19, pp. 739-743.
- WATMUFF, J. H. (1995). *An Investigation of the Constant-Temperature Hot-Wire Anemometer*, Experimental Thermal and Fluid Science, Elsevier Science Inc. Vol. 11, pp. 117-134.
- YUE, Z. e MALMSTRÖM, T. G. (1998). *A Simple Method for Low-Speed Hot-Wire Anemometer Calibration*, Measurement Science & Technology, Vol. 9, pp. 1506-1510.

6 Apêndice – A

Determinação dos parâmetros a e b usados na equação de King.

Pela equação do equilíbrio termodinâmico, tem-se que:

$$P_e = S(a + b\mathcal{G}^n)(T_s - T_f)$$

assim,

$$a + b\mathcal{G}^n = \frac{P_e}{S(T_s - T_f)}$$

Para o circuito da figura 2.1, a temperatura do sensor é dada pela equação (2.17) e a potência elétrica dissipada pelo sensor é dada pela equação (2.18). Dessa forma, isolando-se o sensor de qualquer fluxo de massa, a velocidade à qual este estaria submetido é aproximadamente nula. Assim, o parâmetro a é dado por:

$$a = \frac{P_e}{S(T_s - T_f)}$$

no qual a temperatura do fluido T_f deve ser conhecida.

Com o valor de a conhecido, pode-se submeter o sensor a um fluxo de massa com uma velocidade de 1 m/s. Assim, o parâmetro b pode ser obtido pela expressão:

$$b = \frac{P_e}{S(T_s - T_f)} - a$$

Dessa forma, os parâmetros a e b são determinados experimentalmente.

7 Apêndice – B

Determinação das condições iniciais para a solução numérica das equações diferenciais (2.7) e (2.11), usando o método de Runge Kutta de 4ª ordem, necessárias à realização das simulações.

Equação (2.7):

$$\frac{dR_s}{dt} = \frac{\beta R_0}{mc} \left[\frac{V_s^2}{R_s} - S(a + b g^n)(T_s - T_f) \right] \quad (2.7)$$

Equação (2.11):

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{G(kV_o - V_s + V_{os}) - V_o}{\tau} \quad (2.11)$$

Para a condição de estado estacionário, tem-se que:

$$\frac{dR_s}{dt} = 0 \quad \text{e} \quad \frac{dV_o}{dt} = 0$$

Assim, tem-se que:

$$\frac{V_s^2}{R_s} - hS(T_s - T_f) = 0 \quad (B.1)$$

no qual h é definido na equação (2.2) $h = a + b g^n$, e

$$kV_o - V_s + V_{os} = 0 \quad \Rightarrow \quad V_s = kV_o + V_{os} \quad (B.2)$$

Equação (2.16):

$$R_s = \frac{R_i V_s}{V_o - V_s} \quad (2.16)$$

Equação (2.17):

$$T_s = \frac{I}{\beta} \left(\frac{R_i V_s}{R_o (V_o - V_s)} - I \right) \quad (2.17)$$

Substituindo as equações (2.16) e (2.17) na equação (B.1), tem-se que:

$$\frac{V_s^2}{\frac{R_i V_s}{V_o - V_s}} - \frac{hSR_i}{\beta R_o} \frac{V_s}{(V_o - V_s)} + \frac{hS}{\beta} + hST_f = 0$$

$$\frac{V_s(V_o - V_s)}{R_i} - \frac{hSR_i}{\beta R_o} \frac{V_s}{(V_o - V_s)} + hS \left(\frac{I}{\beta} + T_f \right) = 0 \quad (B.3)$$

Das equações (B.2) e (B.3), tem-se que:

$$\frac{(kV_o + V_{os})(V_o - kV_o - V_{os})}{R_i} - \frac{hSR_i}{\beta R_o} \frac{(kV_o + V_{os})}{(V_o - kV_o - V_{os})} + hS \left(\frac{I}{\beta} + T_f \right) = 0$$

$$(kV_o + V_{os})[(1-k)V_o - V_{os}] - \frac{hSR_i^2}{\beta R_o} \frac{(kV_o + V_{os})}{[(1-k)V_o - V_{os}]} + hSR_i \left(\frac{I}{\beta} + T_f \right) = 0$$

$$\beta R_o (kV_o + V_{os}) [(1-k)V_o - V_{os}]^2 - hSR_i^2 (kV_o + V_{os}) + R_o hSR_i (I + \beta T_f) [(1-k)V_o - V_{os}] = 0 \quad (B.4)$$

Manipulando-se a equação (B.4), tem-se o seguinte polinômio:

$$k_o V_o^3 + k_l V_o^2 + k_2 V_o + k_3 = 0$$

no qual:

$$k_0 = \beta R_o (k - 2k^2 + k^3)$$

$$k_1 = \beta R_o (3k^2 - 4k + 1) V_{os}$$

$$k_2 = [\beta R_o (3k - 2) V_{os}^2 - hSR_i^2 k + R_o hSR_i (1 + \beta T_f) V_{os}]$$

$$k_3 = [\beta R_o V_{os}^3 - hSR_i^2 V_{os} - R_o hSR_i (1 + \beta T_f) V_{os}]$$

A condição inicial para a equação (2.11) ($V_{oinicial}$) é fornecida mediante a solução desse polinômio. Esse polinômio possui três raízes, sendo que duas delas são complexas ou negativas, dependendo do valor da tensão de desvio V_{os} . O valor de V_{os} é responsável pela estabilidade do sistema, o que interfere diretamente no ponto de operação do anemômetro e conseqüentemente na determinação das condições iniciais. Dessa forma, o valor de $V_{oinicial}$ será a raiz positiva do polinômio.

A condição inicial para a equação (2.7) ($R_{sinicial}$) é obtida a partir das equações (2.16) e (B.2). Assim,

$$R_{sinicial} = \frac{R_i (k V_{oinicial} + V_{os})}{[(1 - k) V_{oinicial} - V_{os}]} \quad (B.5)$$

Dessa forma, $V_{oinicial}$ e $R_{sinicial}$, constituem os valores iniciais para a solução numérica do sistema composto pelas equações (2.7) e (2.11).

Apêndice – C

Programa escrito em MATLAB, no qual as equações diferenciais (2.7) e (2.11) são resolvidas numericamente com o método de *Runge Kutta* de 4ª ordem, de forma que se obter as tensões V_s e V_o .

```
global S Tf mc R0 Ri beta G Vos RC a b n k ff % variáveis globais

S = 8.917e-8; % área do sensor
a = 1375;
b = 976; % a, b e n são as constantes do sensor
n = 0.5;
Tf = 30; % temperatura do fluido
mc = 1.8e-9; % capacidade térmica do sensor
R0 = 6.8041; % Resistência do sensor a 0 °C
beta = 0.00172; % coeficiente de temperatura do sensor
G = 1e5; % ganho do amplificador operacional em malha aberta
Vos = 5e-3; % tensão de desvio do amplificador
k = 0.5013;
fc = 100.00; % frequência de corte do amplificador
ff = 500.0; % frequência de variação da velocidade do fluido
RC = 1/(2*pi*fc);
Ri = 7.8;
t0 = 0; % tempo inicial
tfinal = 0.02; % tempo final
passo = 0.00001; % passo de integração

% determinação das condições iniciais -> Apêndice B
vel = 3;
h = a + b*(vel^n);
k0 = beta*R0*(k-2*(k^2)+(k^3));
k1 = beta*R0*(3*(k^2)-4*k+1)*Vos;
k2 = (beta*R0*(3*k-2)*(Vos^2)) - h*S*(Ri^2)*k + (R0*h*S*Ri*(1+beta*Tf)*(1-k));
k3 = (beta*R0*(Vos^3)) - (h*S*(Ri^2)*Vos) - (R0*h*S*Ri*(1+beta*Tf)*Vos);
coeficientes = [k0 k1 k2 k3];
raiz = roots(coeficientes)

Voinicial = raiz(1);
Rsinicial = (Ri*(k*Voinicial+Vos))/((1-k)*Voinicial-Vos);
```

```
% solução das equações diferenciais usando RUNGE KUTTA de 4ª ordem
options = odeset('RelTol',1e-12,'AbsTol',[1e-12 1e-12]);
[t,y]=ode45('sensor',[t0:passo:tfinal],[Rsinicial Voinicial]',options);
```

```
Rs=y(:,1); % solução da equação (2.7)
Vo=y(:,2); % solução da equação (2.11); Sinal de Vo

Vs=Vo.*Rs./(Ri+Rs); % equação (2.10); Sinal de Vs
```

```
function yp= sensor(t,y)
global S Tf mc R0 Ri beta G Vos RC a b n k ff
```

```
vel=3+2*(sin(2*pi*ff*t)); % velocidade do fluido
```

```
h=a+b*(vel^n); % equação (2.2)
```

```
Rs=y(1);
Vo=y(2);
Ts=(Rs/R0-1)/beta; % equação (2.4)
Vs=Vo*Rs/(Ri+Rs); % equação (2.10)
```

```
Vop=(G*(Vo*k-Vs+Vos)-Vo)/RC; % equação (2.11)
Rsp=(beta*R0/mc)*(Vs^2/Rs-h*S*(Ts-Tf)); % equação (2.7)
```

```
yp=[Rsp Vop];
```

8 Apêndice – D

Programa escrito em Matlab para a simulação de um anemômetro de fio quente a temperatura constante. Simulação da curva $V_o \times \mathcal{G}$.

8.1.1.1.1.1 Arquivo: *anemo.m*

```
global S Tf mc R0 Ri beta G Vos RC a b n k ff

S =8.917e-8;          % sensor surface area
a= 1375;
b=976;
n=0.5;
Tf =40;              % surrounding air temperature
mc =1.8e-9;          % sensor thermal capacity
R0 =6.8041;          % sensor ohmic resistance at 0 graus C
beta = 0.00172;      % sensor temperature coefficient
G = 1e5;% amplifier gain
Vos = 1e-3;          % input offset voltage
k = 0.5013;          % bridge ratio
fc=100.00; % frequency amplifier operational
ff=500.0; % frequency fluid
RC=1/(2*pi*fc);
Ri=7.8;
t0 = 0 ;             % initial value of t
tfinal = 2;          % final value of t
passo=0.00001;      % passo de integração

% determinação das condições iniciais
vel=0;
h=a+b*(vel^n);
k0=beta*R0*(k-2*(k^2)+(k^3));
k1=beta*R0*(3*(k^2)-4*k+1)*Vos;
k2=(beta*R0*(3*k-2)*(Vos^2))-(h*S*(Ri^2)*k)+(R0*h*S*Ri*(1+beta*Tf)*(1-k));
k3=(beta*R0*(Vos^3))-(h*S*(Ri^2)*Vos)-(R0*h*S*Ri*(1+beta*Tf)*Vos);
coeficientes=[k0 k1 k2 k3];
raiz = roots(coeficientes)

Voinicial=raiz(1);
Rsinicial=(Ri*(k*Voinicial+Vos))/((1-k)*Voinicial-Vos);

% Solve differential equation
options = odeset('RelTol',1e-12,'AbsTol',[1e-12 1e-12]);
[t,y] = ode45('sensor',[t0:passo:tfinal],[Rsinicial Voinicial]',options);
```

```
Rs=y(:,1);
Vo=y(:,2);
vel=10*t;
```

```
plot(vel,Vo);
```

8.1.1.1.1.2 *Arquivo: sensor.m*

```
function yp= sensor(t,y)
global S Tf mc R0 Ri beta G Vos RC a b n k ff
```

```
vel=10*t; % velocidade do fluido - variação contínua
h=a+b*(vel^n);
```

```
Rs=y(1);
Vo=y(2);
Ts=(Rs/R0-1)/beta;
Vs=Vo*Rs/(Ri+Rs);
```

```
Vop=(G*(Vo*k-Vs+Vos)-Vo)/RC;
Rsp=(beta*R0/mc)*(Vs^2/Rs-h*S*(Ts-Tf));
```

```
yp=[Rsp Vop]';
```

9 Apêndice – E

Programa escrito em MATLAB para simulação do modelo do CTA com sensor único, do filtro passa-baixas e da FFT.

```
%ESTE PROGRAMA UTILIZA OS DADOS GERADOS PELO MODELO CTA_1SENSOR.MDL PARA
%SIMULAR AS FORMAS DE ONDA DO CIRCUITO CTA COM UM ÚNICO SENSOR.
```

```
%%%%%%%%%%%%%% Variáveis Utilizadas
```

```
%%%%%%%%%%%%%%
beta = 0.00172;      % COEFICIENTE DE TEMPERATURA DO SENSOR
R0 = 6.8041;        % RESISTÊNCIA DO SENSOR À TEMPERATURA T0
a = 1375;           % CTE DA LEI DE KING
b = 976;            % CTE DA LEI DE KING
n = 0.5;           % CTE DA LEI DE KING
S = 8.917e-8;      % ÁREA DO SENSOR
ff = 20;            % FREQUENCIA DO FLUIDO
fs = 1000;         % FREQUENCIA DE CHAVEAMENTO
I = 100*ff/fs;     % AMOSTRADOR
fa=200*ff;         % FREQUENCIA DE AMOSTRAGEM
t=[1:2000]/fa;     % TEMPO
Vreal=3+2*sin(2*pi*ff*t); % SINAL DE REFERÊNCIA DE VELOCIDADE
L=0;
j=0;
wp=fs/fa;
ws=2*fs/fa;
Amax=3;            % MÁXIMA VARIAÇÃO NA FAIXA DE PASSAGEM
Amin=60;           % VARIAÇÃO MÍNIMA NA FAIXA DE BLOQUEIO
clc
```

```
%%%%%%%%%%%%%% Aquisição das Tensões
```

```
%%%%%%%%%%%%%%
%OBS: A PARTIR DAS AQUISIÇÕES DAS TENSÕES DE SAÍDA E DO SENSOR, CALCULAMOS
%OS VALORES DAS POTÊNCIAS E DAS TEMPERATURAS NOS INSTANTES "X" E "Y".
```

```
for i=1:1999
    if(resistor(i+1)>resistor(i)) %Transição Positiva da Onda
        j=j+1;
        Vox(j)=saida(i);
        Vsx(j)=sensor(i);
        Pex(j)=Vsx(j)*(Vox(j)-Vsx(j))/7.8;
        Tsx(j)=(1/beta)*((7.8*Vsx(j)/(R0*(Vox(j)-Vsx(j))))-1);
        Vp(j)=Vreal(i);
    end
    if(resistor(i+1)<resistor(i)) %Transição Negativa da Onda
        L=L+1;
        Voy(L)=saida(i);
        Vsy(L)=sensor(i);
        Pey(L)=Vsy(L)*(Voy(L)-Vsy(L))/8.2;
```

```

Tsy(L)=(1/beta)*((8.2*Vsy(L)/(R0*(Voy(L)-Vsy(L))))-1);
Vn(L)=Vreal(i);
end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Velocidade Estimada a 2tr
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for i=1:L-1
    Ve(2*i-1)=((((Pex(i)-Pey(i))/(S*(Tsx(i)-Tsy(i))))-a)/b)^2;
    Ve(2*i)=((((Pey(i)-Pex(i+1))/(S*(Tsy(i)-Tsx(i+1))))-a)/b)^2;
    Vr(2*i-1)=Vreal(2*I*i-1);
    Vr(2*i)=Vreal(2*I*i);
    erro(2*i-1)=(Vr(2*i-1)-Ve(2*i-1))/Vr(2*i-1);
    erro(2*i)=(Vr(2*i)-Ve(2*i))/Vr(2*i);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Escalonamento da Velocidade
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Ve(2*L-1)=Vreal(1999);
Ve(2*L)=Vreal(2000);
Vef((L-1)*2+1)=Vreal(1998);
Vef(2*L)=Vreal(2000);
Vr(2*L-1)=Vreal(2*(L-1)*I);
Vr(2*L)=Vreal(2*L*I);
erro(2*L-1)=(Vr(2*L-1)-Ve(2*L-1))/Vr(2*L-1);
erro(2*L)=(Vr(2*L)-Ve(2*L))/Vr(2*L-1);

%Escalonamento do Sinal Estimado a 2tr (Normal)
for i=1:2000
    Vest(i)=0;
    if(mod(i,I)==0)
        %Vest(i)=Vem(i/(2*I));
        Vest(i)=Ve(i/I);
    end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Transformada de Fourier do Sinal
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

ya=abs(fftshift(fft(Vest,length(Vest))))/length(Vest);
m=[-length(ya)/2:-1+length(ya)/2];
freq=m*fa/length(ya);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Filtragem do Sinal
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

[ordem,wnorm]=buttord(wp,ws,Amax,Amin);
[num,den]=butter(ordem,wnorm);
Vefilt=filter(num,den,Ve);

```

```

%%%%%%%%%%%%%% Ângulo de Defasagem
%%%%%%%%%%%%%%

teta=acos(((Vr-3)*(Vefilt-3))/(norm(Vr-3)*norm(Vefilt-3)));

%%%%%%%%%%%%%% Escalonamento do Sinal Filtrado
%%%%%%%%%%%%%%

for i=1:2000
    Vef(i)=0;
    if(mod(i,I)==0)
        Vef(i)=Vefilt(i/I);
    end
end

%%%%%%%%%%%%%% Transformada de Fourier do Sinal Filtrado %%%%%%%%%%%%%%%

yd=abs(fftshift(fft(Vef,length(Vef))))/length(Vef);
md=[-length(yd)/2:-1+length(yd)/2];
freqd=m*fa/length(yd);

%%%%%%%%%%%%%% Sinal para Comparação
%%%%%%%%%%%%%%

Vad=3+2*sin(2*pi*ff*t-1.1*teta);    % Sinal Real Defasado

for i=1:L
    Vrd(2*i-1)=Vad(2*I*i-I);
    Vrd(2*i)=Vad(2*I*i);
end

%%%%%%%%%%%%%% Erro do Sinal Filtrado
%%%%%%%%%%%%%%
for i=(0.8*length(Vefilt)):length(Vefilt)
%for i=floor((200/I)+1):floor(400/I)
    efilt2(i)=(Vrd(i)-Vefilt(i))/Vrd(i);
end

%%%%%%%%%%%%%% Desvio Padrão e Erro Máximo
%%%%%%%%%%%%%%

disp('O desvio padrão do erro relativo do sinal estimado é:')
std(erro)
disp('O erro relativo médio do sinal estimado é:')
mean(erro)
disp('O erro relativo máximo do sinal estimado é:')
max(erro)
disp('O desvio padrao do erro com o sinal filtrado é:')
std(efilt2)
disp('O erro relativo médio do sinal filtrado é:')
mean(efilt2)

```

```

disp('O erro relativo máximo do sinal filtrado é:')
max(efilt2)
disp('A ordem do filtro é:')
ordem

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Gráficos para Análise
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

figure(1)
plot(freq,ya)
grid
xlabel('Frequência [Hz]')
ylabel('Amplitude do Espectro')
title('Espectro do Sinal Estimado')

```

```

figure(2)
plot(t,Vreal,'k',t,Vest,'o')
grid
xlabel('Tempo [s]')
ylabel('Velocidade [m/s]')
legend('REAL','ESTIMADA')
%title('RESPOSTA CTA com ff=400Hz e fs=10kHz (ANTES)')

```

```

figure(3)
plot(freq,yd)
grid
xlabel('Frequência [Hz]')
ylabel('Espectro Normalizado')
title('Espectro do Sinal Filtrado')

```

```

figure (4)
plot(t,Vad,'b',t,Vef,'o')
grid
xlabel('Tempo [s]')
ylabel('Velocidade [m/s]')
legend('REAL','ESTIMADA FILTRADA')
%title('RESPOSTA CTA com ff=20Hz e fs=1kHz (DEPOIS)')

```